

CONVERTISSEURS CONTINU-CONTINU ISOLÉS

1/INTRODUCTION

1-1/ Généralités

On désigne sous le terme générique de "Convertisseurs Continu-Continu " les convertisseurs permettant, à l'aide de techniques de découpage et de filtrage, d'obtenir une tension continue déterminée à partir d'une tension continue quelconque. Ce sont donc des convertisseurs *tension continue-tension continue*.

Les convertisseurs continu-continu isolés sont des convertisseurs continu-continu dans lesquels un transformateur assure une isolation entre la charge et la source d'alimentation.

1-2/ Hypothèses et principes de base

Comme lors de l'étude des structures des convertisseurs continu- continu non isolés, nous supposons:

- tension de sortie continue (ondulation résiduelle négligeable) .
- tension d'alimentation à l'entrée continue et constante.
- interrupteurs (semiconducteurs) idéaux.
- puissance délivrée à la sortie égale à la puissance fournie à l'entrée (pertes négligeables).
- que l'on ne cherche pas à réaliser un convertisseur réversible.

2 / INSERTION D'UN TRANSFORMATEUR

Le problème à résoudre est le suivant : comment et où insérer un transformateur d'isolement,

quelque part entre l'entrée et la sortie d'un convertisseur tel que ceux décrits au chapitre H10 (buck, boost, buck-boost) ?

Pour essayer de répondre à cette question, rappelons tout d'abord quelques résultats concernant le transformateur :

- lorsqu'il fonctionne effectivement en transformateur (deux enroulements conduisant en même temps), il est transparent et ne modifie pas la nature des branches auxquelles il est connecté.
- si tous ses enroulements sauf un sont ouverts, cet enroulement se réduit à une inductance.
- la tension moyenne aux bornes d'un enroulement doit être nulle. Il en découle que la tension moyenne aux bornes de tous les enroulements sera nulle, puisque ces tensions sont les images les unes des autres, à un rapport k près. Ceci élimine notamment tout schéma qui empêcherait l'inversion des tensions au primaire ou au secondaire (diode en parallèle sur un enroulement par exemple).
- l'énergie magnétisante, donc le flux dans le noyau, ne peuvent pas subir de discontinuité car ce sont des variables d'état. On doit assurer la continuité du flux en ayant toujours au moins un enroulement conducteur, à moins que le flux se soit annulé.

Toutes ces propriétés se résument sur le schéma équivalent simplifié du transformateur de la figure 1a où tout est ramené au primaire : le transformateur se réduit à son inductance magnétisante \mathcal{L} égale à l'inductance L_1 de l'enroulement primaire.

Il suffit donc d'assurer la continuité du courant dans \mathcal{L} soit côté primaire, soit côté secondaire et

$$V_{\mathcal{L} \text{ moyen}} = 0$$

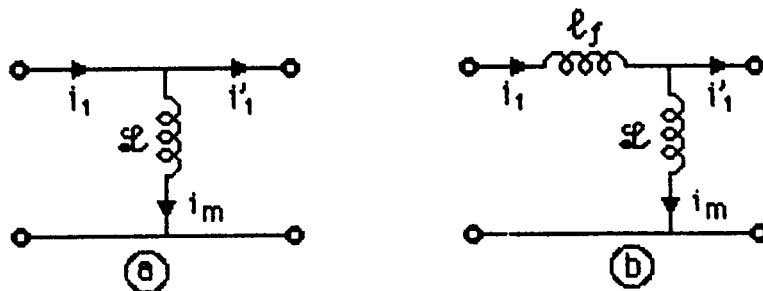


Figure 1: Schémas équivalents d'un transformateur

En pratique, on devra prendre en compte certains "défauts" du transformateur, en particulier l'influence des inductances de fuites l_f (schéma équivalent figure 1b) qui sont à l'origine de surtensions parasites.

L'introduction d'un transformateur pourra se faire de deux manières :

- en l'utilisant comme une inductance. On a alors une branche courant qui s'intercale de façon naturelle entre les sources de tension, et on passe par l'intermédiaire de l'énergie stockée dans l'inductance magnétisante .
- en le faisant fonctionner effectivement en transformateur (puissance transmise instantanément du primaire au secondaire). Dans ce cas, il ne modifie en rien les règles à observer pour l'interconnexion des sources d'entrée et de sortie. Ces deux sources étant ici des sources de tension, on devra, comme dans le

Les durées des deux séquences doivent bien entendu assurer $V_L \text{ moyen} = 0$.

On peut donc remplacer L par l'inductance magnétisante \mathcal{L} d'un transformateur; pour avoir effectivement une inductance, on utilisera le transformateur dans un fonctionnement type "inductances couplées". On aboutit ainsi au schéma de la figure 2b, donc aux schémas équivalents de la figure 2c. Remarquer le pointage des enroulements, tel que le primaire et le secondaire ne conduisent jamais en même temps (fonctionnement en inductances couplées)

Cette structure se nomme "alimentation à accumulation" ou "Fly-Back".

3 - 2 / Fonctionnement du Fly-Back

Les séquences sont les mêmes que pour le convertisseur survolteur-dévolteur (figure 3)

- 1) T conduit. Un courant circule au primaire. Le secondaire est ouvert (D bloquée). On stocke une énergie W dans le circuit magnétique.

- 2) On ouvre T. Les tensions primaire et secondaire s'inversent (ouverture d'un circuit inductif). D entre en conduction pour assurer la continuité du flux. L'énergie stockée W est envoyée, à travers D, vers V_S et le courant I_S circule dans R.

Il existe deux modes de fonctionnement du Fly-Back : démagnétisation complète et démagnétisation incomplète.

3-2-1 / Fly-Back en démagnétisation complète

La figure 3 donne les divers courants et tensions de ce montage ainsi que le flux, image du courant magnétisant.

- T est rendu conducteur pendant un temps t_f ; le courant dans l'inductance $L_1 = \mathcal{L}$ (inductance magnétisante) croît linéairement avec une pente $di/dt = E/\mathcal{L}$, jusqu'à la valeur $I_{1\max} = (E/\mathcal{L}) t_f$.

A la fin de t_f , l'énergie W emmagasinée dans \mathcal{L} est :

$$W = \frac{1}{2} L_1 I^2 = \frac{1}{2} E^2 \frac{t_f^2}{L_1} = \frac{1}{2} \frac{E^2}{L_1} \mathcal{R}^2$$

avec $\mathcal{R} = t_f / T$ = rapport cyclique

- T est bloqué pendant un temps t_0 . L'énergie stockée dans le noyau ne pouvant pas subir de discontinuité, il apparaîtra au secondaire, un courant $I_{2\max}$ tel que :

$$W = \frac{1}{2} L_2 I_{2\max}^2 = \frac{1}{2} L_1 I_{1\max}^2 \quad \text{avec} \quad L_1 = \frac{N_1^2}{\mathcal{R}} \quad \text{et} \quad L_2 = \frac{N_2^2}{\mathcal{R}}$$

d'où

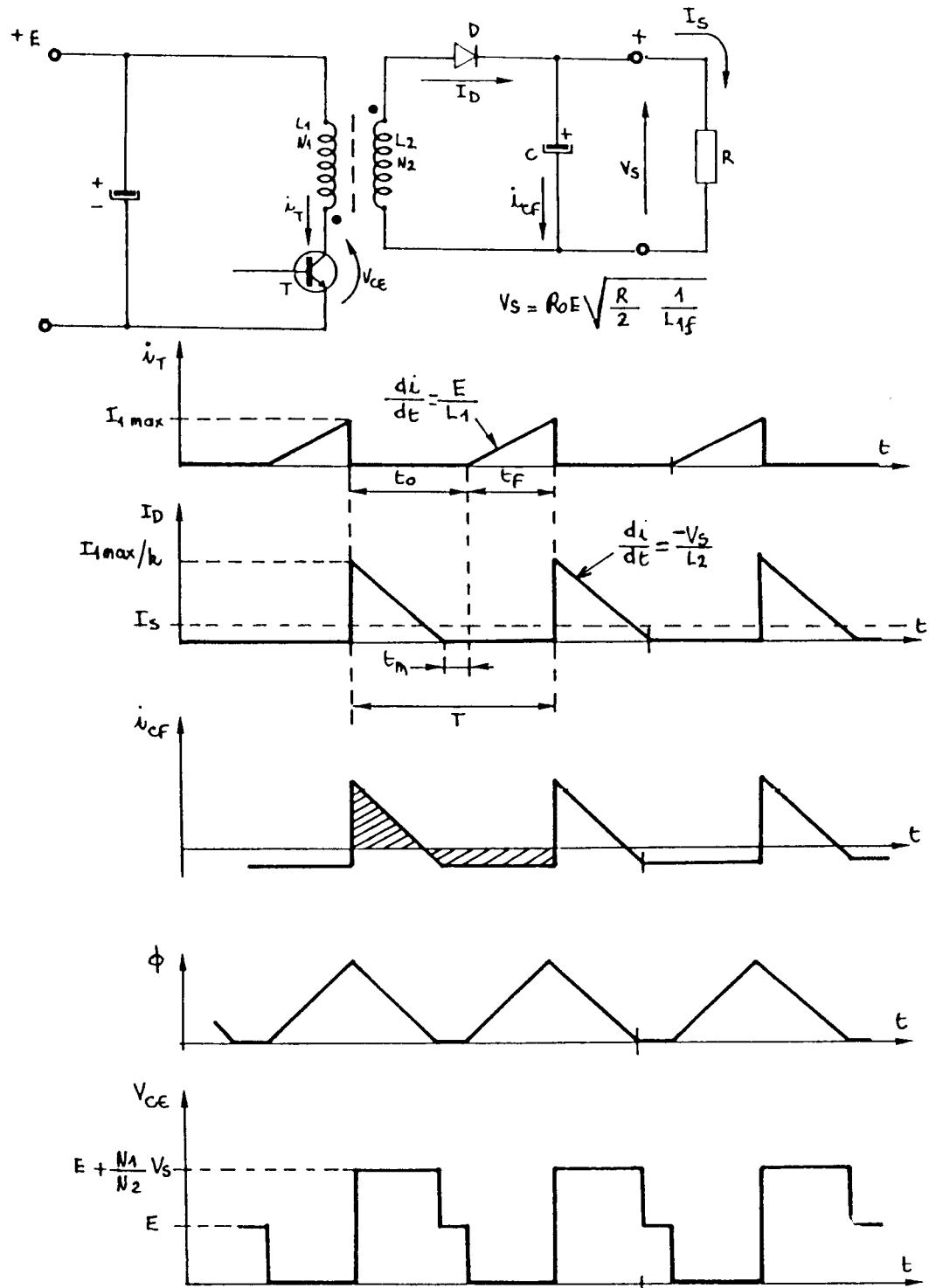


Figure 3 : Fly-Back fonctionnant en démagnétisation complète

$$I_{2\max} = \frac{N_1}{N_2} I_{1\max}$$

L'enroulement secondaire étant fermé sur V_S , le courant i_2 décroît avec une pente

$$di_2/dt = - V_S / L_2$$

Si le temps de blocage est suffisamment long, le courant a le temps de s'annuler. A partir de cet instant, les deux enroulements sont ouverts, le flux est nul, pendant un "temps mort" t_m : c'est un fonctionnement en "démagnétisation complète", équivalent à la conduction discontinue du convertisseur survolteur-dévolteur. Toute l'énergie W précédemment stockée a été transférée vers V_S .

Calcul de la tension de sortie V_S

A chaque période, on transfère une *énergie* W ; pour une fréquence de fonctionnement f , la puissance transmise est :

$$P = W \cdot f$$

Si on néglige les pertes, cette puissance se retrouve intégralement à la sortie et on peut écrire :

$$P = W \cdot f = V_S^2 / R$$

Cette relation permet de calculer la tension de sortie V_S :

$$V_S = \mathfrak{R} E \sqrt{\frac{R}{2 L_1 f}}$$

On remarquera, qu'en conduction discontinue, la tension de sortie V_S ne dépend pas du rapport de transformation k . En revanche, elle dépend malheureusement de la charge R . Ceci s'explique par le fait que le montage ainsi réalisé n'est pas une source de tension mais une *source de puissance*. Une régulation, agissant sur \mathfrak{R} , sera indispensable pour transformer cette source de puissance en *source de tension*.

Influence du rapport de transformation :

Le rapport k , qui n'intervient pas sur la tension de sortie, détermine la tenue en tension du transistor; en effet, lorsque le secondaire conduit, la tension qui apparaît au primaire est égale à V_S/k et la tension aux bornes du transistor est alors $E + V_S/k$. Durant le temps mort, il n'y a plus de tension, ni au primaire, ni au secondaire, et la tension aux bornes de T tombe à E . Dans le cas de transistors bipolaires ceci permet de profiter de la tenue en tension V_{Cex} du transistor : lorsqu'il est bloqué, le transistor peut supporter une tension égale à V_{Cex} , environ deux fois plus élevée que la tension V_{Ce0} qu'il peut supporter au moment de l'amorçage.

Pour une tension d'entrée E et une tension de sortie réglée égale à V_S , on choisit d'habitude k tel que $V_S/k = E$. *Le transistor doit alors supporter une tension double de E .* Dans ces conditions la décroissance du courant magnétisant ramené au primaire a lieu avec une pente di/dt égale et opposée à celle de sa croissance, donc le temps de décroissance jusqu'à zéro est égal au temps de croissance jusqu'à $I_{1\max}$. Par conséquent le rapport cyclique doit rester inférieur à $1/2$ pour permettre la démagnétisation.

Formes d'onde:

La figure 3 donne les formes des différents courants et tensions du Fly-Back fonctionnant en démagnétisation complète.

On peut noter les mauvais "facteurs de forme" des courants (triangulaires), ce qui implique une valeur crête élevée vis-à-vis du courant moyen. A rapport cyclique $\mathfrak{K} = 1/2$ par exemple, le courant crête dans le transistor est égal à 4 fois le courant moyen au primaire, ce qui implique un surdimensionnement en courant du transistor. Le courant dans le condensateur de filtrage subit des discontinuités importantes: ce composant sera donc très sollicité.

Protection en courant et mise sous tension (Soft-Start)

On remarquera que le courant au primaire, qui se confond avec le courant magnétisant, repart de zéro au début de chaque période. Toutefois, ceci suppose que la tension de sortie V_S a bien la valeur souhaitée. La décroissance du courant se faisant avec une pente égale à $-V_S/kL$, si la charge varie brusquement (transitoire de charge) il est possible que cette tension s'effondre (la régulation ne peut pas réagir instantanément) et donc que le courant côté secondaire ne soit pas redescendu à zéro au moment où on réamorçait le transistor. Il en résulte une croissance anormale du courant dans le transformateur (donc dans le transistor, la diode...) avec risque de saturation du circuit magnétique, accélérant l'augmentation du courant et conduisant à la destruction du montage. Il est donc indispensable de prévoir un *dispositif de protection en courant*.

Pour la même raison, on doit prendre des précautions pour la *mise sous tension*: lors de la première période, en effet, le condensateur de filtrage à la sortie est déchargé ($V_S=0$), et le courant au secondaire décroît très peu. Si, lorsqu'on amorce à nouveau le transistor (début de la deuxième période) le courant magnétisant ne s'est pas encore annulé, la croissance du courant primaire s'effectuera à partir de cette valeur initiale, et ainsi de suite pour les périodes suivantes (risque de saturation du circuit magnétique, risque de destruction).

On utilise donc un dispositif de *démarrage progressif ("soft-start")* consistant à démarrer avec un rapport cyclique très faible que l'on augmente progressivement, de manière à charger "en douceur" le condensateur de filtrage.

L'ensemble de ces contraintes réserve donc l'utilisation du Fly-Back au domaine des faibles puissances (quelques dizaines de watts).

3-2-2 / Fly-Back en démagnétisation incomplète

Si on amorce T avant que le courant secondaire se soit annulé, on fonctionne en "démagnétisation incomplète", ce qui correspond à la conduction continue du convertisseur survolteur-dévolteur. Les courants prennent l'allure indiquée sur la figure 4. Le flux ne s'annule plus.

On remarquera que le "facteur de forme" du courant dans le transistor (ainsi que dans la diode) est meilleur qu'en démagnétisation complète (trapèze au lieu de triangle) ce qui permet d'obtenir, pour une valeur crête imposée par le transistor, une valeur moyenne plus élevée.

Or, en s'appuyant sur des considérations énergétiques, on peut noter que le courant *moyen* au primaire est une image de la puissance délivrée à la sortie ($P_S = P_e = E \cdot I_{1\text{moy}}$ si les pertes sont nulles). Le fonctionnement en démagnétisation incomplète permet donc, pour un dimensionnement donné, de délivrer une puissance supérieure à celle obtenue en fonctionnement en démagnétisation complète. Par contre, dans le cas de transistors bipolaires, la forme de la tension aux bornes du transistor ne permet pas de profiter de la tension V_{ceX} . Le transistor voit une tension égale à $E + (V_S/k)$ durant toute la durée du blocage; or l'amorçage doit s'effectuer sous une tension inférieure à V_{ce0} , on doit donc avoir:

$$V_{ce0} > E + (N_1 / N_2) V_S$$

Tension de sortie:

En écrivant que la tension moyenne aux bornes de \mathcal{L} est nulle, on obtient la tension de sortie V_S :

$$E \cdot t_f = (V_S / k) \cdot t_0 \quad (\text{avec } k = N_2 / N_1), \quad \text{d'où}$$

$$V_S = \frac{N_2}{N_1} \frac{\mathcal{R}}{1 - \mathcal{R}} E$$

(comparer au survolteur-dévolteur: $V_S = \mathcal{R} E / (1 - \mathcal{R})$)

La tension de sortie du Fly-Back en conduction continue est indépendante de la charge.

Protection en courant:

La valeur crête du courant primaire dépend de la *valeur moyenne* du courant primaire, qui est une image de la *puissance* fournie à la sortie. Sur un transitoire rapide de charge à la sortie, la régulation ne pouvant pas avoir un temps de réponse nul, on risque une augmentation brutale de ce courant (saturation du noyau) entraînant la destruction du transistor. Il faut donc également prévoir une protection en courant de ce montage.

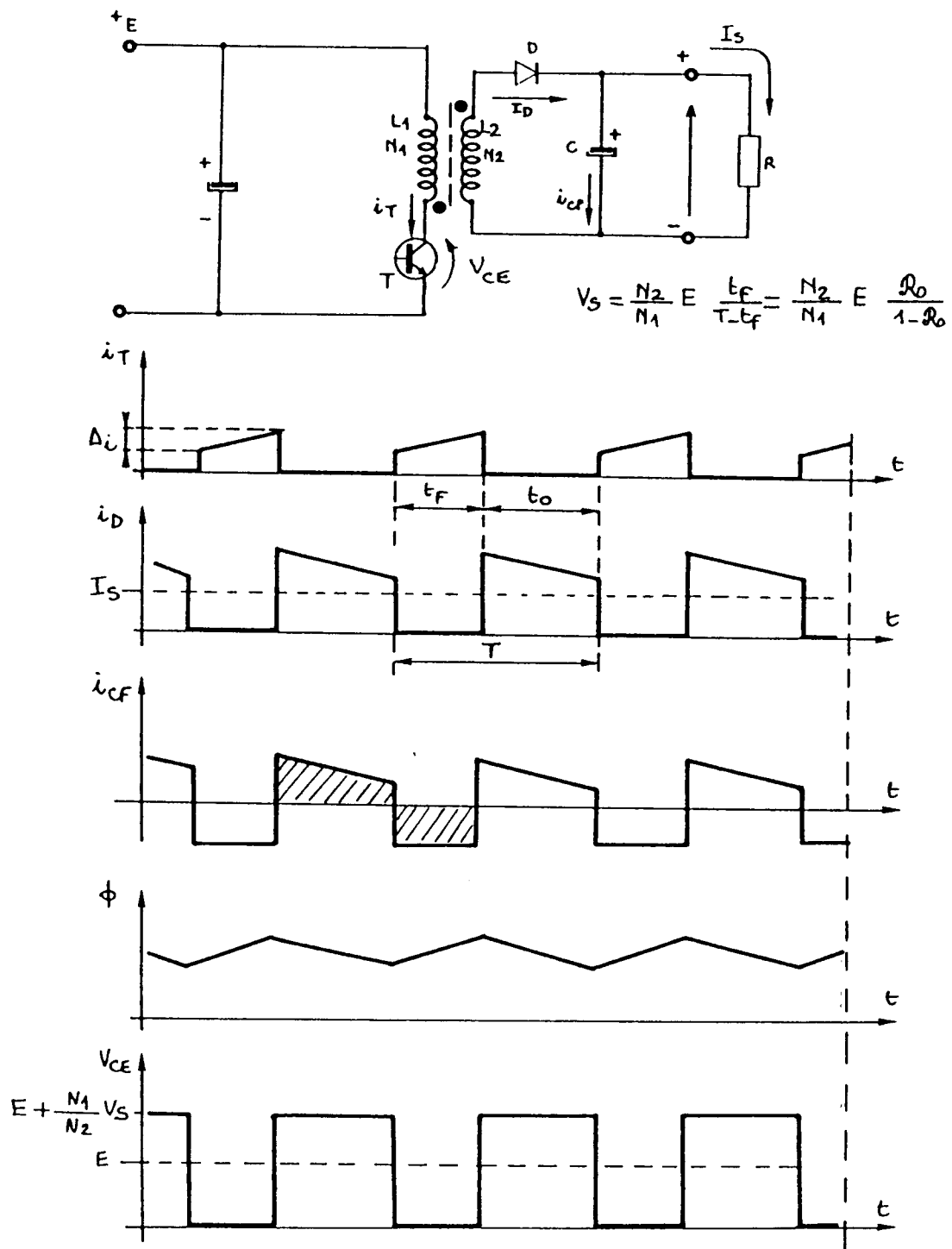


Figure 4 : Fly-Back fonctionnant en démagnétisation incomplète

3 - 2 -3/ Comparaison entre les deux modes de fonctionnement du Fly-Back

Les meilleurs facteurs de forme du fly-back en démagnétisation incomplète permettent d'obtenir une puissance supérieure, pour un même dimensionnement.

En revanche le Fly-Back en démagnétisation complète permet de profiter de la tension V_{ceX} du transistor. Il suffit d'avoir :

$$V_{ce0} > E \text{ et } V_{ceX} > E + V_s / k$$

tandis que, dans le fonctionnement en démagnétisation incomplète, c'est la tension V_{ce0} qui doit être supérieure à $E + V_s / k$. Ceci est intéressant pour la réalisation d'alimentations à découpage à partir du réseau. Exemple: pour une alimentation à découpage sur le réseau 220v alternatif redressé et filtré, soit 300v continu environ, on pourra utiliser un transistor de $V_{ce0} = 400v$ et $V_{ceX} = 800v$.

En raison de sa simplicité le Fly-Back en démagnétisation complète est très utilisé pour les alimentations à découpage de faible puissance (quelques watts à quelques dizaines de watts).

3 -3 / Fly-Back à sorties multiples

Une des principales limitations du montage Fly-Back est de ne pas pouvoir fonctionner à vide; si la charge est déconnectée accidentellement, il apparaît une surtension élevée à la sortie, due au fait que l'énergie emmagasinée dans \mathcal{L} durant la conduction du transistor ne peut plus alors s'écouler que dans le condensateur de filtrage à la sortie (risque de destruction).

Pour pallier à cet inconvénient, on peut réaliser un Fly-Back à plusieurs sorties: ceci permet alors d'obtenir une marche à vide sur l'une des sorties, l'énergie stockée étant envoyée sur les autres.

Le schéma du Fly-Back à sorties multiples est donné sur la figure 5a.

En ramenant tout au primaire, le schéma équivalent du fly-back à sorties multiples est donné à la figure 5b. Par suite de la présence des diodes, le courant magnétisant I_m se referme dans la plus faible des sources de tension, ramenées au primaire. Ainsi, si l'une des tensions de sortie tend à augmenter par suite d'une charge trop faible, l'énergie sera récupérée sur l'autre sortie.

Une variante très utilisée de ce principe consiste à utiliser la source de tension à l'entrée E elle-même comme "sortie" auxiliaire. Pour cela, on introduit un enroulement de récupération sur la source d'entrée E (figure 5 c). Si, par suite d'un fonctionnement à vide, la tension de sortie ramenée côté primaire tend à dépasser E, le troisième enroulement devient conducteur et l'énergie stockée est renvoyée vers la source E (figure 5 d).

Notons que la source E doit alors être apte à récupérer de l'énergie; si E est obtenue à partir du réseau alternatif redressé par un pont de diodes -donc non réversible- le condensateur de filtrage a la sortie du pont de diodes doit avoir une valeur suffisante pour absorber cette énergie sans augmentation

cas des convertisseurs non isolés, intercaler une inductance L . L'introduction du transformateur impose simplement de respecter les règles rappelées ci-dessus.

Nous examinerons l'association convertisseur dévolteur + transformateur et convertisseur survolteur-dévolteur + transformateur. L'association convertisseur survolteur + transformateur conduit à des schémas sans intérêt.

La mise en oeuvre d'un transformateur conduit tout naturellement à envisager son insertion dans des structures symétriques. Nous compléterons donc ce chapitre par les alimentations à découpage utilisant les structures de type onduleur, à 2 ou 4 transistors, utilisées pour les alimentations de puissance plus élevée.

3/ ALIMENTATION A ACCUMULATION (FLY-BACK)

3 - 1/ Structure du Fly-Back

Considérons le schéma du convertisseur survolteur-dévolteur (figure 2a): le transfert d'énergie se fait en deux temps, par l'intermédiaire d'un élément de stockage (inductance L).

- 1) on accumule de l'énergie dans L (T conducteur, D bloquée).
- 2) on bloque T : D s'amorce; l'énergie emmagasinée dans L est transférée vers V_s à travers D.

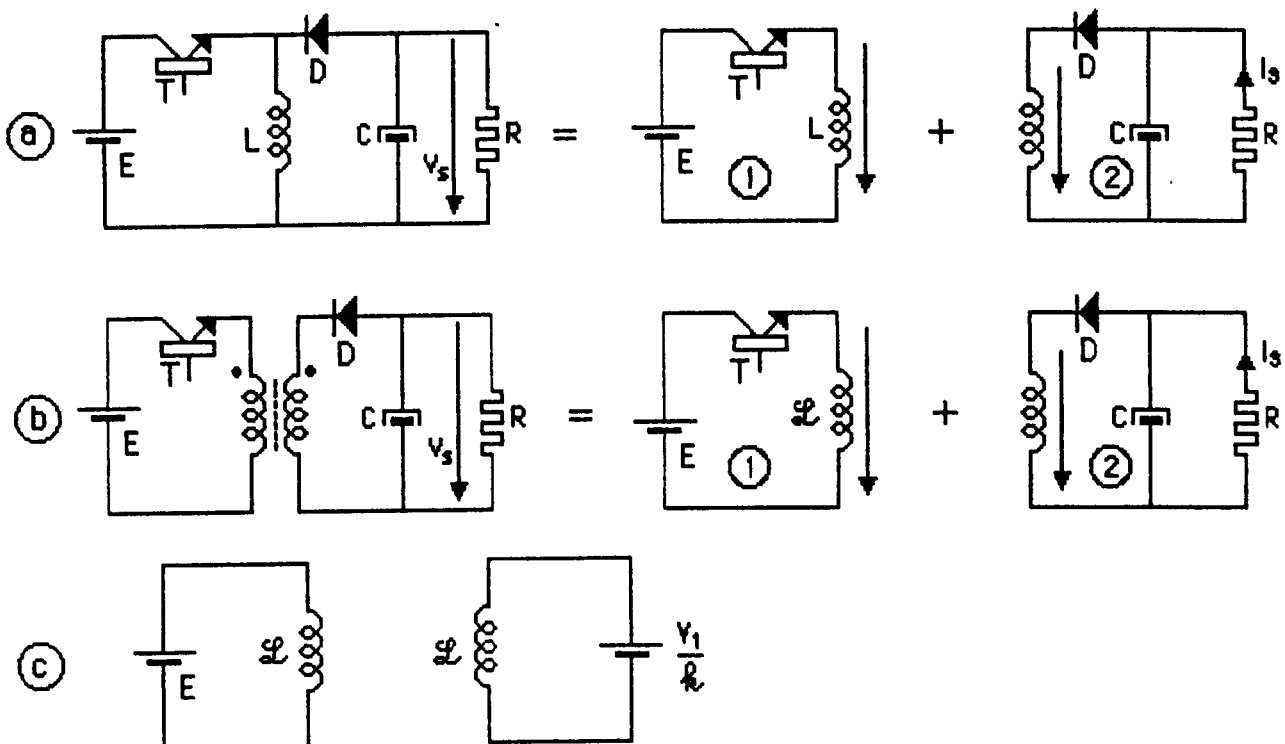


Figure 2

a/ Survolteur-dévolteur

b/ Fly-Back

c/ Schémas équivalents du Fly-Back