

# ALIMENTATIONS A DECOUPAGE

Dans la mise au point de sources continues, coexistent deux grands principes :

- Les alimentations linéaires
- Les alimentations à découpage

Historiquement, les alimentations linéaires sont les plus anciennes ; il n'empêche qu'elles restent supérieures aux alimentations à découpage dans certains domaines.

Les alimentations à découpage sont apparues dans les années 70 ; elles utilisent, entre autres, un ou plusieurs interrupteurs, travaillant à des fréquences comprises entre 20 et 200kHz.

Pour réaliser une alimentation continue, on peut partir d'une alimentation continue déjà existante comme une batterie d'accumulateurs, ou du secteur 220V / 50Hz.

Dans le 1<sup>er</sup> cas, la liaison est directe entre la source existante et celle réalisée ; il faut par contre une isolation galvanique entre le réseau alternatif et la sortie continue dans le second cas.

Nous distinguerons donc :

- Les alimentations à découpage non isolées (Issues d'une source continue, elles assurent une conversion continu – continu ; elles sont parfois nommées « hacheurs »)
- Les alimentations à découpage isolées (Le secteur 50Hz est préalablement redressé et filtré puis découpé au primaire d'un transformateur)
- Quelques alimentations spéciales, telles les alimentations à pompe de charge.

Terminons cette introduction par une rapide comparaison des deux technologies :

- Alimentations utilisant un transformateur : Dans les alimentations linéaires, le transformateur travaille à 50Hz ; dans les alimentations à découpage, il travaille à plusieurs dizaines de kHz. La formule de Boucherot pour un circuit magnétique s'écrit :

$$U_{EFF} = 4,44 \times B_{MAX} \times N \times f \times S$$

( $U_{EFF}$  : tension efficace aux bornes d'un enroulement, N : nombre de spires, S : section du circuit magnétique, f : fréquence,  $B_{MAX}$  : Champ magnétique crête)

La conséquence est claire : Pour une même tension efficace, si on augmente f, on diminuera N et S.

*Le transformateur d'une alimentation à découpage est bien moins volumineux donc bien moins lourd que celui d'une alimentation linéaire : Alors que la puissance massique atteint péniblement 20W / kg dans une alimentation linéaire, elle se situe entre 50 et 100W / kg pour une alimentation à découpage.*

- Le (ou les) interrupteur(s) sont des transistors en régime de commutation dans une alimentation à découpage ; ils dissipent peu. Le transistor de puissance d'une alimentation linéaire fonctionne en régime linéaire ( ! ) et peut dissiper beaucoup plus.  
Ceci est encore en faveur de la technologie découpage :  
*Alors que le rendement d'une alimentation linéaire peut être très faible (20 à 50%), celui d'une alimentation à découpage est en général excellent ( supérieur à 2/3 )*
- Ondulation résiduelle, stabilité : Le constat est ici différent ; la faveur va aux alimentations linéaires qui produisent des tensions et courants beaucoup plus « propres » (stabilité relative de  $10^{-4}$  sans difficulté, alors qu'elle se situe entre  $10^{-2}$  et  $10^{-3}$  pour les alimentations à découpage)
- Enfin, les alimentations à découpage peuvent être source de pollution électromagnétique, alors que les parasites rayonnés ou conduits par une alimentation linéaire restent négligeables.

## 1 . Alimentations à découpage non isolées.

Ces alimentations partent d'une source continue déjà existante, que nous nommerons  $U_o$ . Elles débitent dans une charge résistive  $R_u$ .

Elles mettent en jeu 3 éléments :

- Un transistor **T** fonctionnant en commutation (découpeur), à une fréquence fixe  $f$  et un rapport cyclique  $\alpha$  réglable. (C'est souvent un MOS, de  $R_{ON}$  faible)
- Une bobine stockant et libérant de l'énergie magnétique.
- Une diode de roue libre **D**, assurant la continuité du flux magnétique dans la bobine.

Un condensateur, de capacité suffisante, est câblé en sortie, aux bornes de la charge  $R_u$ , afin de limiter les ondulations de la tension de sortie.

(On choisira  $C$  de telle sorte que  $R_u \times C \gg T$ )

Le rapport cyclique  $\alpha$  est fixé par un oscillateur PWM, commandé par l'écart entre une tension de référence et une image de la tension de sortie ; l'ensemble constitue une boucle de régulation. (Voir les schémas structurels plus loin)

Sur une période de découpage, nous supposons **T** passant de 0 à  $\alpha \times T$  ( $t_{ON}$ ), puis bloqué de  $\alpha \times T$  à  $T$  ( $t_{OFF}$ ).

Afin de simplifier l'analyse de fonctionnement, nous idéaliserons les composants :

- Tension nulle aux bornes du transistor conducteur.
- Diode de roue libre de seuil de conduction négligeable.
- Bobine ramenée à sa seule inductance  $L$  (Hypothèse plausible au vu de l'ordre de grandeur de la fréquence de découpage)

A priori, il existe 2 régimes de fonctionnement de telles alimentations :

- Régime de conduction continue : Le courant ne s'annule jamais dans la bobine
- Régime de conduction discontinue : Il y a démagnétisation totale de la bobine au cours d'une période, ce qui correspond à l'annulation temporaire du courant qui la traverse.

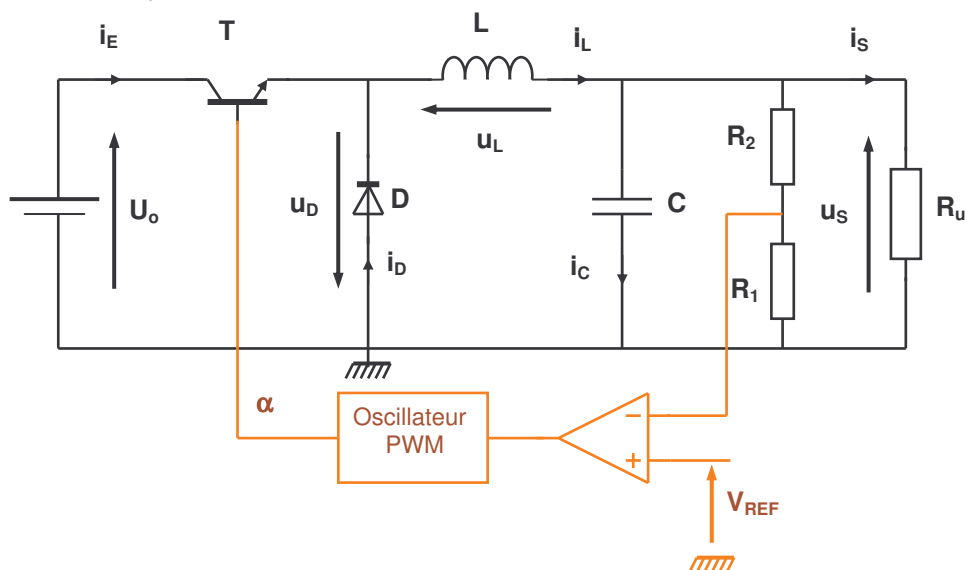
Seul le régime de conduction continue est intéressant pour ce type d'alimentations ; nous nous placerons donc dans cette hypothèse.

On peut réaliser 3 types d'alimentations, selon la disposition de ces éléments.

### 1.1 Alimentation fonctionnant en abaisseur. (Step down converter)

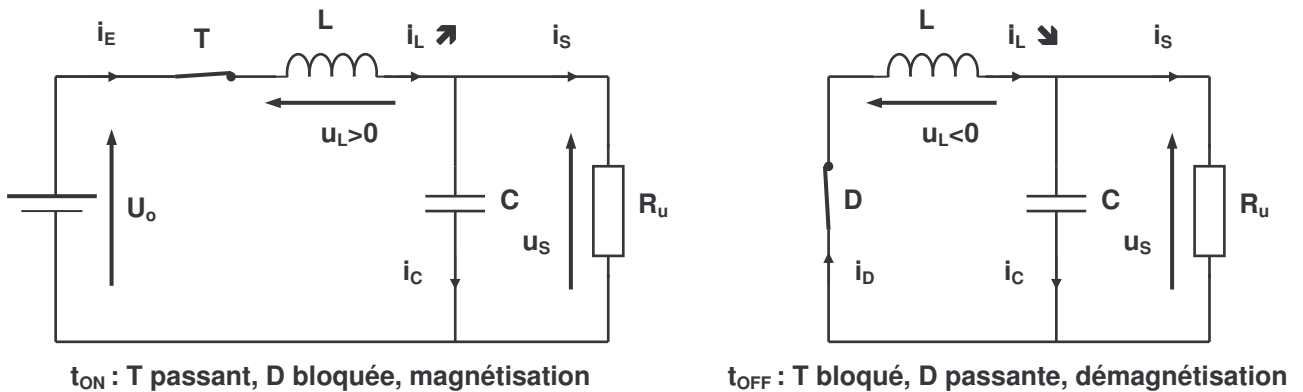
En électronique de puissance, ce système est un hacheur série, ou convertisseur Buck.

#### 1.1.1 Schéma de principe



### 1.1.2 Schémas équivalents, selon l'état du transistor **T**

Pendant  $t_{ON}$  (transistor passant), la source  $U_o$  débite dans la bobine et la charge ; le courant  $i_E = i_L$  croit.  
pendant  $t_{OFF}$  (transistor bloqué), nous avons une phase de roue libre durant laquelle la bobine cède une partie de son énergie à la charge ; le courant  $i_L$  décroît.



### 1.1.3 Chronogrammes principaux :

Valeur moyenne de  $i_L$  :  $\frac{I_M + I_m}{2}$

En 1<sup>ère</sup> approximation, la valeur moyenne du courant  $i_L$  est transmise à la charge  $R_u$ , alors que le condensateur de filtrage reçoit l'ondulation de  $i_L$ . Dans cette hypothèse,  $u_S$  et  $i_S$  sont pratiquement constantes.

Expression de  $u_S$  :

Sur l'intervalle  $t_{ON}$ ,  $u_L = L \frac{di_L}{dt}$  s'écrit

$$U_o - u_S = L \frac{I_M - I_m}{t_{ON}}$$

Sur l'intervalle  $t_{OFF}$ , cette relation devient

$$-u_S = L \frac{I_m - I_M}{t_{OFF}}$$

D'où, par élimination de  $L \times (I_M - I_m)$

$$(U_o - u_S) \times t_{ON} = u_S \times t_{OFF}$$

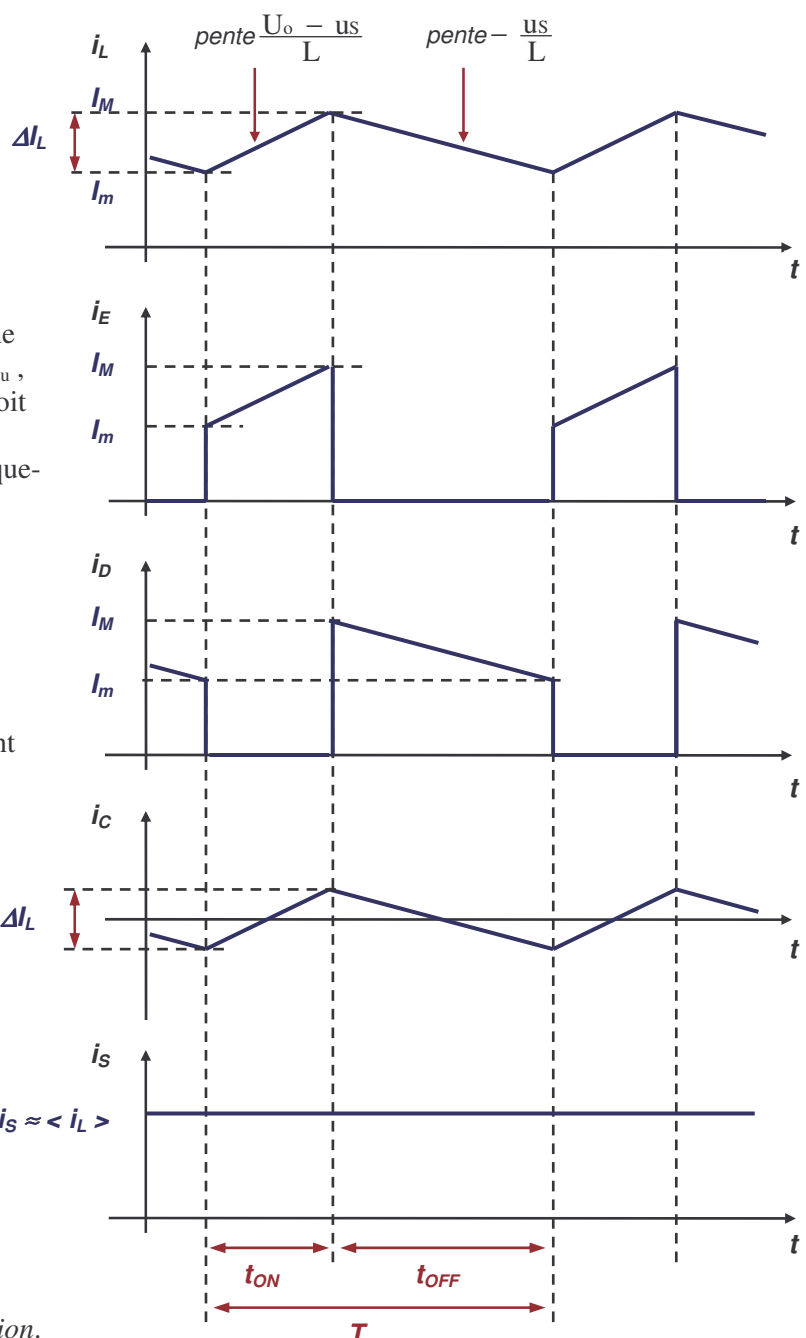
$$\text{soit } U_o \times t_{ON} = u_S \times (t_{ON} + t_{OFF})$$

par définition,  $t_{ON} + t_{OFF} = T$

et  $\alpha = \frac{t_{ON}}{T}$  (rapport cyclique)

Finallyment :  **$u_S = \alpha \times U_o$**

$u_S$  est réglable par  $\alpha$  entre 0 et  $U_o$ ; le système fonctionne en abaisseur de tension.



### 1.1.4 Choix des composants ; ondulations.

Rappel de l'hypothèse de travail : La fréquence de découpage est fixée, de même que la charge  $R_U$  et la valeur de la tension  $u_S$  à stabiliser.

Le courant dans la bobine ne s'annule pas au cours d'une période.

#### Inductance de la bobine :

La relation  $U_o - u_S = L \cdot \frac{I_M - I_m}{t_{ON}}$  (cf. page précédente) permet d'écrire l'expression de l'ondulation du

courant dans la bobine  $\Delta I_L = I_M - I_m$ :

$$\Delta I_L = t_{ON} \cdot \frac{U_o - u_S}{L}, \text{ soit, avec } u_S = \alpha \times U_o, \text{ et } t_{ON} = \alpha \times T = \alpha/f, \quad \Delta I_L = \alpha \cdot \frac{(1 - \alpha) \cdot U_o}{L \cdot f}$$

L'ondulation  $\Delta I_L$  doit rester faible devant la valeur moyenne de  $i_L(t)$ , c'est à dire  $i_S$  ;

$\Delta I_L \approx 0.1 \times i_S$  est une condition « raisonnable »

Il est ainsi possible de dimensionner l'inductance  $L$  :

$$\Delta I_L \approx 0,1 i_S = \alpha \cdot \frac{(1 - \alpha) \cdot U_o}{L \cdot f} \text{ entraîne } L \approx \frac{10 \cdot (1 - \alpha) \cdot R_u}{f} \quad \alpha \text{ est donné par le rapport } \frac{u_S}{U_o}$$

#### Capacité de filtrage :

La capacité de filtrage  $C$  est soumise à la tension de sortie  $u_S$  ; le courant  $i_C$  étant non nul, la tension de sortie  $u_S$  présente nécessairement une ondulation  $\Delta u_S$ . (ce que nous avons négligé au § précédent)

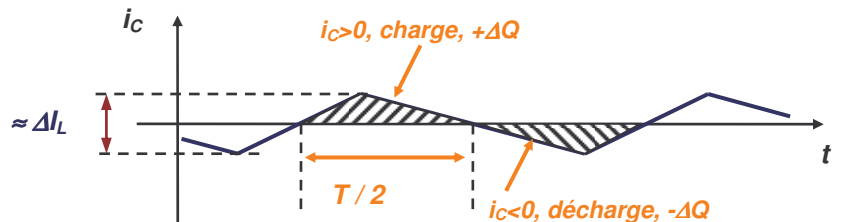
Charge mise en jeu par période :

$$\Delta Q = \frac{1}{2} \cdot \frac{T}{2} \cdot \frac{\Delta I_L}{2} = \frac{\Delta I_L}{8f}$$

or  $\Delta Q = C \cdot \Delta u_S$

$$\text{d'où } C = \frac{\Delta I_L}{8f \cdot \Delta u_S}$$

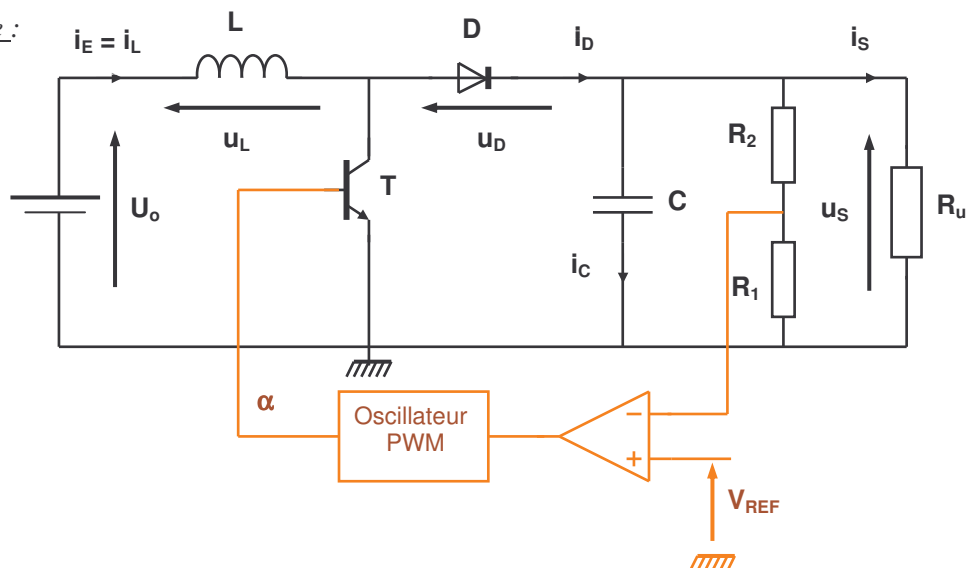
En se fixant toujours  $\Delta I_L \approx 0,1 \times i_S$  (cf. plus haut), on aboutit à  $C = \frac{\Delta I_L}{8f \cdot \Delta u_S} \approx \frac{0,1 u_S}{8f R_u \Delta u_S} \approx \frac{\alpha(1 - \alpha) U_o}{8L f^2 \Delta u_S}$



## 1.2 Alimentation fonctionnant en élévateur. (Step up convertter)

En électronique de puissance, cette alimentation se nomme hacheur parallèle ou convertisseur Boost.

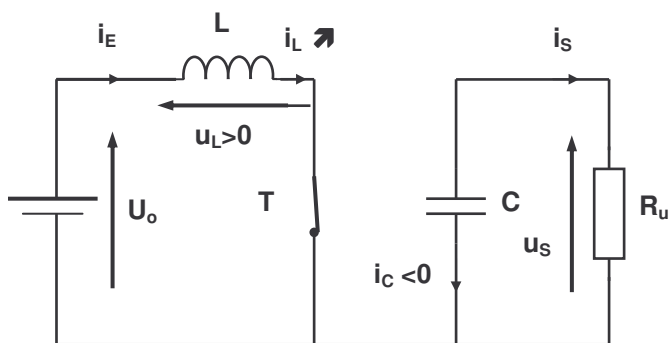
### 1.2.1 Schéma de principe :



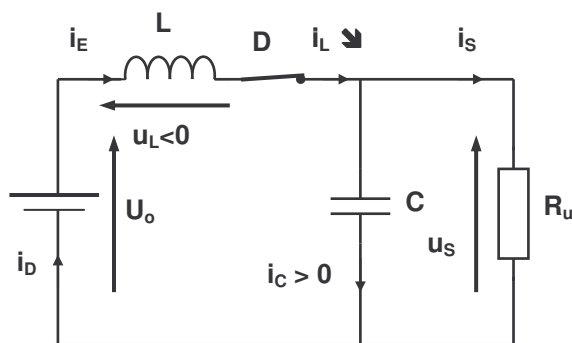
### 1.2.2 Schémas équivalents, selon l'état du transistor **T** :

Pendant  $t_{ON}$  (transistor passant), la source  $U_o$  fournit de l'énergie à la bobine ( $u_L = U_o$ ) : Le courant  $i_E = i_L$  croît ; dans le même temps, la capacité de filtrage fournit de l'énergie à la charge.

Pendant  $t_{OFF}$  (transistor bloqué),  $u_L$  s'inverse, la bobine se retrouve en série avec la source  $U_o$  et impose  $u_s$  plus grande que  $U_o$  !



$t_{ON}$  : T passant, D bloquée, magnétisation la charge  $R_u$  est alimentée par C



$t_{OFF}$  : T bloqué, D passante, démagnétisation

### 1.2.3 Chronogrammes :

Expression de  $u_s$  :

Sur l'intervalle  $t_{ON}$ ,  $u_L = L \frac{di_L}{dt}$  s'écrit

$$U_o = L \frac{I_M - I_m}{t_{ON}}$$

Sur l'intervalle  $t_{OFF}$ , cette relation devient

$$U_o - u_s = L \frac{I_m - I_M}{t_{OFF}}$$

D'où, par élimination de  $L \times (I_M - I_m)$

$$U_o \times t_{ON} = (u_s - U_o) \times t_{OFF} \text{ soit } U_o \times T = u_s \times t_{OFF}$$

$$\text{et enfin : } u_s = U_o \frac{T}{t_{OFF}} = U_o \frac{1}{1 - \alpha}$$

$u_s$  est contrôlée par  $\alpha$  ; elle est toujours plus grande que  $U_o$

Il y a lieu de limiter  $\alpha$  pour que  $u_s$  ne croisse pas de façon exagérée.

(On limite  $u_s$  à  $10 \times U_o$  avec ce type de structure)

En 1<sup>ère</sup> approximation, le courant de sortie  $i_s$  est constitué par la valeur moyenne du courant  $i_D$ , alors que  $i_C$  correspond à l'ondulation de  $i_D$ .

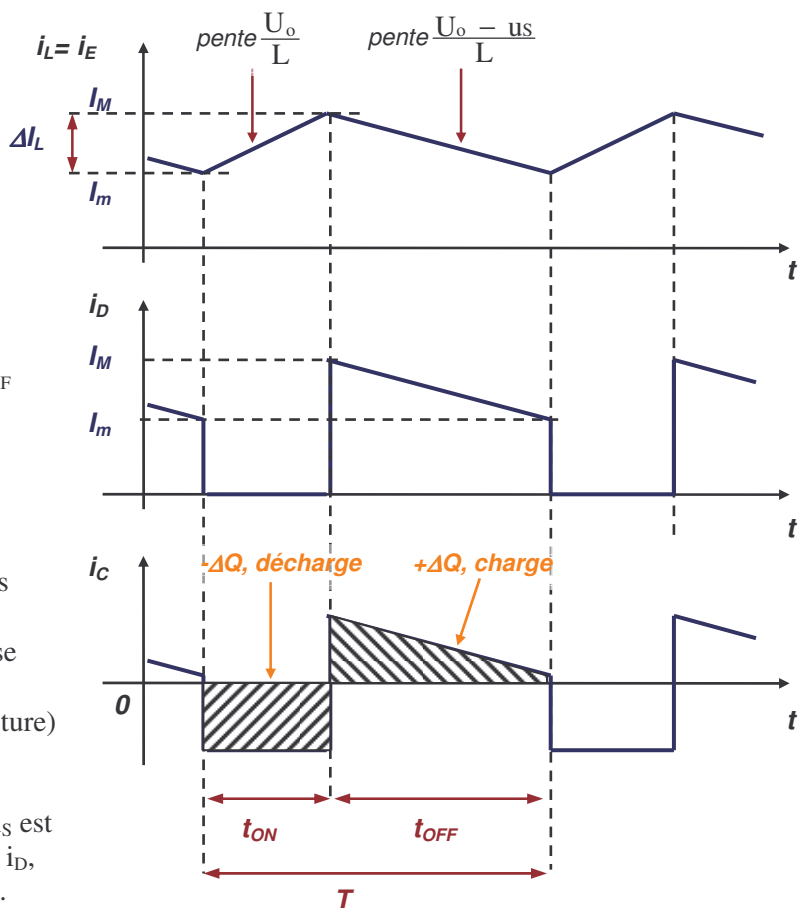
$$\text{Valeur moyenne de } i_D : i_s \approx I_{Dmoy} = (1 - \alpha) \frac{I_M + I_m}{2}$$

### 1.2.4 Choix des composants, ondulations :

Nous raisonnons toujours dans l'hypothèse de la continuité du courant dans la bobine ; la charge  $R_u$  ainsi que la tension  $u_s$  qui doivent l'alimenter sont fixées.

On connaît donc le rapport cyclique de consigne :  $\alpha = 1 - \frac{U_o}{u_s}$

Inductance  $L$  de la bobine :



Pendant  $t_{ON}$ ,  $u_L = L \frac{di_L}{dt}$  permet d'écrire  $U_o = L \frac{I_M - I_m}{t_{ON}}$  ;

$\Delta I_L = I_M - I_m$  est l'ondulation crête-crête du courant dans la bobine, donc du courant d'entrée  $i_E$ .

Cette ondulation est choisie petite devant la valeur moyenne de  $i_E$ , c'est à dire  $\frac{I_M + I_m}{2}$

Comme  $i_S \approx I_{Dmoy} = (1 - \alpha) \frac{I_M + I_m}{2}$ , il vient  $I_{Emoy} = \frac{I_S}{1 - \alpha} = \frac{u_S^2}{R_u U_o}$

(cette dernière relation traduit le rendement de 100% du dispositif idéalisé !)

Si nous fixons  $\Delta I_L \approx 0,1 I_{Emoy}$ , nous pouvons alors écrire :  $U_o \frac{t_{ON}}{L} \approx 0,1 \frac{u_S^2}{U_o R_u}$

Soit, après avoir remplacé  $t_{ON}$  par  $\frac{u_S - U_o}{u_S \cdot f}$ ,

$$L \approx 10(u_S - U_o) \frac{R_u \cdot U_o^2}{f \cdot u_S^3}$$

Capacité de filtrage :

Exploisons le fait que  $i_C \approx -I_{Dmoy} \approx -i_S$  pendant la durée  $t_{ON}$ . (décharge à courant constant dans  $R_u$ )

La relation classique  $i_C = C \frac{du_C}{dt}$  amène ici à :

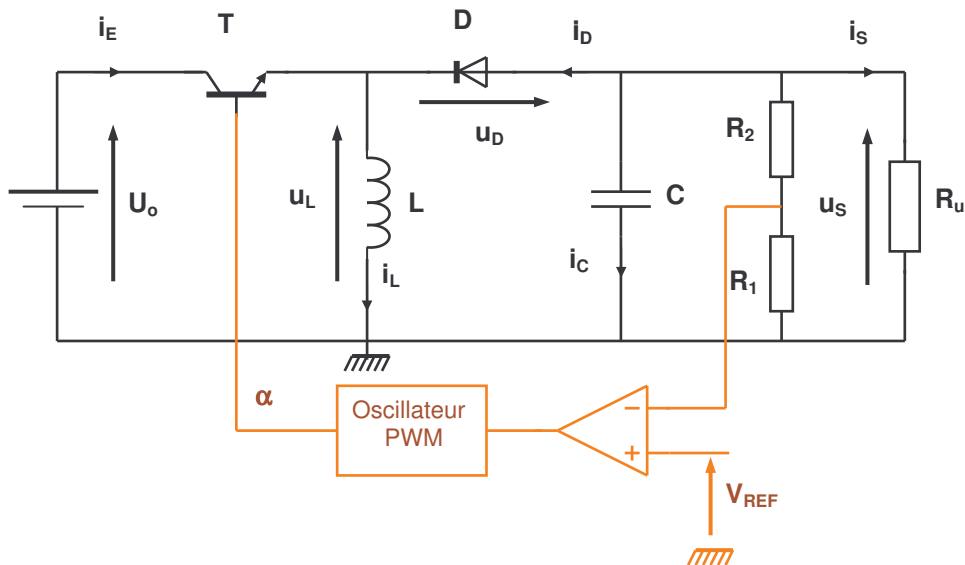
$i_S \approx C \frac{\Delta u_S}{t_{ON}}$ , avec  $\Delta u_S$  ondulation crête crête de la tension de sortie et  $t_{ON} = \frac{u_S - U_o}{u_S \cdot f}$ ,

$$C \approx \frac{u_S - U_o}{R_u \cdot f \cdot \Delta u_S}$$

### 1.3 Alimentation fonctionnant en inverseur de tension (Inverting Converter)

Elle est également nommée hacheur à accumulation ou convertisseur Buck – Boost.

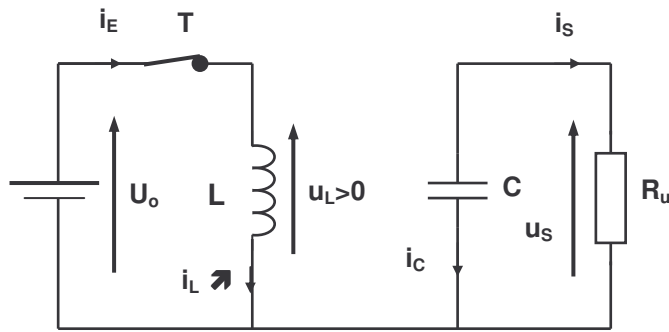
#### 1.3.1 Schéma structurel de principe.



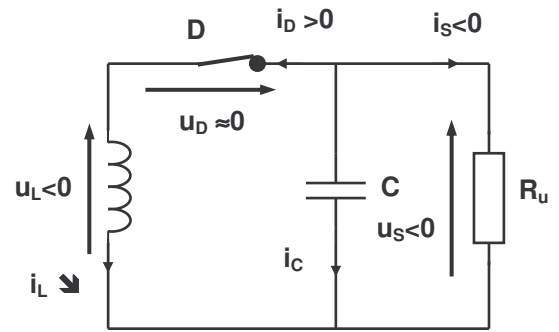
Pendant  $t_{ON}$ , la diode D est bloquée ; la source  $U_o$  fournit de l'énergie à la bobine ( $u_L = U_o$ ), le courant  $i_E = i_L$  croît ; le condensateur C alimente simultanément la charge.

Pendant  $t_{OFF}$  (transistor bloqué),  $u_L$  s'inverse et impose ainsi une tension  $u_S < 0$  à la charge !

### 1.3.2 Schémas équivalents selon l'état du transistor T.



$t_{ON}$  : T passant, D bloquée, magnétisation



$t_{OFF}$  : T bloqué, D passante, démagnétisation

### 1.3.3 Chronogrammes et analyse.

Expression de la tension de sortie :

Pendant  $t_{ON}$ ,  $u_L = L \frac{di_L}{dt}$  permet d'écrire

$$U_o = L \frac{I_M - I_m}{t_{ON}} ;$$

Sur l'intervalle  $t_{OFF}$ , cette relation devient

$$u_s = L \frac{I_m - I_M}{t_{OFF}}$$

d'où  $L(I_M - I_m) = U_o \times t_{ON} = -u_s \times t_{OFF}$

$$\text{et } u_s = -U_o \frac{t_{ON}}{t_{OFF}} = -U_o \frac{\alpha}{1 - \alpha}$$

Quand  $\alpha$  évolue de 0 à 1,  $u_s$  peut théoriquement varier de 0 à  $-\infty$  ; en réalité,  $u_s$  est limitée à environ  $-10U_o$ , à cause des imperfections des composants.

La loi des nœuds  $i_D = -(i_c + i_s)$  montre que :  
 $-i_s$  est constituée de la valeur moyenne de  $i_D$   
 $-i_c$  correspond à l'ondulation de  $i_D$

Inductance L de la bobine :

L'ondulation du courant dans la bobine est

$$\Delta i_L = I_M - I_m = U_o \frac{t_{ON}}{L} = U_o \frac{\alpha}{Lf}$$

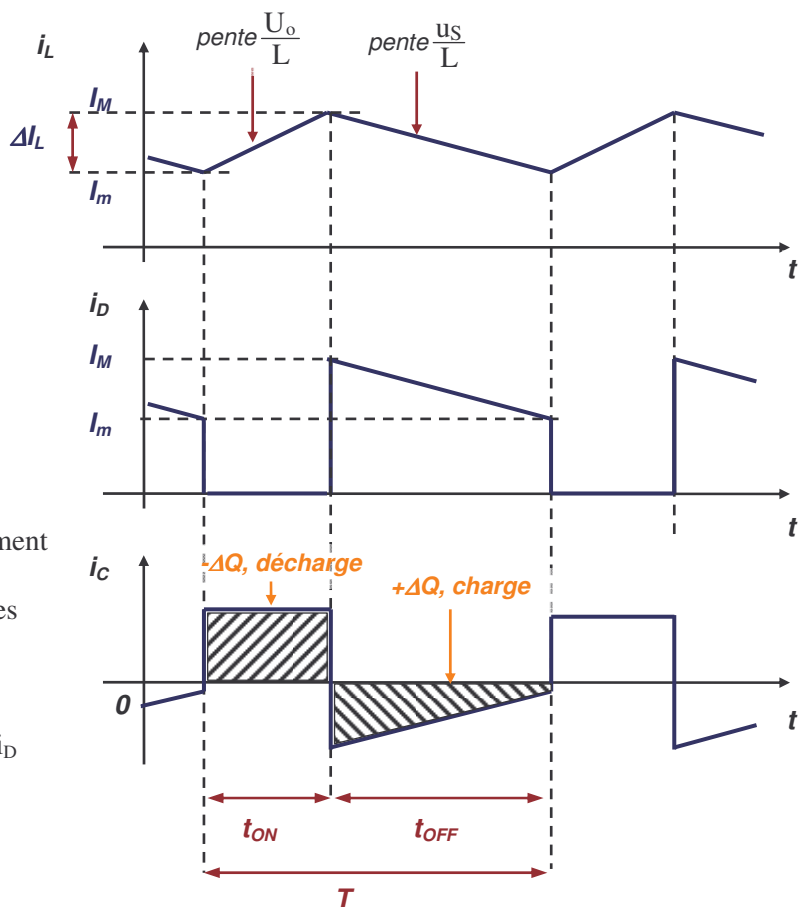
L'expression  $U_o = L \frac{I_M - I_m}{t_{ON}}$  et l'expression de  $\Delta i_L$  amènent à  $L = U_o \frac{\alpha T}{\Delta i_L}$

L'ondulation  $\Delta i_L$  est prise faible devant  $I_{Lmoy}$ , par exemple  $\Delta i_L \approx 0,1 \times I_{Lmoy}$

$$I_{Lmoy} = \frac{I_M + I_m}{2} \quad \text{et} \quad i_s = -i_{Dmoy} = -(1 - \alpha)I_{Lmoy}$$

$$\text{d'où } \Delta i_L \approx 0,1 \frac{i_s}{\alpha - 1} \approx \frac{0,1}{\alpha - 1} \cdot \frac{u_s}{R_u}$$

$$\text{Tous calculs faits, } L \approx 10 \frac{R_u(\alpha - 1)^2}{f}$$



### Capacité de filtrage :

Pendant  $t_{ON}$ , C se décharge à courant quasi-constant dans la charge ; on peut ainsi écrire :

$$i_C = -i_S = C \frac{du_S}{dt} \text{ soit } i_S = C \frac{\Delta u_S}{t_{ON}} \text{ où } \Delta u_S \text{ est l'ondulation crête - crête de la tension de sortie.}$$

$$\text{Finalement } C = \frac{-u_S}{R_u} \cdot \frac{\alpha}{f \Delta u_S}$$

### 1.4 Conduction continue et conduction interrompue.

Nous avons supposé, dans les paragraphes précédents, que le courant ne s'annulait jamais dans la bobine de lissage.

**L'intérêt de ce mode de fonctionnement est que la tension de sortie est entièrement définie par la valeur de la tension d'alimentation  $U_o$  et le rapport cyclique du découpage, indépendamment de la valeur de la charge ; ceci constitue en fait une autorégulation.**

Recherchons une condition pour qu'il en soit ainsi, en raisonnant sur le convertisseur abaisseur (cf. 1.1).

On donne ci-contre les chronogrammes des courants  $i_L$ ,  $i_C$  et  $i_S$  ;

ils sont liés par la loi des nœuds :

$$i_L = i_C + i_S$$

ce qui amène  $I_{L\text{moy}} = i_S$

$$\text{et } \Delta i_L = i_C$$

Tous les paramètres étant fixés, si on fait varier la charge de  $R_{u1}$  à  $R_{u2} > R_{u1}$ , le courant  $i_S$  décroît, provoquant une translation vers le bas de  $i_L$  (cf. passage de (1) à (2)) sans modification de l'ondulation  $\Delta i_L$

La conduction continue cesse quand la valeur minimale ( $I_m$ ) de  $i_L$  atteint 0, c'est-à-dire pour une valeur maximale de la charge  $R_u$ .

Compte tenu de la forme des courants, cette limite correspond à  $i_S = \frac{1}{2} \Delta i_L$

$$\text{Nous avons } i_S = \frac{u_S}{R_u} = \frac{\alpha U_o}{R_u}$$

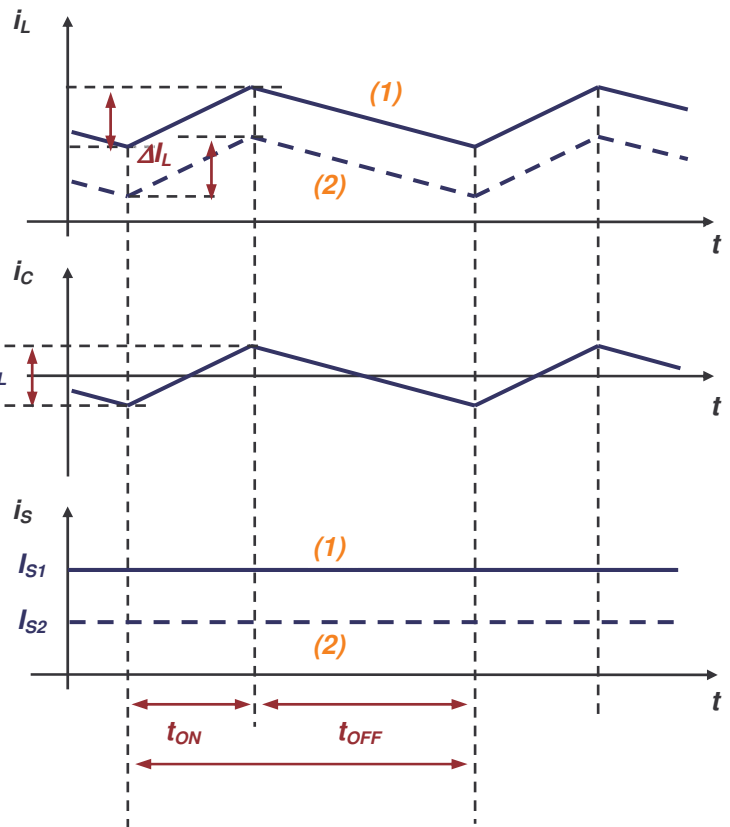
$$\text{et } \Delta i_L = \alpha \cdot \frac{(1 - \alpha) \cdot U_o}{L \cdot f}$$

On déduit la valeur maximale de la charge, compatible avec une conduction ininterrompue :

$$R_{u\text{max } i} = \frac{2LfU_o}{U_o - u_S}$$

Ce raisonnement est aisément transposable au cas des convertisseurs élévateurs et inverseurs.

**En conclusion, la tension de sortie et les éléments de filtrage étant fixés, une alimentation à découpage doit avoir un débit minimal pour que son fonctionnement en conduction continue soit possible. En particulier, elle ne peut fonctionner à vide de façon satisfaisante !**





## 2 . Alimentations à découpage isolées.

Ces alimentations comportent une isolation galvanique, réalisée par un transformateur fonctionnant en régime impulsionnel, à une fréquence de plusieurs dizaines de kHz.

On distingue :

- Les alimentations asymétriques (Flyback, Forward), pour lesquelles le flux magnétique dans la carcasse est unidirectionnel.  
Ces alimentations fonctionnent généralement avec un seul interrupteur.
- Les alimentations symétriques (Push-pull, 1/2 pont ou pont complet), pour lesquelles le flux dans la carcasse est alternatif.  
Ces alimentations nécessitent 2 ou 4 interrupteurs.

Comme pour l'étude des alimentations non isolées, nous appelons  $t_{ON}$  la durée de conduction d'un interrupteur, et  $t_{OFF}$  sa durée d'ouverture.

(  $t_{ON} + t_{OFF} = T$  est la période de découpage ;  $\alpha = t_{ON}/T$  est le rapport cyclique)

La commande de l'interrupteur est assurée par un oscillateur PWM, lui même commandé par l'écart entre une tension de référence et une image de la tension de sortie ; cette boucle de régulation doit également comporter une isolation galvanique.

Les composants intervenant dans les différentes structures sont idéalisés.

### 2.1 Le transformateur en régime impulsionnel.

#### 2.1.1 Magnétisation.

Le transformateur est supposé quasi parfait.

Si  $\phi$  est le flux circulant dans la carcasse,

$$u_1 = N_1 \frac{d\phi}{dt}, u_2 = N_2 \frac{d\phi}{dt}$$

Le courant au primaire s'écrit  $i_1 = i_{10} + i_{1a}$ .

$i_{10}$  est le courant magnétisant ( $N_1\phi = L_1 i_{10}$ ) ;  $i_{1a}$  est le courant actif secondaire ramené au primaire ( $i_{1a} = m i_2$ )

avec  $m = \frac{N_2}{N_1} = \frac{u_2}{u_1} = \frac{i_{1a}}{i_2}$ , rapport de transformation

Le couplage entre les enroulements est supposé parfait : L'inductance mutuelle est  $M = \sqrt{L_1 \cdot L_2}$

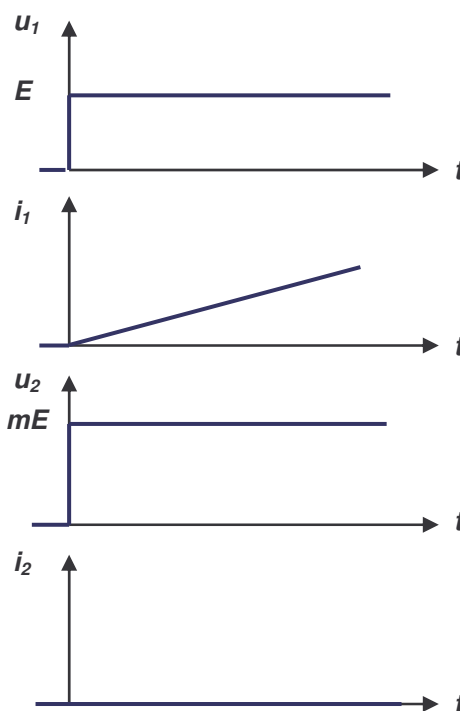
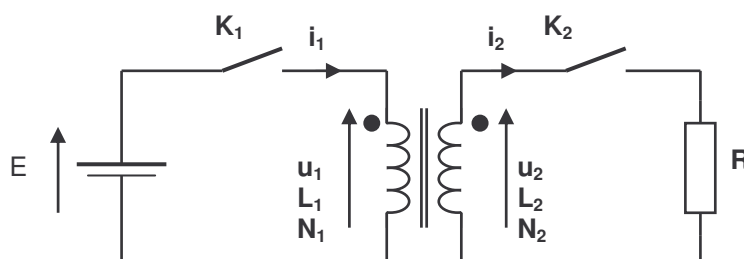
Les bornes homologues des enroulements sont repérées par un point.  
(Les bornes homologues ont la même polarité instantanée)

A une date origine,  $K_1$  est fermé, alors que  $K_2$  reste ouvert ; le transformateur est magnétisé avec le secondaire à vide ; il se comporte comme une inductance au primaire, et le courant  $i_1$  a la forme d'une rampe croissante :

$$i_1 = i_{10} = \frac{E}{L_1} \cdot t$$

Cette situation peut perdurer tant que la saturation magnétique n'est pas atteinte ; s'il en était ainsi, le flux  $\phi$  n'augmentant plus entraînerait l'annulation de la fém induite au secondaire (et la brusque élévation du courant primaire, le bobinage se comportant à peu près comme un court-circuit !!)

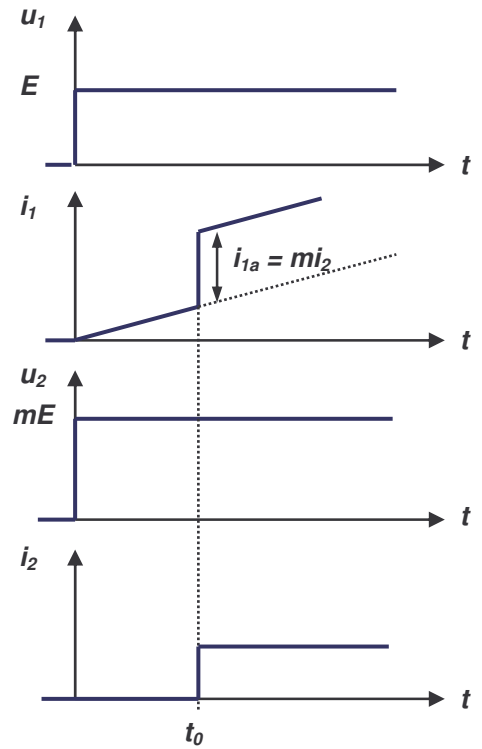
*Dans ce qui suit, nous supposons que le circuit magnétique du transformateur n'atteint jamais la saturation.*



Si maintenant on ferme  $K_2$  à une date  $t_0$  postérieure à la date de fermeture de  $K_1$ , le transformateur passe brusquement du fonctionnement à vide au fonctionnement en charge.

Les chronogrammes des grandeurs électriques deviennent les suivants (cf. ci-contre)

On constate notamment une discontinuité des courants primaire et secondaire, mais telle que la continuité du flux (et donc de l'énergie) soit assurée. Il y a transfert immédiat d'énergie de la source  $E$  vers la charge  $R$ .



### 2.1.2 Démagnétisation.

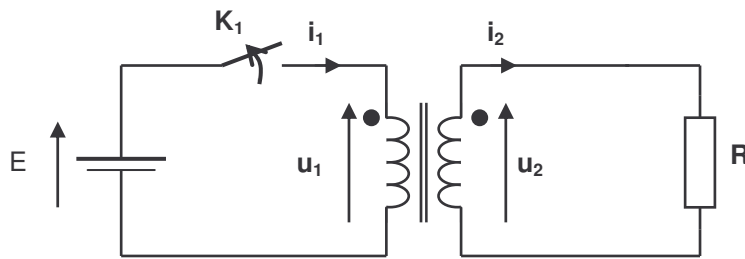
La démagnétisation du transformateur précédent est provoquée par l'ouverture de l'interrupteur  $K_1$ . Elle doit s'effectuer en assurant la continuité de l'énergie, donc du flux magnétique

2 situations sont envisageables :

- L'enroulement secondaire est fermé sur une impédance : L'énergie magnétique se dissipe dans le circuit secondaire.
- L'enroulement secondaire est à vide : Un circuit annexe doit assurer la démagnétisation ; ce peut être un ensemble diode + diode zéner branché en parallèle sur le primaire, ou un 3<sup>ème</sup> enroulement associé également à une diode.

#### Démagnétisation par le secondaire

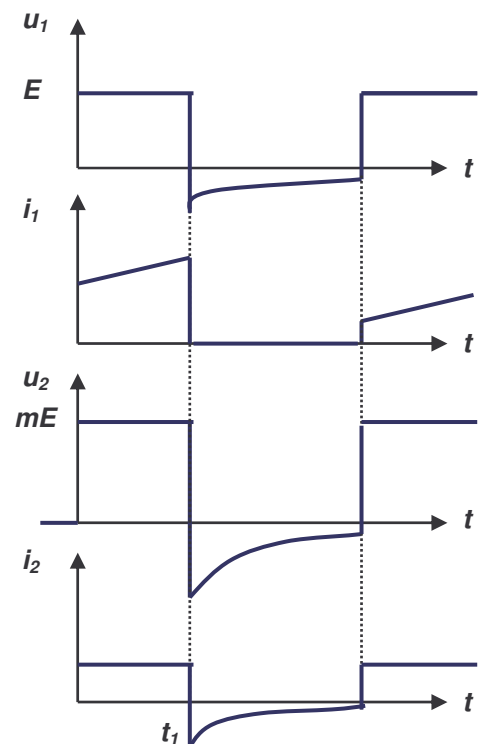
L'ouverture de  $K_1$  se produit à une date  $t_1$ , alors que les courants  $i_1$  et  $i_2$  sont non nuls.



Les polarités de  $u_1$  et  $u_2$  s'inversent ;  $u_2$  et  $i_2$  décroissent alors (de façon exponentielle si la charge du secondaire est résistive) ; la durée de démagnétisation est théoriquement infinie.

Dans le cas d'une alimentation à découpage,  $K_1$  est manœuvré périodiquement ; la démagnétisation ne peut être que partielle dans ce cas de figure !

Voir ci-contre des chronogrammes explicatifs.



Démagnétisation par circuit auxiliaire.

$K_1$  est initialement fermé ;  $D_2$  conduit et  $D_1$  est bloqué.  
A  $t_1$ , on ouvre  $K_1$ .

$u_1$  et  $u_2$  changent de polarité, provoquant le blocage de  $D_2$  et la mise en conduction de l'ensemble  $\{D_1 + D_{Z1}\}$ .

$i_2$  s'annule brusquement. L'enroulement primaire assure la démagnétisation du circuit magnétique à tension constante ( $u_1 = -U_{Z1} - 0,6V$ )

$i_1$  décroît ainsi sous forme d'une rampe de pente  $-(U_{Z1} + 0,6)/L_1$

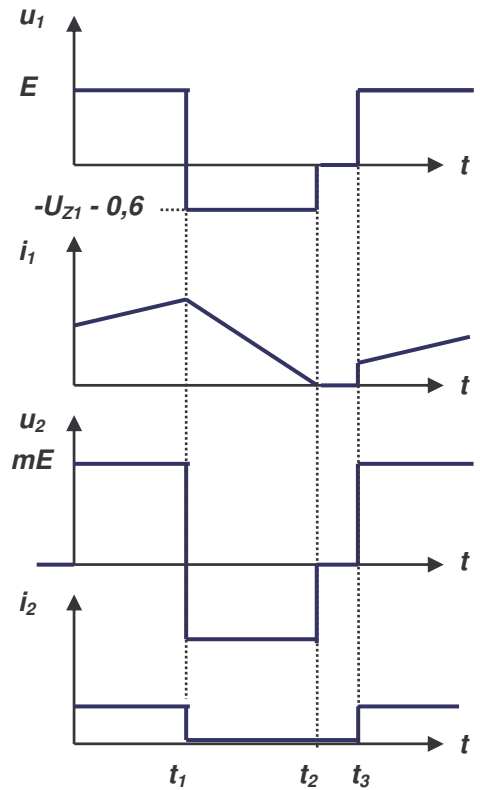
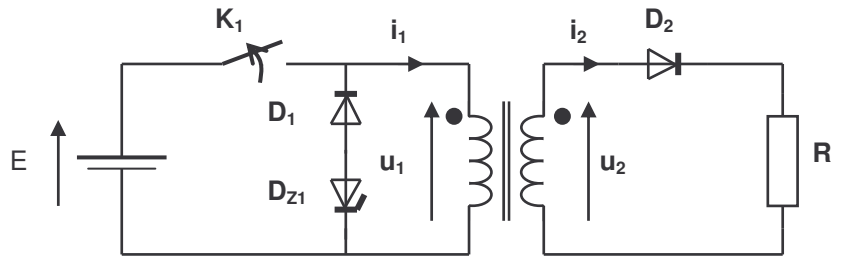
La démagnétisation sera d'autant plus rapide que  $U_{Z1}$  est élevée.  
(A condition toutefois que l'inversion de polarité de  $u_1$  permette de rendre  $D_{Z1}$  passante !)

A une date  $t_2$ ,  $i_1$  s'annule, ce qui correspond à la démagnétisation complète du transformateur.

Le flux étant constamment nul dans le circuit magnétique, les tensions  $u_1$  et  $u_2$  s'annulent également à  $t_2$ .

Ci-contre un exemple de chronogrammes représentatifs.

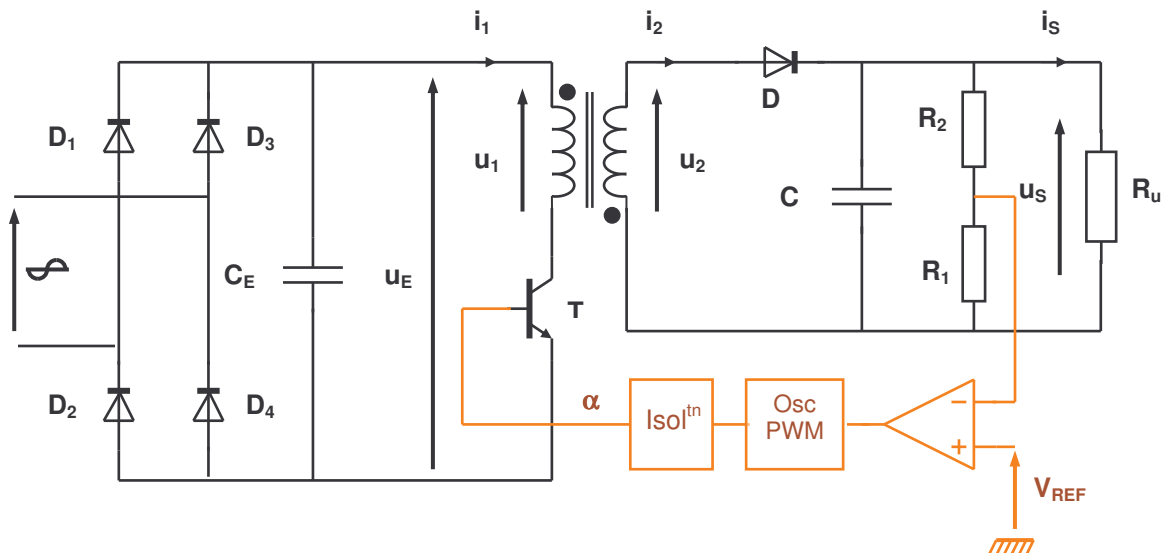
On a supposé que l'interrupteur  $K_1$  était de nouveau commandé à la fermeture à une date  $t_3$  postérieure à  $t_2$ .



**2.2 Alimentation asymétrique de type FLYBACK**

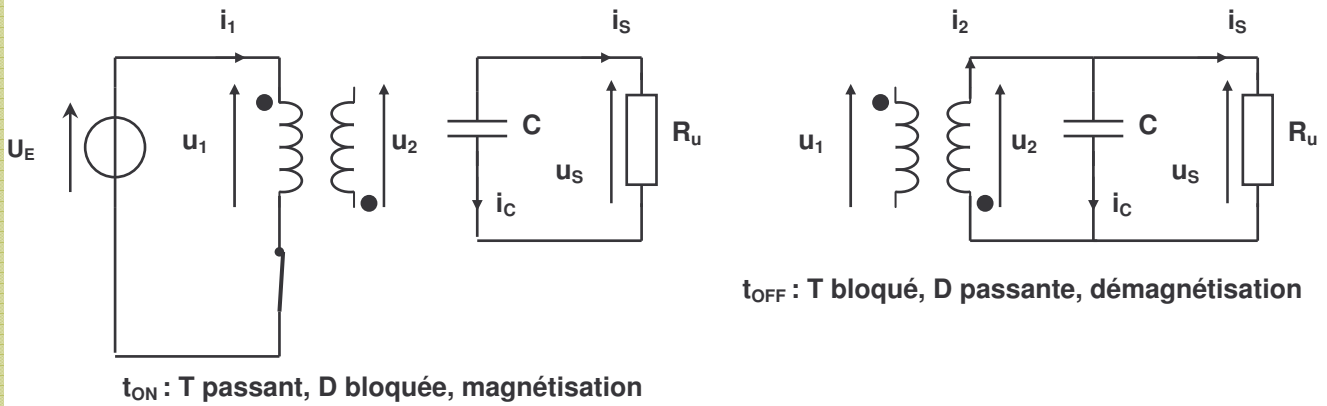
Le secteur 50Hz est tout d'abord redressé par le pont  $\{D_1 \text{ à } D_4\}$  ; la tension redressée est filtrée par  $C_E$ , de telle sorte qu'on puisse considérer  $u_E$  comme une constante.  
Noter le branchement des bornes homologues du transformateur, ainsi que la présence d'une isolation galvanique (optocoupleur généralement) dans la boucle de régulation.

2.2.1 Schéma structurel de principe.



### 2.2.2 Schémas équivalents selon l'état de l'interrupteur.

Nous convenons de remplacer la source  $u_E$  par une source continue  $U_E \approx C^{te}$ .



L'alimentation Flyback transfère indirectement l'énergie de la source  $U_E$  à la charge : Cette énergie est stockée transitoirement au sein du circuit magnétique du transformateur.

### 2.2.3 Analyse et chronogrammes.

Comme les alimentations non isolées, l'alimentation Flyback peut présenter 2 régimes de fonctionnement :

- Conduction continue : Le transformateur n'est jamais totalement démagnétisé.
- Conduction interrompue : La démagnétisation du transformateur est complète durant  $t_{OFF}$ .

Nous raisonnons avec l'hypothèse simplificatrice que la tension de sortie est quasiment constante.

#### Conduction continue.

Pendant  $t_{ON}$ ,  $i_2$  est nul et  $i_1$  croît avec la pente  $U_E/L_1$  :

$$\frac{I_{1M} - I_{1m}}{t_{ON}} = \frac{U_E}{L_1} \quad \text{avec } t_{ON} = \alpha T$$

d'où 
$$U_E = \frac{L_1}{\alpha T} (I_{1M} - I_{1m})$$

Pendant  $t_{OFF}$ ,  $i_1$  est maintenant nul et  $i_2$  décroît avec la pente

$-u_S/L_2$  : 
$$\frac{I_{2m} - I_{2M}}{t_{OFF}} = -\frac{u_S}{L_2} \quad \text{avec } t_{OFF} = (1 - \alpha)T$$

d'où 
$$u_S = \frac{L_2}{(1 - \alpha)T} (I_{2M} - I_{2m})$$

La continuité de l'énergie impose : 
$$\frac{1}{2} L_1 I_{1M}^2 = \frac{1}{2} L_2 I_{2M}^2$$

avec  $I_{2M} = \frac{N_1}{N_2} \cdot I_{1M}$  et  $I_{2m} = \frac{N_1}{N_2} \cdot I_{1m}$

soit  $I_{2M} - I_{2m} = \frac{N_1}{N_2} (I_{1M} - I_{1m})$

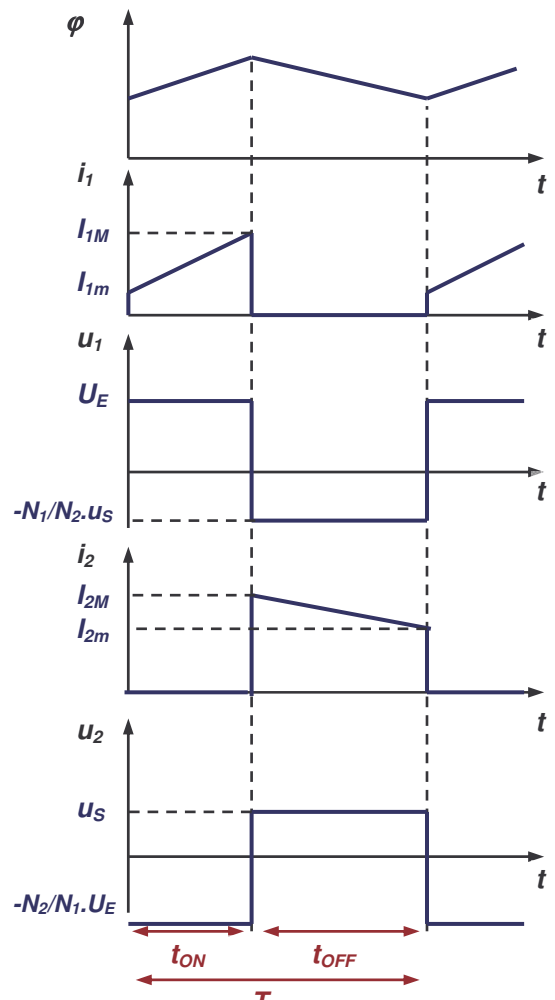
D'où l'expression de la tension de sortie :

$$u_S = \frac{L_2}{(1 - \alpha)T} \frac{N_1}{N_2} \frac{\alpha T U_E}{L_1} \quad \text{or} \quad \frac{L_2}{L_1} = \left( \frac{N_2}{N_1} \right)^2$$

et finalement :

$$u_S = \frac{N_2}{N_1} \cdot \frac{\alpha}{1 - \alpha} U_E$$

**En conduction continue, la tension de sortie est fixée par le seul rapport cyclique du découpage et par le rapport de transformation : C'est encore un exemple d'autorégulation.**



### Conduction interrompue.

Durant  $t_{ON}$ ,  $i_2$  est nul et  $i_1$  croit maintenant de 0 à  $I_{1M}$  avec

la pente  $U_E/L_1$  :  $\frac{U_E}{L_1} = \frac{I_{1M}}{t_{ON}}$ , avec  $t_{ON} = \alpha T$

D'où :  $U_E = \frac{L_1}{\alpha T} \cdot I_{1M}$

Durant  $t_{OFF}$ , on distingue cette fois 2 phases :

- La démagnétisation totale, pendant  $t_m$
- Un temps mort, pendant  $t_{OFF} - t_m$

Pendant  $t_m$ ,  $i_2$  décroît, avec la pente  $-u_S/L_2$ , de  $I_{2M}$  à 0 :

$$\frac{u_S}{L_2} = \frac{I_{2M}}{t_m}$$

Pendant le temps mort, la charge est alimentée par le condensateur C, alors que les courants et tensions sont nuls au niveau du transformateur.

La continuité du flux  $\phi$  amène  $N_1 L_1 I_{1M} = N_2 L_2 I_{2M}$ , ce qui permet d'exprimer la durée de la démagnétisation :

$$t_m = \frac{L_2 I_{2M}}{u_S} = \frac{N_1}{N_2} \cdot \frac{L_1 I_{1M}}{u_S} = \frac{N_1}{N_2} \cdot \frac{U_E}{u_S} \cdot \alpha T$$

cette durée doit être inférieure à  $t_{OFF} = (1 - \alpha)T$

Afin d'obtenir l'expression de la tension de sortie dans ce mode de fonctionnement, nous écrivons que le rendement du montage est unitaire, c'est à dire que la puissance  $P_E$ , fournie par la source  $U_E$  sur une période, se retrouve dans la charge  $R_u$  :

$$P_E = U_E \bar{i}_1 = U_E \frac{I_{1M} \cdot t_{ON}}{2T} = \frac{U_E I_{1M} \alpha}{2} \quad \text{et} \quad P_S = \frac{u_S^2}{R_u}$$

soit, compte tenu que  $I_{1M} = \frac{U_E \alpha T}{L_1}$  :  $u_S = \alpha U_E \sqrt{\frac{R_u \cdot T}{2L_1}}$

**Le défaut principal de ce mode de fonctionnement est la dépendance de  $u_S$  vis-à-vis de la charge : Il n'y a pas d'effet d'autrégulation de l'alimentation.**

#### 2.2.4 Evaluation des éléments constitutifs.

La valeur  $R_u$  de la charge et celle  $u_S$  de la tension de sortie sont fixées ; il reste à qualifier le transformateur ainsi que la capacité de filtrage C.

Nous nous plaçons dans le cas du régime de conduction continue.

Au niveau du transformateur, il s'agit de définir les valeurs  $L_1$  et  $L_2$  des inductances primaires et secondaires. (Le choix du noyau sort du cadre de ce cours ; consulter la littérature spécialisée à ce sujet !)

Des relations :  $U_E = \frac{L_1}{\alpha T} (I_{1M} - I_{1m})$  et  $u_S = \frac{L_2}{(1 - \alpha)T} (I_{2M} - I_{2m})$ , on peut tirer :

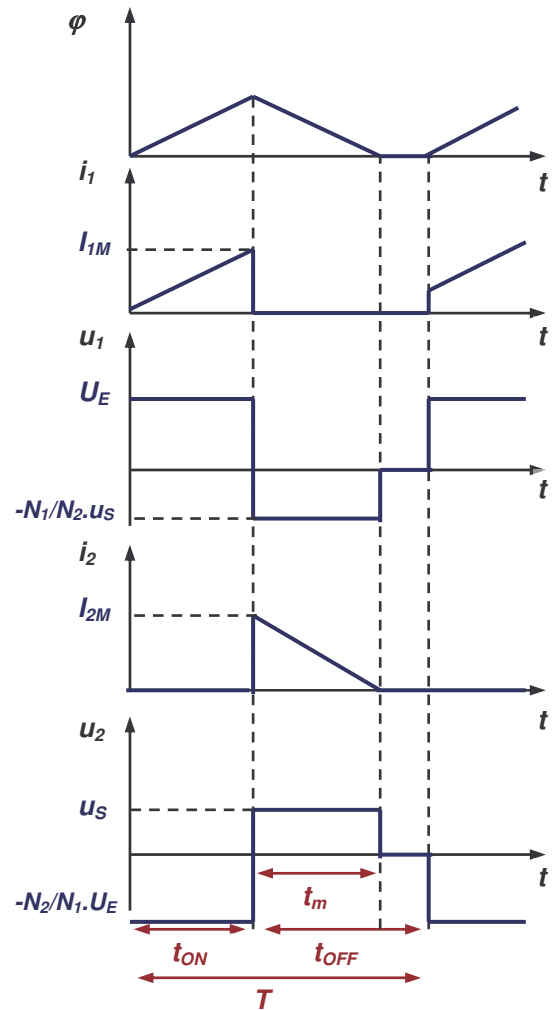
$$L_1 = \frac{U_E \alpha T}{\Delta I_1} \quad \text{et} \quad L_2 = \frac{u_S (1 - \alpha) T}{\Delta I_2} \quad \text{avec} \quad \Delta I_1 = I_{1M} - I_{1m} \quad \text{et} \quad \Delta I_2 = I_{2M} - I_{2m}$$

(Les valeurs de  $L_1$  et de  $L_2$  conditionnent la valeur du rapport de transformation  $m = N_1/N_2$ )

La valeur C de la capacité du condensateur de filtrage est évaluée à partir de l'ondulation  $\Delta u_S$  tolérée pour la tension de sortie :

Pendant  $t_{ON}$ , le condensateur se décharge à courant sensiblement constant dans la charge  $R_u$  ; il vient :

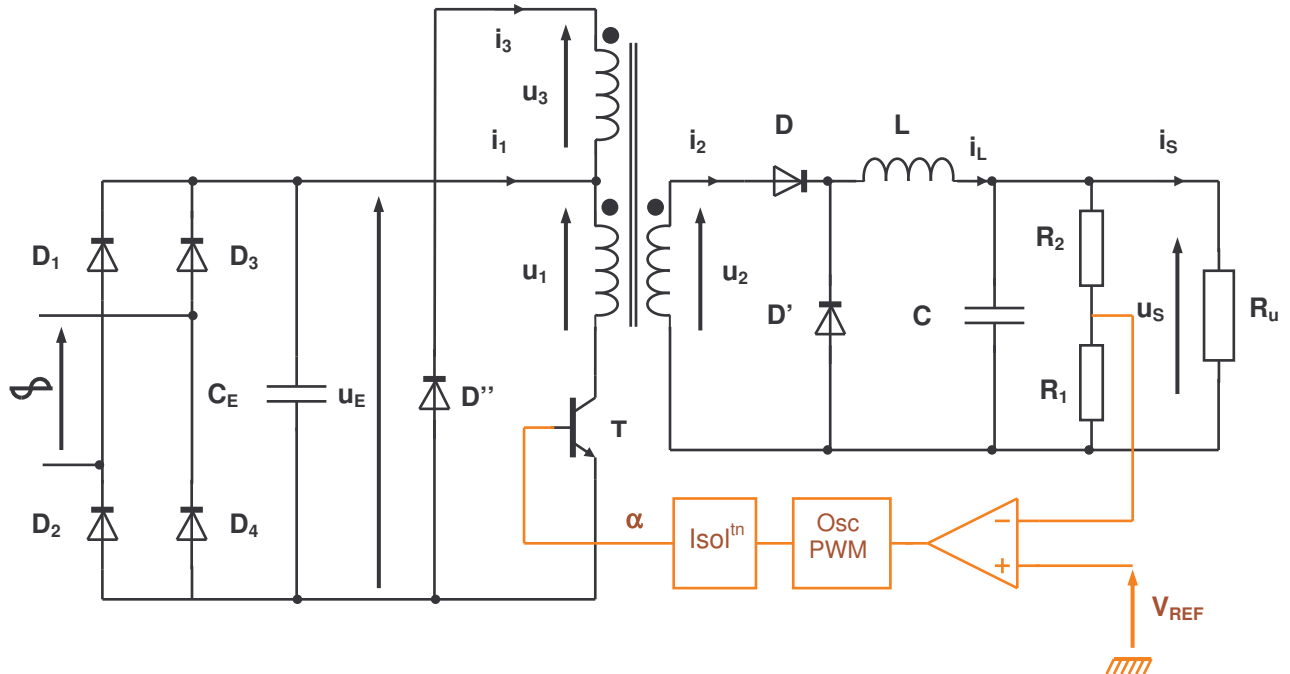
$$i_C = -i_S = -C \frac{\Delta u_S}{t_{ON}} \quad \text{d'où} \quad C = \frac{i_S t_{ON}}{\Delta u_S} = \frac{u_S t_{ON}}{R_u \Delta u_S} \quad (\text{en vérifiant } R_u C \gg T !)$$



## 2.3 Alimentation asymétrique de type Forward.

### 2.3.1 Schéma structurel de principe.

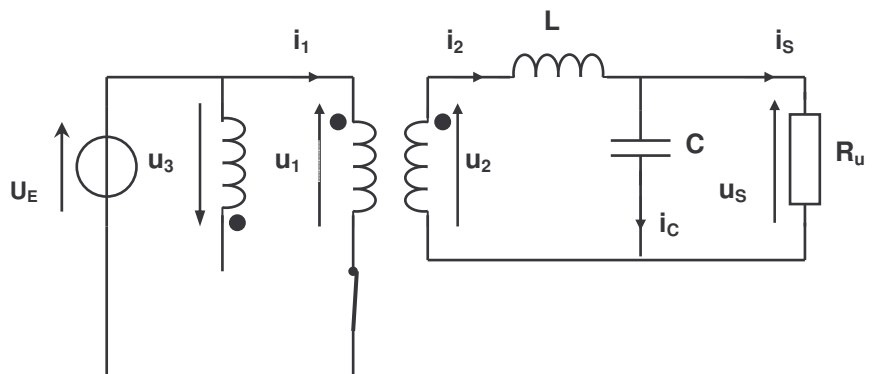
Le transformateur de l'alimentation Forward possède 3 enroulements : Outre le primaire ( $u_1, i_1$ ) et le secondaire ( $u_2, i_2$ ), chargés de transférer l'énergie de la source  $U_E$  vers la charge  $R_u$ , le 3<sup>ème</sup> enroulement ( $u_3, i_3$ ) est chargé de démagnétiser le circuit magnétique, lors du blocage du transistor **T**.



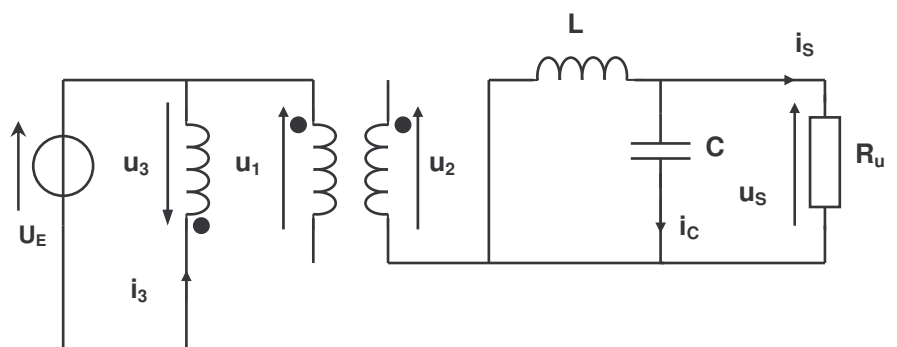
La boucle de régulation est semblable à celle de la structure Flyback (modulation d'un oscillateur PWM avec isolation galvanique)

### 2.3.2 Schémas équivalents, selon l'état du transistor.

$t_{ON}$  : T passant, D passante,  
D' et D'' bloquées :  
Magnétisation et transfert  
simultané d'énergie de la  
source  $U_E$  à la charge



$t_{OFF}$  : T bloqué, D bloquée,  
D' et D'' conduisent :  
L et C assurent la continuité  
de l'alimentation de la charge ;  
démagnétisation totale du  
circuit magnétique par  
l'enroulement annexe.  
(avec renvoi de l'énergie à la  
source)  
A l'issue de cette phase ( $t_m$ ),  
seul subsiste le débit de L et C  
vers la charge  $R_u$



### 2.3.3 Analyse et chronogrammes.

Pendant  $t_{ON}$  :

La tension primaire  $u_1 = U_E$  impose les valeurs de  $u_2$  et  $u_3$ .

La conduction de **D** exige que  $u_2 > u_S$  soit  $\frac{N_2}{N_1} U_E > U_S$

$i_2 = i_L$  croit linéairement de  $I_m$  à  $I_M$  ; le courant primaire est la somme du courant magnétisant et de l'image de  $i_2$  au travers du transformateur :

$$i_1 = i_{10} + \frac{N_2}{N_1} i_2 \quad \text{avec} \quad i_{10} = \frac{U_E}{L_1} t$$

On peut établir l'expression de  $i_2$  :

$$i_2 = \frac{\frac{N_2}{N_1} U_E - u_S}{L} t + I_m$$

qui devient, au bout de  $t_{ON}$  :

$$I_M = \frac{\frac{N_2}{N_1} U_E - u_S}{L} t_{ON} + I_m \quad (1)$$

Pendant  $t_{OFF}$  :

Quand le transistor se bloque, les polarités des tensions aux bornes des enroulements s'inversent ;

$i_1$  et  $i_2$  s'annulent ; la charge est alimentée sous  $i_S \approx C^{te}$  par **L** et **C** et **D'** (roue libre)

$u_3$  devient suffisamment négative ( $-U_E$ ) pour forcer la conduction de **D''** ;  $i_3$  décroît linéairement de  $I_{3M}$  à 0 pendant  $t_m < t_{OFF}$

En prenant une nouvelle origine de temps au début de  $t_{OFF}$  :

$$i_3 = I_{3M} - \frac{U_E}{L_3} t \quad \text{avec} \quad I_{3M} = \frac{N_1}{N_3} \cdot \frac{U_E}{L_1} \cdot t_{ON}$$

La fin de la démagnétisation ( $t = t_m$ ) correspond à :

$$i_3 = 0 = \frac{N_1}{N_3} \cdot \frac{U_E}{L_1} \cdot t_{ON} - \frac{U_E}{L_3} \cdot t_m$$

ce qui permet d'écrire :  $t_m = \frac{N_3}{N_1} \cdot t_{ON}$

Il en résulte une contrainte sur le rapport cyclique  $\alpha$  :

$t_m$  doit être inférieur à  $t_{OFF} = (1 - \alpha) \cdot T$ , afin que la démagnétisation soit totale, soit

$$t_m = \frac{N_3}{N_1} \cdot t_{on} < (1 - \alpha) T \quad \text{d'où} \quad \alpha < \frac{1}{1 + \frac{N_3}{N_1}}$$

On choisit souvent  $N_3 = N_1$ , ce qui impose de travailler avec  $\alpha < 1/2$

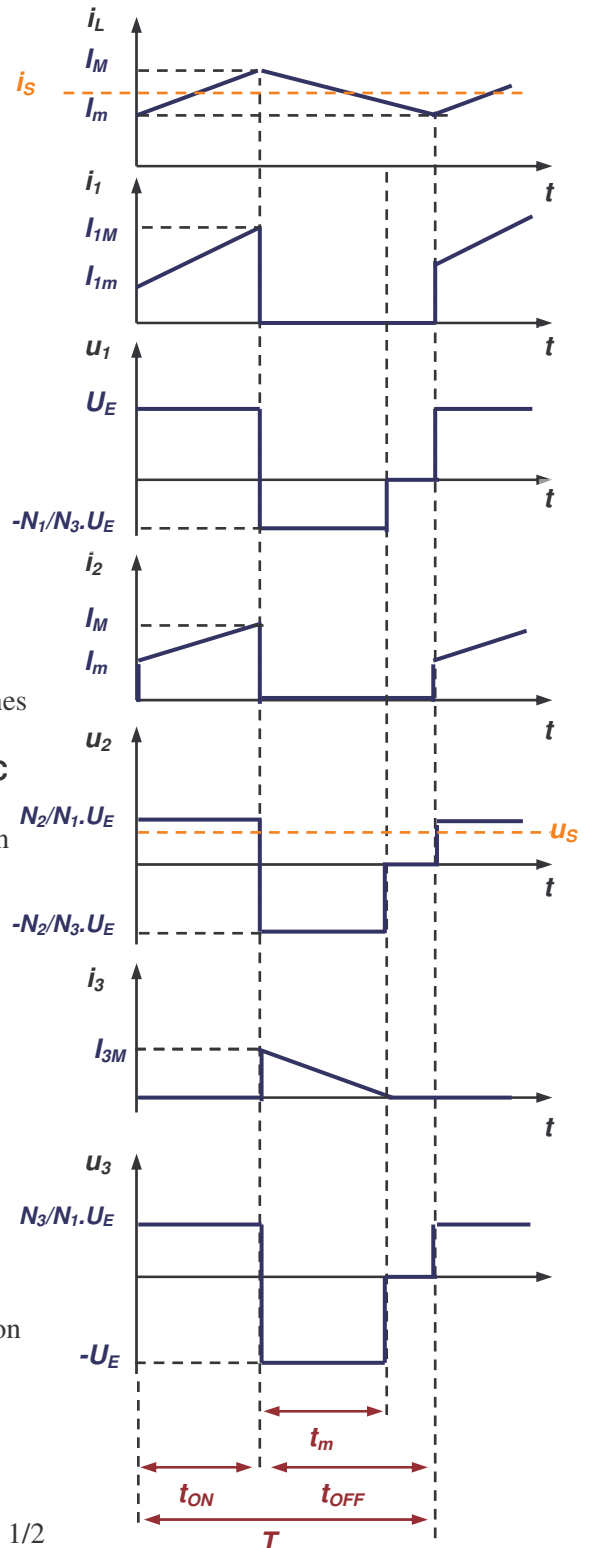
Pendant la démagnétisation, L est soumise à  $u_S$  ; la pente de décroissance de  $i_L$  s'écrit :

$$\frac{I_M - I_m}{t_{OFF}} = \frac{-u_S}{L}, \quad \text{d'où une 2}^{ème} \text{ expression de la différence } I_M - I_m : I_M - I_m = u_S \cdot \frac{(\alpha - 1)T}{L} \quad (2)$$

En égalant les expressions (1) et (2) de la différence  $I_M - I_m$ , on peut obtenir l'expression de la tension de sortie de ce type d'alimentation :

$$u_S = \frac{N_2}{N_1} \cdot \alpha \cdot U_E$$

Cette expression est, au rapport de transformation  $N_2 / N_1$  près, identique à celle obtenue pour le convertisseur abaisseur (cf. § 1.1.3).





### 2.3.4 Choix des éléments constitutifs.

L'expression de la tension de sortie de l'alimentation Forward met encore une fois en évidence un effet d'autorégulation de cette structure (associée à une démagnétisation complète du circuit magnétique à chaque période).

Le cahier des charges impose en général les valeurs de  $u_S$ ,  $i_S$  et de  $U_E$ .

Il reste à choisir le rapport cyclique du découpage, à dimensionner le transformateur, ainsi que les éléments de filtrage, L et C.

(Ici aussi, consulter la littérature spécialisée pour plus d'indications quant au choix du circuit magnétique du transformateur)

On s'impose en général les valeurs de  $\alpha$ , (souvent  $< 0,5$ ) ainsi que l'ondulation crête – crête du courant dans la bobine de lissage ( $\Delta I_L = I_M - I_m$ ).

On en déduit les rapports de transformation :  $\frac{N_3}{N_1} = 1$  et  $\frac{N_2}{N_1} = \frac{u_S}{\alpha U_E}$

Pour la bobine de lissage, on peut utiliser la relation (1) :  $I_M = \frac{N_2}{N_1} \frac{U_E - u_S}{L} t_{ON} + I_m$  qui permet d'écrire :

$$L = \frac{\frac{N_2}{N_1} \cdot U_E - u_S}{\Delta I_L} \cdot \alpha T.$$

Pour le condensateur C, il faut compter avec l'ondulation  $\Delta U_S$  admise pour  $u_S$  (que nous avons allègrement négligée dans l'étude du fonctionnement de cette alimentation !) :

Un calcul comparable à celui mené sur le convertisseur abaisseur permet d'aboutir à  $C = \frac{\Delta I_L}{8f \cdot \Delta u_S}$  (cf. § 114)

## 2.4 Alimentations symétriques.

Ces alimentations sont destinées aux puissances moyennes à fortes (plus de 100W).

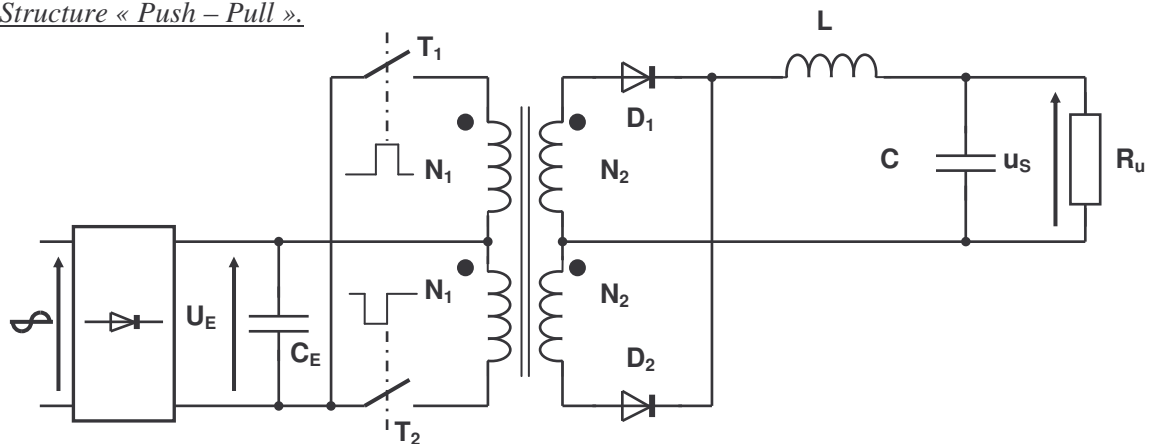
Elles fonctionnent avec des cycles magnétiques de leur transformateur symétriques dans le plan B(H) ; le nombre d'interrupteurs est maintenant de 2 voire 4, fonctionnant en commande alternée.

Le choix du rapport cyclique se trouve ainsi limité à la plage  $\{ 0 - 0,5 \}$

Les transistors sont généralement des MOS de puissance.

On se contente ici de présenter les principes essentiels de constitution des alimentations à découpage isolées à fonctionnement symétrique.

### 2.4.1 Structure « Push – Pull ».



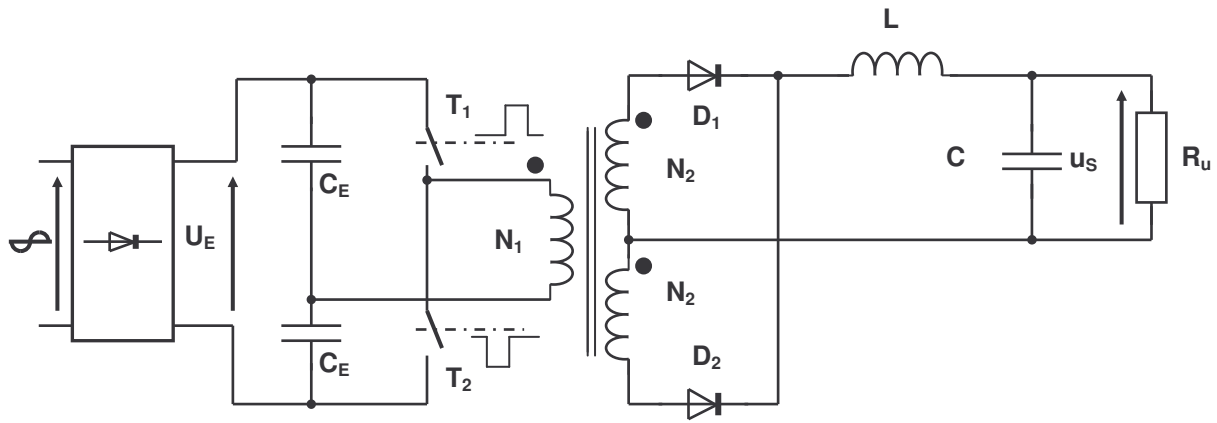
Cette structure utilise 2 interrupteurs en commande alternée; chacun d'eux commande un  $\frac{1}{2}$  primaire.

La tension de sortie peut s'écrire :

$$u_S = 2 \frac{N_2}{N_1} \cdot \alpha U_E$$



### 2.4.2 Structure en demi-pont

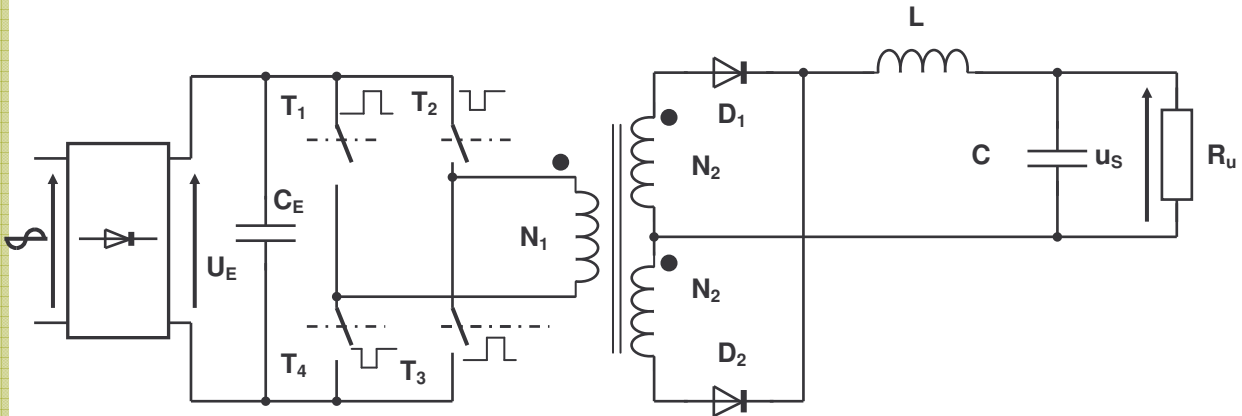


Une des bornes du primaire est au potentiel constant  $0,5U_E$ . L'autre est portée alternativement au potentiel  $U_E$  ( $T_1$  passant,  $T_2$  bloqué) ou au potentiel 0 ( $T_2$  passant,  $T_1$  bloqué)

La tension de sortie peut s'écrire :

$$u_S = \frac{N_2}{N_1} \cdot \alpha U_E$$

### 2.4.3 Structure en pont complet.



On retrouve ici une structure classique de pont en H à 4 interrupteurs.

La commande se fait par diagonale : Au cours d'une première  $\frac{1}{2}$  période,  $T_1$  et  $T_3$  sont commandés à la fermeture pendant  $\alpha T < T/2$ , alors que  $T_2$  et  $T_4$  restent bloqués. Pendant la seconde  $\frac{1}{2}$  période, c'est  $T_2$  et  $T_4$  qui sont fermés pendant  $\alpha T < T/2$ , alors que  $T_1$  et  $T_3$  restent bloqués.

Comme pour la structure push – pull, la tension de sortie s'établit à :

$$u_S = 2 \frac{N_2}{N_1} \cdot \alpha U_E$$

### 3 . Autres alimentations à découpage

#### 3.1 Alimentations à résonance.

Les alimentations analysées dans les paragraphes précédents sont des sources de parasites électromagnétiques, d'autant plus importants qu'elles concernent la commutation de courants forts à des fréquences élevées.

Depuis le début des années 1990, sont apparues les *alimentations à résonance*, dans lesquelles la commutation des interrupteurs s'effectue lorsque les courants qui traversent les bobinages sont nuls ou très voisins de zéro. Elles comportent un ou plusieurs circuits LC (série ou parallèle), fonctionnant en résonance ou quasi - résonance.

Ce phénomène porte le nom de *commutation douce*. (A opposer à la *commutation forcée* rencontrée dans les premières alimentations).

Les parasites électriques engendrés sont alors beaucoup plus faibles , le rendement des alimentations réalisées est amélioré et il devient possible de travailler avec des fréquences de découpage qui approchent le MHz.

On rencontre essentiellement 2 principes : La charge est résonante, ou l'interrupteur est résonant.

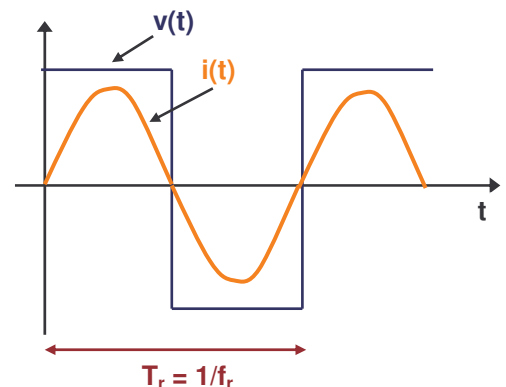
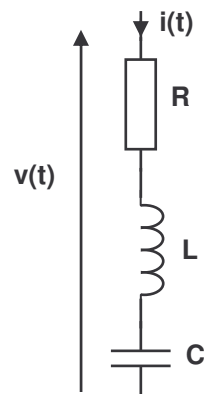
##### 3.1.1 Commutation douce appliquée à une charge résonante :

La charge **RLC** ci-contre résonne à la fréquence  $f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$

Si on la soumet à une tension  $v(t)$  carrée, de fréquence  $f_r$ , elle se comporte comme la seule résistance **R** pour le fondamental de  $v(t)$  et pratiquement comme un circuit ouvert pour ses différents harmoniques.

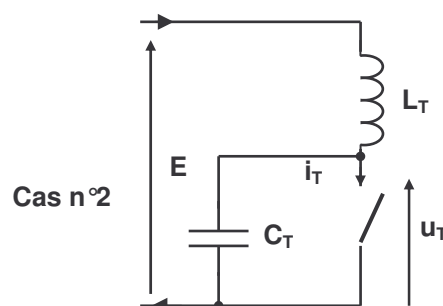
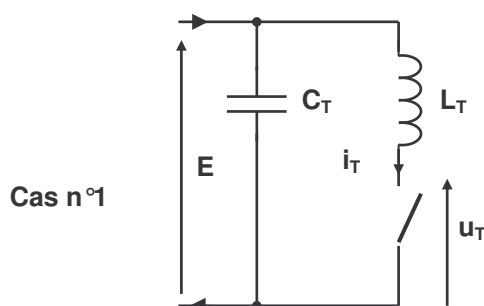
La conséquence en est que le courant  $i(t)$  y est pratiquement sinusoïdal, comme le montre le chronogramme ci-dessous.

La commutation de tension s'effectue ici à zéro de courant.



##### 3.1.2 Commutation douce appliquée à un interrupteur résonant.

Un interrupteur résonant associe un interrupteur (!), une inductance  $L_T$  et une capacité  $C_T$  comme représenté sur les schémas suivants.

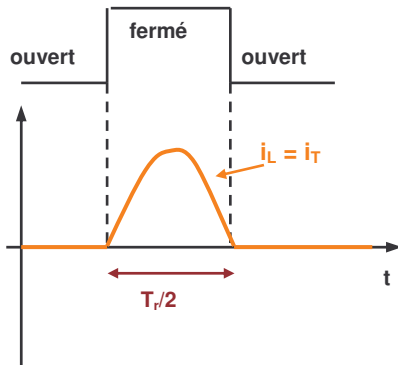


Le circuit  $\{L_T; C_T\}$  résonne à la fréquence  $f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_T C_T}}$ .

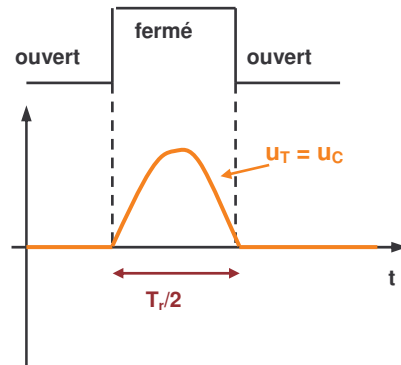
Dans le cas n°1, nous observons une résonance en courant ( $i_T = i_L$ ), alors que dans le cas n°2, il s'agit d'une résonance en tension ( $u_T = u_C$ ).

(On parle plus exactement ici de *quasi-résonance*, car les formes d'onde ne sont plus des sinusoïdes, mais des alternances ou des morceaux d'alternances seulement)

Exemples de chronogrammes :



Cas n°1 : Quasi résonance en courant



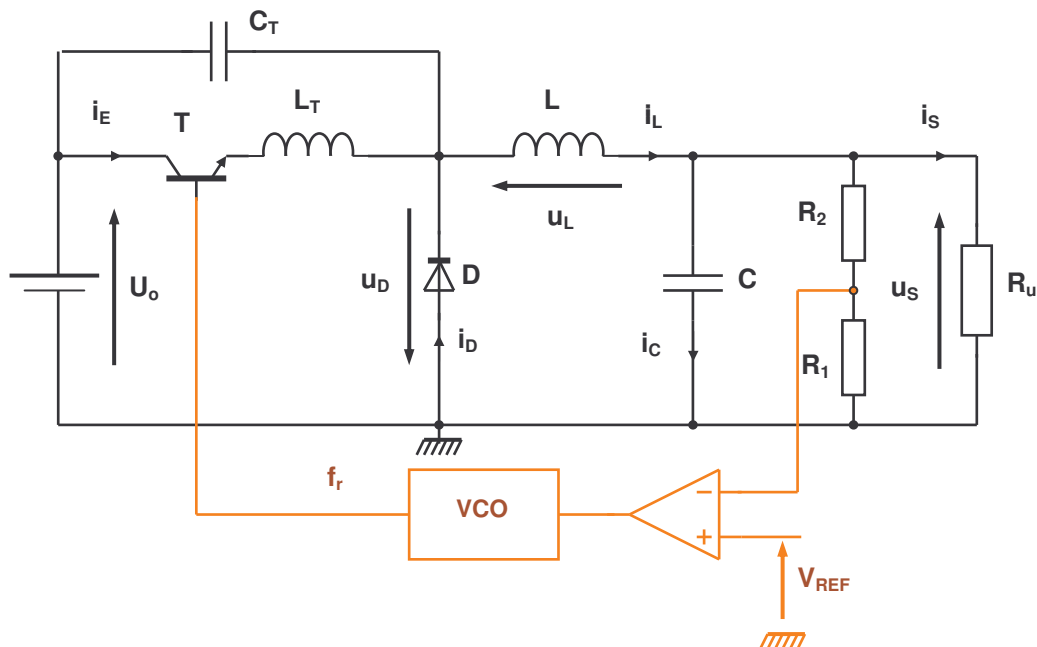
Cas n°2 : Quasi résonance en tension

### 3.1.3 Contrôle

Que ce soit la charge ou l'interrupteur qui soit résonant, ça n'est plus le rapport cyclique mais la fréquence de découpage qui est la variable de réglage de telles alimentations :

**La régulation d'une alimentation à résonance s'effectuera par variation de fréquence. (VCO et non plus oscillateur PWM)**

### 3.1.4 Exemple : Structure de l'abaisseur fonctionnant en commutation douce.



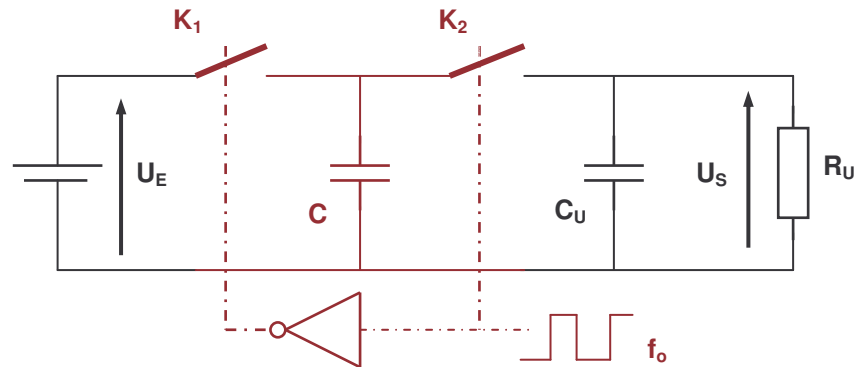
En fait, la plupart des structures vues plus haut (abaisseur, inverseur Flyback, Forward...) se prêtent au fonctionnement en commutation douce. Les chronogrammes et analyses sont néanmoins beaucoup plus complexes ; seule une étude poussée des alimentations à découpage sous l'aspect CEM peut justifier un tel complément ; nous ne l'envisagerons pas ici.

### 3.2 Alimentations à capacités commutées.

Ces alimentations portent aussi le nom d'*alimentations à pompe de charges*. Elles n'utilisent pas d'éléments ferromagnétiques (bobines, transformateurs) et sont ainsi très peu perturbatrices d'un point de vue CEM. Elles ne concernent cependant que de faibles puissances (quelques watts au maximum).

#### 3.2.1 Rappel du principe.

Une capacité commutée comporte un condensateur associé à 2 interrupteurs. On a représenté ci-dessous une telle capacité, entre une source continue  $U_E$  et une charge  $\{C_U; R_U\}$ . Les interrupteurs sont commandés, de façon complémentaire, avec un rapport cyclique de 50%, à une fréquence  $f_0$ .



Les valeurs des éléments et de la fréquence  $f_0$  sont telles que la tension  $U_S$  aux bornes de la charge évolue de façon négligeable pendant chaque  $\frac{1}{2}$  période.

Pendant une demi-période,  $K_1$  est fermé alors que  $K_2$  est ouvert ;  $C$  est chargé sous  $U_E$  et stocke la charge  $Q_1 = C \cdot U_E$ . Pendant la seconde demi-période,  $K_1$  est ouvert et  $K_2$  est fermé ;  $C$  est maintenant chargé sous  $U_S$  et stocke la charge  $Q_2 = C \cdot U_S$ .

Il y a eu transfert de la charge  $\Delta Q = |Q_1 - Q_2|$  pendant cette période, ce qui correspond à un courant moyen

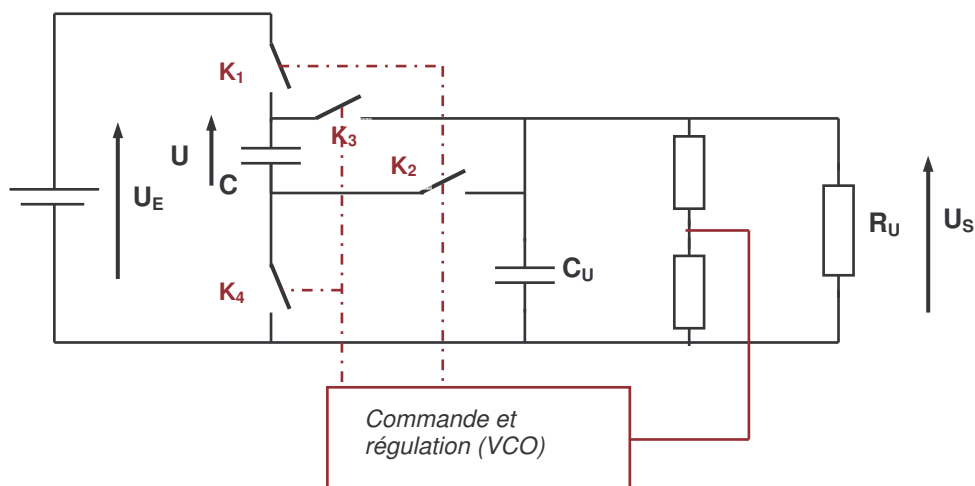
$$I = \frac{\Delta Q}{T_0} = \frac{C|U_E - U_S|}{T_0}$$

Ceci n'est rien d'autre qu'un loi d'Ohm, du style  $|U_E - U_S| = R_{\text{éq}} \cdot I$ , où  $R_{\text{éq}} = \frac{T_0}{C} = \frac{1}{f_0 C}$ .

Une capacité commutée consiste ainsi en la simulation d'une résistance, dont la valeur peut être ajustée par réglage de la fréquence de découpage  $f_0$ .

Une alimentation réalisée sur ce principe sera régulée par la fréquence du découpage.

#### 3.2.2 Exemple : Alimentation fonctionnant en abaisseur.



1<sup>ère</sup>  $\frac{1}{2}$  période :  $K_1, K_2$  fermés,  $K_3, K_4$  ouverts ;  $C$  et  $C_U$  forment un diviseur de  $U_E$ .

2<sup>ème</sup>  $\frac{1}{2}$  période :  $K_1, K_2$  ouverts,  $K_3, K_4$  fermés ;  $C$  et  $C_U$  en parallèle chargés sous  $U_S$

La tension  $U_S$  est donc inférieure à  $U_E$ .