

CHAPITRE 6

ALIMENTATIONS À DÉCOUPAGE ISSUES DU SECTEUR

1. Introduction

Les paragraphes §2 et §3 sont des paragraphes préliminaires permettant de mieux comprendre l'intérêt des alimentations à découpage et de poser les bases pour l'étude de leur fonctionnement abordé aux paragraphes §4 et §5.

2. Intérêt des alimentations à découpage

2.1 Alimentations linéaires issues du secteur

2.1.1 Principe

Le synoptique de la partie puissance des alimentations linéaires est indiqué sur la figure 6-1.

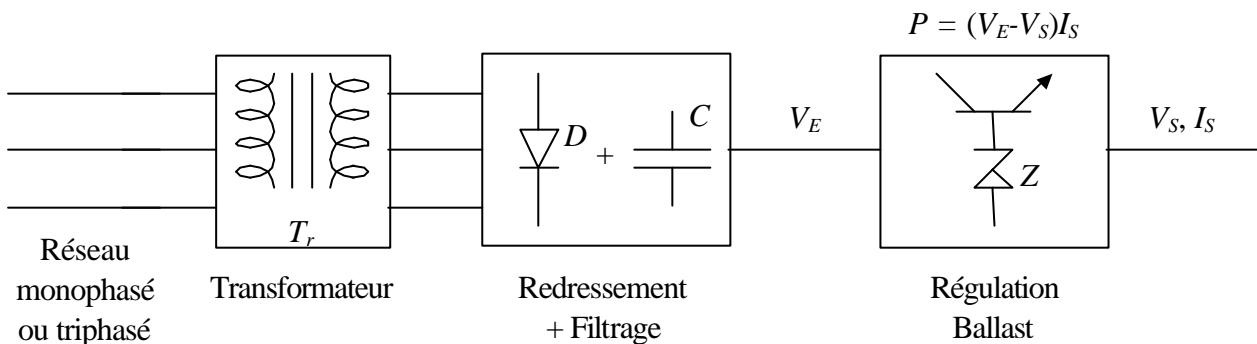


Figure 6-1. Alimentation linéaire issue du secteur.

Le principe de base du montage régulateur « ballast » avec transistor série est décrit sur la figure 6-2.

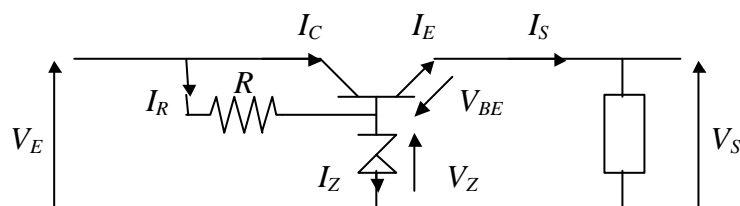
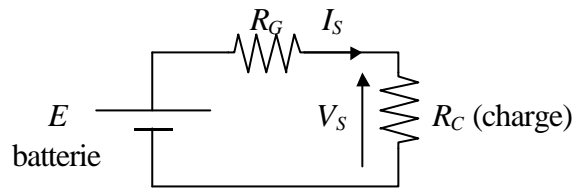


Figure 6-2. Principe de base de l'étage régulateur d'une alimentation linéaire.

La dénomination « linéaire » pour le type d'alimentation décrite à la figure 6-1 vient du fait que le transistor de la figure 6-2 fonctionne dans sa zone linéaire.

On décrit rapidement le principe de la régulation à l'aide du montage de la figure 6-2 en montrant au préalable l'influence d'une modification de la charge pour une alimentation non stabilisée telle que celle décrite à la figure 6-3.



R_G : résistance interne du générateur E .

Figure 6-3. Alimentation non stabilisée.

- A vide, pour $R_C = \infty$, on a : $V_S = E$
- En charge : $V_S = \frac{R_C}{R_C + R_G} E$

La diminution de R_C (augmentation de la charge) entraîne donc une diminution de V_S (et évidemment une augmentation de $I_S = \frac{E}{R_G + R_C}$).

Pour le montage de la figure 6-2, toute variation de la charge sera absorbée, dans une certaine limite, par la diode Zener.

Le principe de base est le suivant :

- Si I_S augmente (augmentation de la charge), alors $I_E = I_S$ augmente et V_{BE} augmente. Donc $I_B \approx \frac{I_E}{b}$ augmente. Mais cette augmentation est b fois (100 au minimum) plus faible que celle de I_S . Ainsi V_Z varie peu du fait que I_Z varie peu (voir figure 6-4).

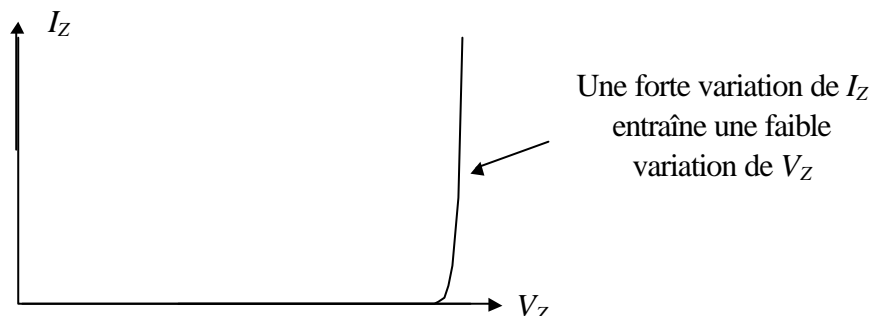


Figure 6-4. Polarisation de la diode Zener.

- Si I_S diminue (diminution de la charge), de la même façon on montre que I_Z augmente peu, et donc V_Z varie peu.

Les éléments fondamentaux utilisés dans une alimentation linéaire sont :

- Un transformateur fonctionnant à 50Hz assure une isolation galvanique et la modification de la valeur efficace de la tension (en général abaisseur).
- Un redresseur à diodes suivi d'un condensateur de filtrage permettent de transformer la tension sinusoïdale issue du transformateur en une tension de valeur moyenne non nulle et ondulant peu.
- Une diode Zener accompagnée d'un montage « ballast » à transistor permettent de fournir une tension régulée en sortie de l'alimentation.

2.1.2 Points forts et points faibles des alimentations linéaires

- Points forts :
 - faciles à mettre en oeuvre

- permettent d'obtenir des tensions très stables. Une stabilité relative $\frac{\Delta V_s}{V_s}$ égale à 10^{-4} s'obtient sans trop de contraintes techniques.
- très peu perturbatrices pour l'environnement électrique ou électronique.

- Points faibles :

- Le transformateur est lourd et volumineux car il fonctionne à 50Hz (voir Annexe 6.1).
 - Le transistor « ballast » dissipe une puissance $P \approx V_{CE} \cdot I_C = (V_E - V_s) I_s$.
- Il impose l'utilisation d'un radiateur encombrant et nuit au rendement de l'alimentation.

- Conclusion :

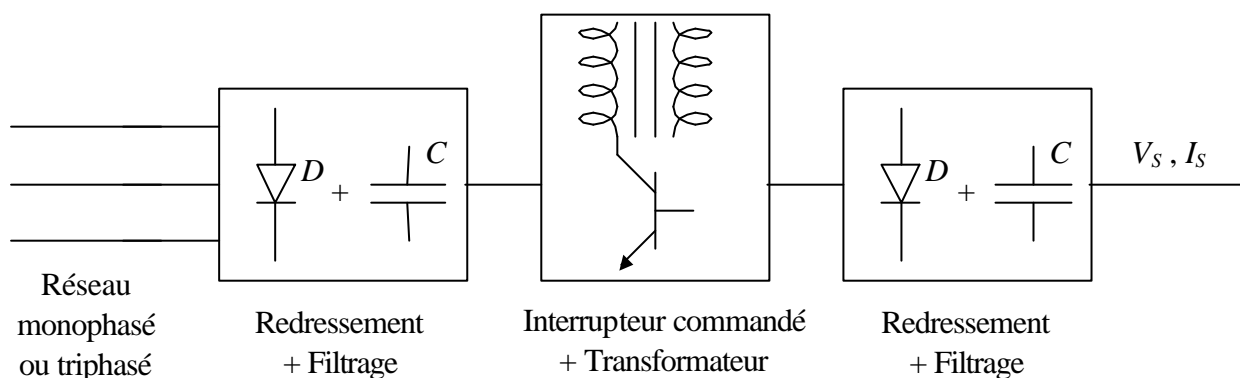
Les alimentations linéaires sont simples et stables mais lourdes, volumineuses (puissances massique (W/kg) et volumique (W/litre) faibles) et à faible rendement.

2.2 Alimentations à découpage issues du secteur

Elles sont appelées ainsi du fait du fonctionnement du transistor de puissance en régime de commutation.

2.2.1 Principe de fonctionnement

Le synoptique de la partie puissance est donné sur la figure 6-5.



$$f_d = \frac{1}{T_d} \geq 20\text{kHz} \quad (\text{découpage})$$

Figure 6-5. Principe de fonctionnement des alimentations à découpage.

Les éléments fondamentaux utilisés dans une alimentation à découpage sont :

- Redresseur + Filtre directement connectés au réseau (secteur).
- Transformateur d'impulsion (isolation galvanique entre le réseau et l'utilisateur), piloté au primaire par un interrupteur commandable (transistor) fonctionnant à une fréquence $f_d = \frac{1}{T_d} \geq 20\text{kHz}$.
- Redresseur + Filtre en sortie.

Remarque importante :

Le choix d'une fréquence $f_d = \frac{1}{T_d} \geq 20\text{kHz}$ est lié à deux impératifs :

- Une fréquence plus faible (entre 100Hz et 15kHz) correspondrait au spectre audible. Ces alimentations deviendraient très pénibles pour l'oreille humaine.
- Plus la fréquence de découpage f_d sera grande, plus le condensateur de filtrage de l'étage de sortie pourra être de faible capacité. En effet cette capacité, associée à une résistance, joue un rôle de filtre passe-bas ayant pour fonction de transfert :

$$\overline{H(j\omega)} = \frac{1}{1 + j\frac{\omega}{\omega_0}} \quad \text{avec } \omega_0 = \frac{1}{RC}$$

Le filtrage est efficace ($|\overline{H}| \ll 1$) pour $\omega \gg \omega_0$, soit :

$$\omega \gg \frac{1}{RC}, \text{ ou encore } C \gg \frac{1}{\omega R}$$

Donc si on augmente $\omega = 2\pi f_d$, on peut diminuer la valeur de C .

2.2.2 Points forts et points faibles des alimentations à découpage.

- Points forts :

- Le transformateur travaille à une fréquence $f_d \geq 20kHz$ très supérieure à celle du réseau 50Hz, il est donc de dimension réduite (voir Annexe 6-1).
- Le transistor de puissance fonctionne en régime de commutation ($V_{CE} \approx 0$ et I_C pour l'état *on* ; $I_C = 0$ pour l'état *off* ; soit $P = I_C \cdot V_{CE} \approx 0$) et présente des pertes réduites.

Donc :

Le dissipateur associé est de faibles dimensions, d'où un gain en volume et en masse.

Le rendement de l'alimentation est supérieur à 80 % (contre 60 % maximum pour les alimentations linéaires).

- Points faibles :

- Elles sont moins simples à mettre en oeuvre que les alimentations linéaires.
- Une ondulation résiduelle due au découpage subsiste en sortie ; la stabilité relative se situe entre 10^{-2} et 10^{-3} .
- Elles sont perturbatrices pour l'environnement électrique et électronique ; les parasites rayonnés sont importants du fait du découpage.

Figure 6-6. Comparaison des alimentations linéaires et à découpage en terme d'encombrement, de masse et de prix.

- Conclusion :

Les alimentations à découpage sont légères et peu encombrantes.

Elles ont un excellent rendement. Par contre leur stabilité est moyenne ou médiocre.

Elles sont donc très utilisées en électronique embarquée (légèreté, rendement) ou simplement pour leur excellent rendement lorsque la stabilité n'est pas une caractéristique essentielle.

La figure 6-6 permet de comparer les alimentations à découpage avec les alimentations linéaires.

3. Inductances et transformateurs en régime impulsionnel ou régime de commutation

Définition :

Régime impulsionnel : variation instantanée de la tension appliquée à l'inductance ou au transformateur.

L'étude du fonctionnement des inductances (ou bobines) et transformateurs (bobines couplées) en régime impulsionnel est indispensable pour la compréhension du fonctionnement des alimentations à découpage isolées du réseau de distribution (secteur).

3.1 Inductances en régime impulsionnel

3.1.1 Inductance réelle

On considère le montage de la figure 6-7.

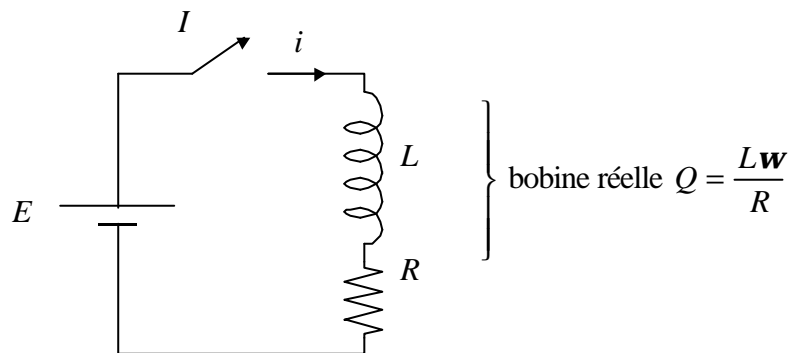


Figure 6-7. Inductance réelle en régime impulsionnel.

- à $t = 0$, on ferme l'interrupteur I . On a alors :

$$E = Ri(t) + L \frac{di}{dt} \quad \text{d'où : } i(t) = Ke^{-t/\tau} + \frac{E}{R}$$

En considérant nulles les conditions initiales ($i(0) = 0$), on obtient :

$$K = -\frac{E}{R} \quad \text{et} \quad i(t) = \frac{E}{R}(1 - e^{-t/\tau}) \quad \text{avec} \quad \tau = \frac{L}{R}$$

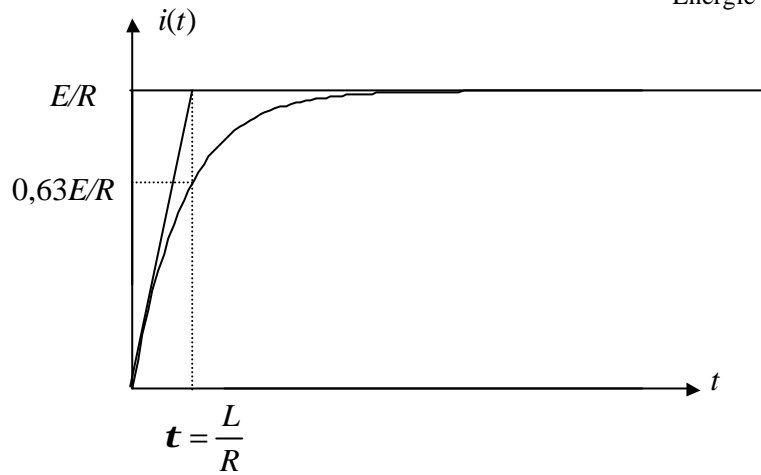


Figure 6-8.

Le courant $i(t)$ croît de façon exponentielle (figure 6-8).

3.1.2 Inductance parfaite ($R=0$)

Physiquement, en toute rigueur cette simplification n'a de sens que pour les bobines à supraconducteur et correspond à un facteur de qualité $Q = \frac{L\omega}{R}$ infini.

On peut cependant noter que Q sera d'autant plus grand que la fréquence sera élevée, ce qui est le cas des alimentations à découpage ($f_d \geq 20\text{kHz}$).

Dans le cas du montage de la figure 6-7, avec ($R=0$), on a :

$$i(t) = \frac{E}{L}t$$

Le courant évolue en forme de rampe de pente $\frac{E}{L}$.

3.1.3 Critère de choix RL ou L

Prenons une application numérique réaliste : $E=20\text{V}$; $L = 1\text{mH}$; $R = 0,1\Omega$.

On impose une intensité maximale égale à 20A (intensité admise par l'interrupteur).

La figure 6-9 montre l'évolution de $i(t)$ dans les deux cas considérés.

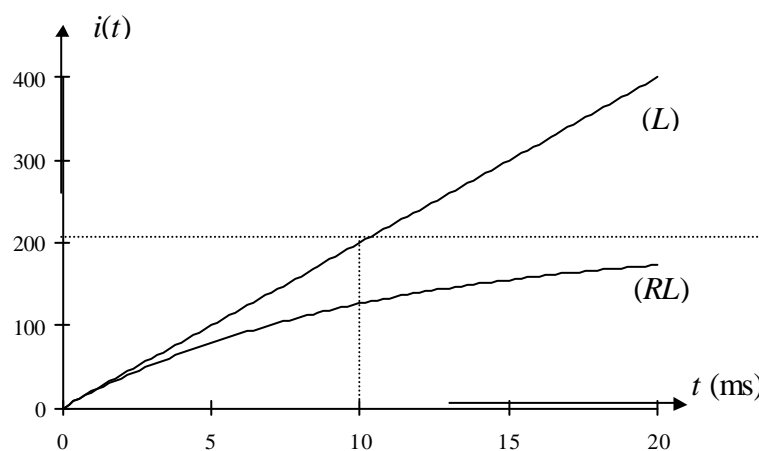


Figure 6-9. Comparaison entre une inductance réelle (RL) et parfaite (L).

Pour $i(t) < 20\text{A}$, les deux graphiques sont quasiment confondus.

Le calcul montre que l'écart est inférieur à 5 %.

Donc les deux modèles de l'inductance adoptés (RL ou L) peuvent être considérés comme équivalents.

La règle que l'on peut adopter pour la suite est la suivante :

« On peut considérer une inductance parfaite lorsque le courant maximum admis (avant commutation) est atteint pour un temps très inférieur $\left(t_c < \frac{t}{10}\right)$ à la constante de temps $t = \frac{L}{R}$ du circuit RL ».

On a alors en effet :

$$i(t) = \frac{E}{R}(1 - e^{-t/\tau}) \approx \frac{E}{R}\left(1 - 1 + \frac{t}{\tau}\right) = \frac{E}{L}t$$

↑
développement limité du 1^o ordre.

3.2 Transformateur en régime impulsionnel

Le transformateur permet l'isolation galvanique (aucun contact électrique) entre le réseau de distribution et l'utilisateur. Ainsi un court-circuit de l'une des deux parties (utilisateur ou réseau) ne perturbera pas l'autre partie car le transformateur ne permettra pas de maintenir le courant de court-circuit.

3.2.1 Rappels sur le transformateur

3.2.1.1 Hypothèses d'étude

- Idéal d'un point de vue électrique → conductivité s infinie → pas de pertes par effet Joule → pas de résistance équivalente aux conducteurs au 1^o et au 2^o.
- Aucune fuite magnétique au niveau des bobinages 1^o et 2^o.
- Circuit Magnétique (CM) linéaire → pas d'hystérésis
pas de saturation
→ $B = \mu H$
- pas de pertes par courants de Foucault dans le CM.

3.2.1.2 Convention électrique

Au 1^o, nous utilisons la convention "récepteur", au 2^o la convention "générateur" (figure 6-10).

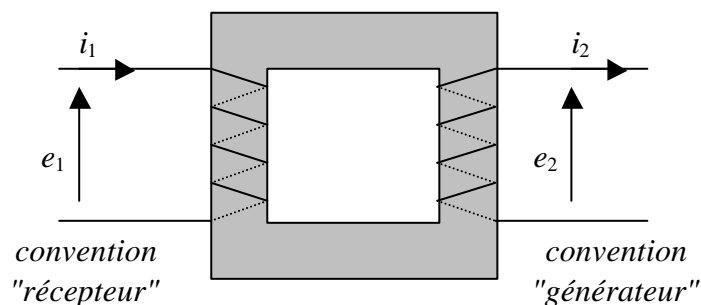


Figure 6-10.

3.2.1.3 Convention au niveau du flux et des tensions

La loi de Lenz s'écrit : $e = -n \frac{d\mathbf{j}}{dt}$. Le signe (-) n'a pas de sens physique et n'indique en aucun cas le sens de la tension e . Il faut donc choisir un sens conventionnel des tensions au 1° et au 2° pour un sens du flux donné.

On choisit ici d'appliquer $e = +n \frac{d\mathbf{j}}{dt}$ lorsque le sens de la tension est le même que celui du flux, le sens du flux étant déterminé par la règle du tire-bouchon ou du bonhomme d'Ampère. Cette convention se traduit par la représentation de la figure 6-11.

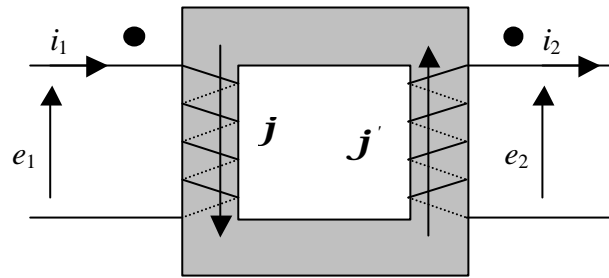


Figure 6-11.

Au 1°, le flux descend et la tension est orientée vers le haut, on écrira donc : $e_1 = -n_1 \frac{d\mathbf{j}}{dt}$.

Au 2°, le flux donné par le bonhomme d'Ampère \mathbf{j}' est vers la haut, donc : $e_2 = +n_2 \frac{d\mathbf{j}'}{dt}$.

Du fait que $\mathbf{j}' = \mathbf{j}$, on a donc : $e_2 = n_2 \frac{d\mathbf{j}}{dt}$.

Le points indiquent le sens du bobinage, si $e_1 > 0$, alors $e_2 > 0$.

3.2.1.4 Mise en équation et modèle

3.2.1.4.1 Bobinage 2° "par devant"

Le sens du bobinage est indiqué figure 6-12.

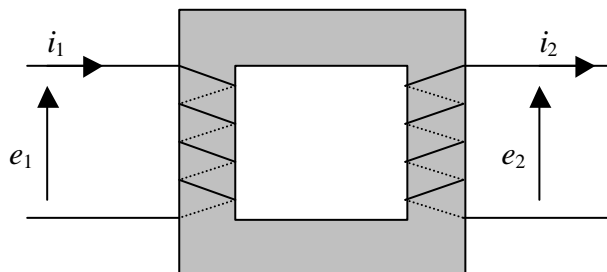


Figure 6-12.

Le schéma magnétique général équivalent du transformateur est décrit sur la figure 6-13.

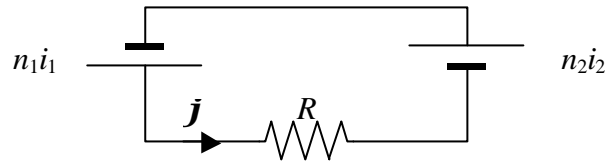


Figure 6-13.

R représente la réluctance du CM : $R = \frac{l}{\mu S}$

avec : S : section du CM

l : longueur du CM

μ perméabilité du CM.

3.2.1.4.2 Equation transformateur non chargé ("à vide")

$i_2 = 0$, on applique le théorème d'Ampère au 1°, on obtient : $n_1 i_{10} = R j$ (1). On retrouve ce résultat avec le schéma de la figure 4 en faisant $i_2 = 0$.

3.2.1.4.3 Equation transformateur chargé ("en charge")

De la même façon, l'application du théorème d'Ampère donne : $n_1 i_1 + n_2 i_2 = R j$ (2).

3.2.1.4.4 Equation des Ampères-tours

En utilisant les équations (1) et (2), on a : $n_1 i_1 + n_2 i_2 = n_1 i_{10}$, soit : $i_1 = i_{10} - \frac{n_2}{n_1} i_2 = i_{10} - i_{1a}$.

Le courant i_{1a} est appelé courant "actif" au primaire.

3.2.1.4.5 Modèle électrique équivalent du transformateur

Le modèle électrique est déduit des équations suivantes :

- $i_1 = i_{10} - i_{1a}$
- $\frac{n_2}{n_1} i_2 = i_{1a} \implies n_2 i_2 = n_1 i_{1a}$
- $\frac{e_2}{n_2} = - \frac{e_1}{n_1}$

La figure 6-14 donne le modèle traduisant ces équations.

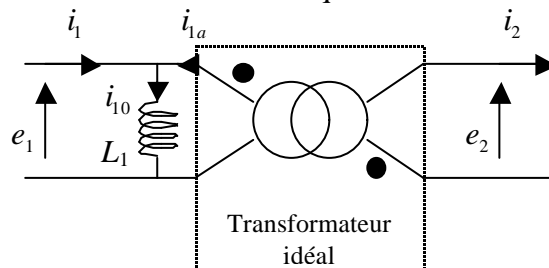


Figure 6-14.

L'inductance L_1 est appelée "inductance propre" du transformateur. Elle peut être ramenée soit au primaire, soit au secondaire du transformateur. Son expression se détermine simplement :

On a : $n_1 i_{10} = R \mathbf{j}$ et par définition $n_1 \mathbf{j} = L_1 i_{10}$.

On déduit facilement : $L_1 = \frac{n_1^2}{R}$.

L'inductance propre peut être ramenée au 2° du transformateur. Le modèle électrique équivalent du transformateur est alors celui de la figure 6-15.

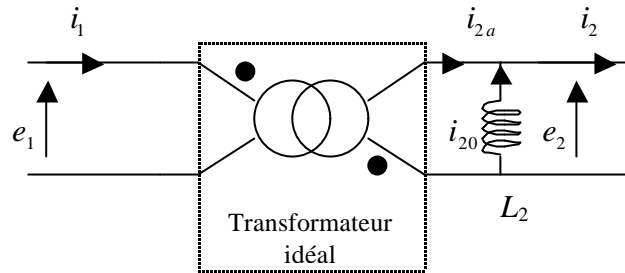


Figure 6-15.

En alimentant le secondaire, on montre facilement que : $i_2 = i_{20} + i_{2a}$

Par ailleurs, on a : $e_2 = -L_2 \frac{di_{20}}{dt}$ et $\frac{e_2}{n_2} = -\frac{e_1}{n_1}$

$n_2 i_{20} = R \mathbf{j}$ et $n_1 i_{10} = R \mathbf{j} \Rightarrow n_1 i_{10} = n_2 i_{20}$

donc : $e_2 = -L_2 \frac{di_{20}}{dt} \Rightarrow -\frac{n_2}{n_1} e_1 = -L_2 \frac{d\left(\frac{n_1}{n_2} i_{10}\right)}{dt} \Rightarrow e_1 = L_2 \frac{n_1^2}{n_2^2} \frac{di_{10}}{dt}$

En comparant à $e_1 = L_1 \frac{di_{10}}{dt}$ (voir figure 6-14), on obtient : $\frac{L_2}{L_1} = \frac{n_2^2}{n_1^2}$.

3.2.1.5 Bobinage 2° "par derrière"

Le sens du bobinage est indiqué figure 6-16.

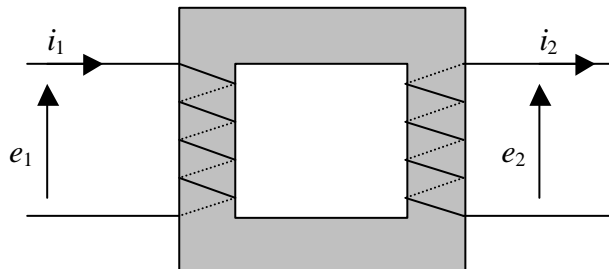


Figure 6-16.

On a dans ce cas : $e_1 = -n_1 \frac{d\mathbf{j}}{dt}$ et $e_2 = -n_2 \frac{d\mathbf{j}}{dt}$.

Le schéma magnétique général équivalent du transformateur est décrit sur la figure 6-17.

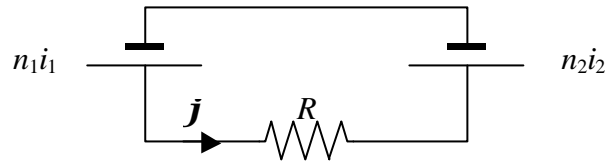


Figure 6-17.

3.2.1.5.1 Equation transformateur non chargé ("à vide")

De même que précédemment, on obtient : $n_1 i_{10} = R j$.

3.2.1.5.2 Equation transformateur chargé ("en charge")

On a ici : $n_1 i_1 - n_2 i_2 = R j$ (3).

3.2.1.5.3 Equation des Ampères-tours

En utilisant les équations (1) et (3), on a : $n_1 i_1 - n_2 i_2 = n_1 i_{10}$, soit : $i_1 = i_{10} + \frac{n_2}{n_1} i_2 = i_{10} + i_{1a}$.

3.2.1.5.4 Modèle électrique équivalent du transformateur

Le modèle électrique est déduit des équations suivantes :

- $i_1 = i_{10} + i_{1a}$
- $\frac{n_2}{n_1} i_2 = i_{1a} \implies n_2 i_2 = n_1 i_{1a}$
- $\frac{e_2}{n_2} = + \frac{e_1}{n_1}$

La figure 6-18 donne le modèle traduisant ces équations.

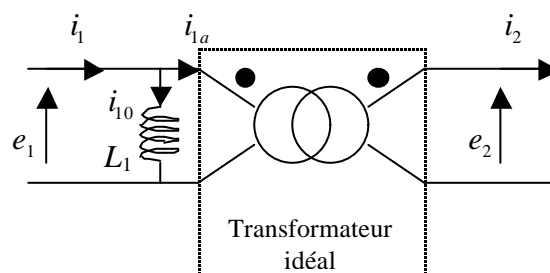
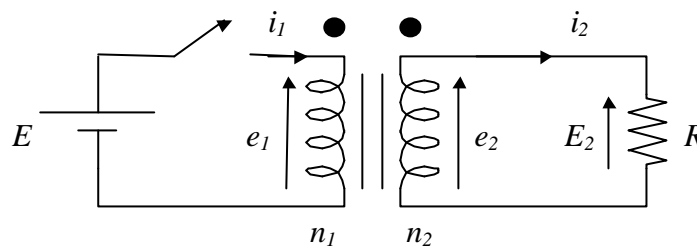


Figure 6-18.

3.2.2 Transformateur à vide puis chargé. Magnétisation du transformateur.

Les hypothèses d'étude sont celles données au §3.2.1.1.

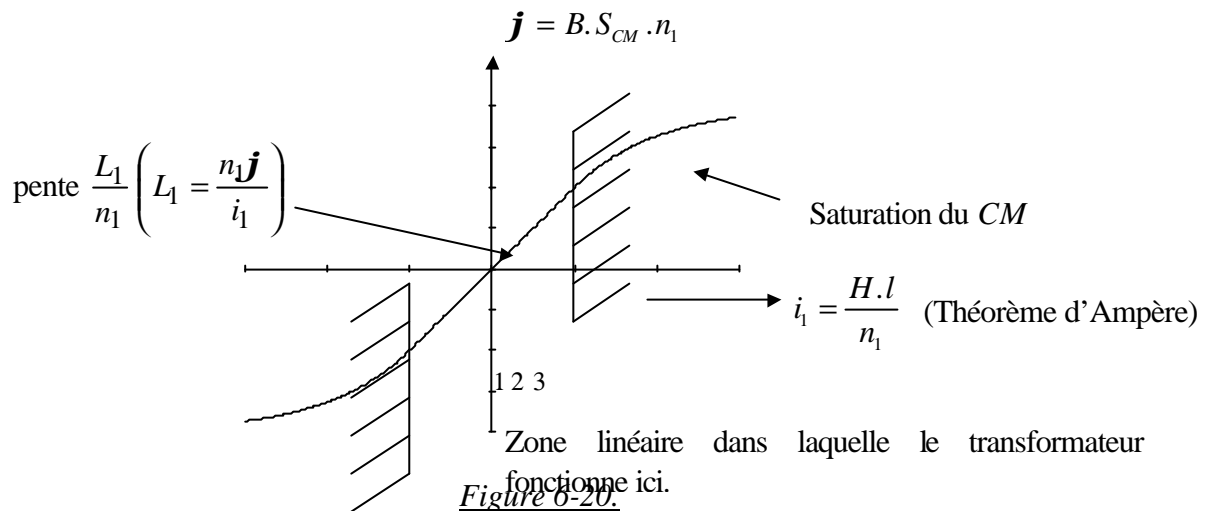
Ce transformateur est alimenté par une source de tension continue E à travers un interrupteur I (voir figure 6-19).



Les repères● indiquent le sens des enroulements (voir Annexe 6.2).

Figure 6-19. Transformateur parfait en régime impulsionnel.

- A $t=0$, on ferme l'interrupteur I (conditions initiales nulles $i_1(0) = 0$ et $j(0) = 0$) pendant un temps tel que le circuit magnétique CM ne soit pas saturé (L_1 et L_2 restent donc constantes, voir figure 6-20).



La figure 6-21 représente l'oscillogramme des tensions et courants en fonction du temps pour $R=\infty$ (à vide) puis $R=R_c$.

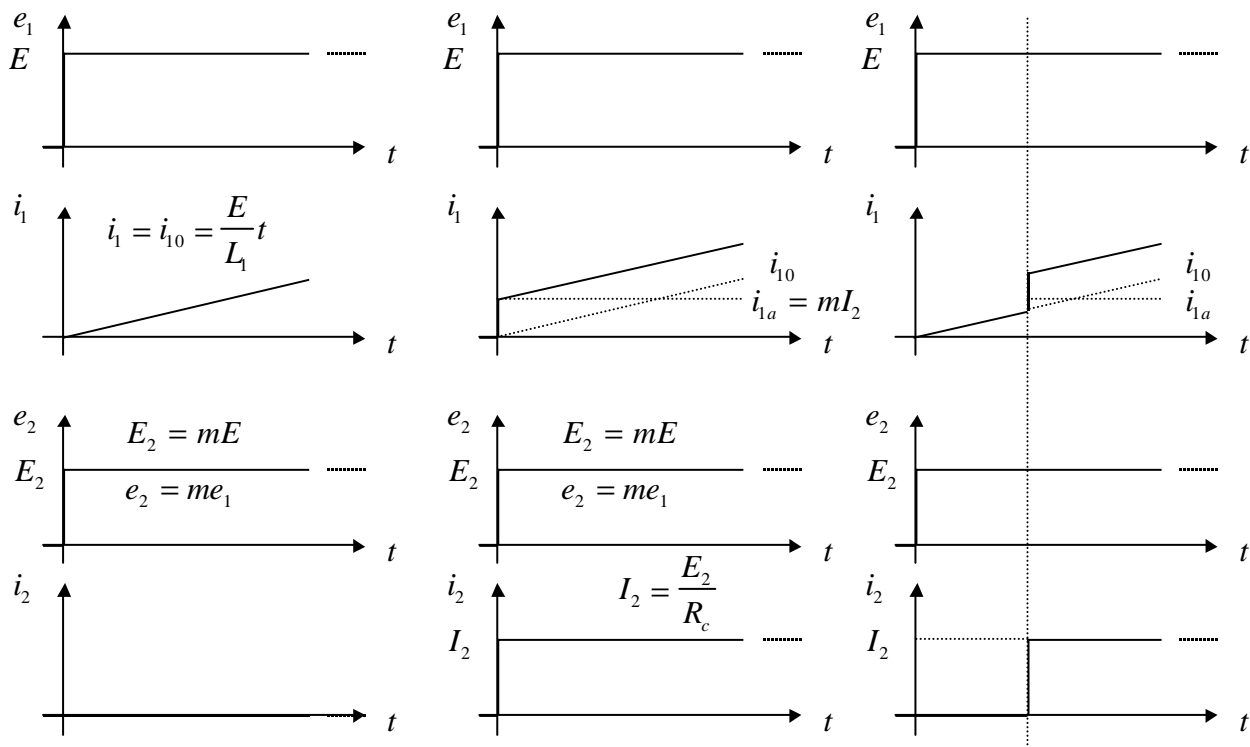


Figure 6-21. 1° colonne : $R = \infty$ (à vide) ; 2° colonne : $R = R_c$; 3° colonne : $R = \infty$ puis $R = R_c$.

- $R = \infty$ (transformateur à vide)

Le transformateur se comporte au 1° comme une bobine idéale ; donc : $e_1 = E$; $i_1 = i_{10} = \frac{E}{L_1} t$; $e_2 = m e_1$

soit $E_2 = m E$; $i_2 = 0$

- $R = R_c$ (transformateur en charge).

On a ici : $e_1 = E$; $E_2 = m E$ donc $i_2 = \frac{m E}{R_c} = I_2$

$$i_1 = i_{10} + m i_2 = \frac{E}{L_1} t + m i_2 = \frac{E}{L_1} t + m I_2$$

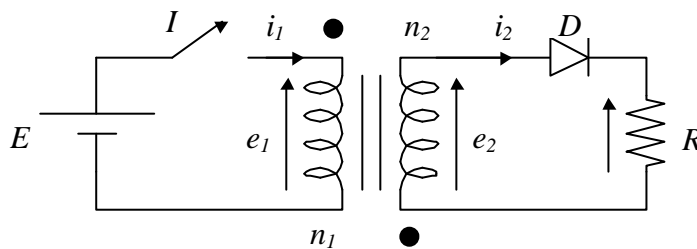
Remarque : Pour $R = \infty$ (à vide), l'énergie emmagasinée à la fin de la phase de magnétisation dans le CM du transformateur, soit au temps t_{on} où l'on va ouvrir l'interrupteur I , s'écrit :

$$W_{1M} = \int_0^{t_{on}} e_1 \cdot i_1 dt = \int_0^{t_{on}} E \cdot \frac{E}{L_1} t dt = \frac{E^2}{L_1} \left[\frac{t^2}{2} \right]_0^{t_{on}} = \frac{1}{2} \frac{E^2}{L_1} t_{on}^2$$

$$\text{Or } I_{1M} = \frac{E}{L_1} t_{on} = i_1(t_{on}), \text{ donc } W_{1M} = \frac{1}{2} L_1 \cdot I_{1M}^2$$

3.2.3 Démagnétisation du transformateur

La figure 6-22 présente le circuit étudié.



Les repères ● indiquent le sens des enroulements (voir Annexe 6.2).

Figure 6-22. Démagnétisation par diode et résistance.

Le principe de fonctionnement est le suivant :

- Pour $0 < t < t_{on}$, l'interrupteur I est fermé.

On a : $e_1 = E$; $e_2 = -E \frac{n_2}{n_1}$ donc la diode D est bloquée et $i_2 = 0$.

L'enroulement du 1° se comporte comme une inductance pure et le courant i_1 (courant à vide ou magnétisant) évolue en forme de rampe :

$$i_1 = i_{10} = \frac{E}{L_1} t \text{ (CM linéaire, } L_1 = C^L)$$

- Pour $t_{on} < t < T$, l'interrupteur I est ouvert, le courant i_1 décroît rapidement. Le changement de pente du courant i_1 impose l'inversion instantanée des tensions e_1 et e_2 (car le flux \mathbf{j} décroît) ainsi que leur croissance jusqu'à ce que la diode conduise.

On a alors, au temps t_{on+} (juste après la commutation) :

$$i_2 = + \frac{e_2}{R} = I_{2M}.$$

La conservation de l'énergie emmagasinée sous forme magnétique dans le CM s'écrit alors : $W_{1M} = \frac{1}{2} L_1 I_{1M}^2 = W_{2M} = \frac{1}{2} L_2 I_{2M}^2 =$ énergie emmagasinée dans l'enroulement 1° du transformateur à $t = t_{on}$.

Remarque : A l'ouverture de l'interrupteur, i_1 a atteint une valeur maximum $I_{1M} = \frac{E}{L_1} t_{on}$ correspondant à une énergie stockée W_{1M} . Comme l'énergie (et donc le flux) ne peut présenter de discontinuité, l'annulation quasi-instantanée de i_1 entraîne l'établissement quasi-instantané de i_2 à la valeur I_{2M} . On dit qu'il y a alors « transfert d'énergie » du 1° au 2° du transformateur qui fonctionne en inductances couplées et jamais en transformateur.

Le graphique des tensions et courants est donné sur la figure 6-23.

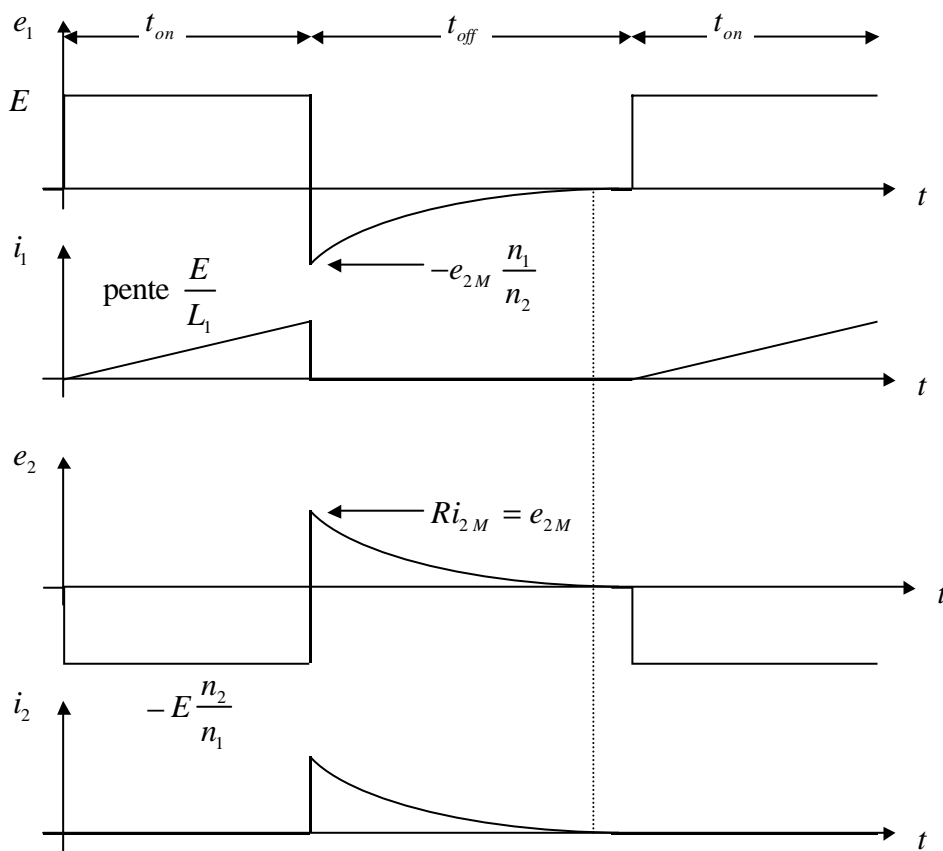


Figure 6-23. Illustration du transfert d'énergie. Magnétisation et démagnétisation du circuit magnétique.

L'évolution de i_2 , en considérant la diode comme un générateur de $f.e.m.$ $V_{seuil}=0,6V$ lorsqu'elle est passante, est exponentielle :

$$L_2 \frac{di_2}{dt} + Ri_2 = -V_{seuil}, \text{ donc } i_2 = Ke^{-t/\tau} - \frac{V_{seuil}}{R} \text{ avec } \tau = \frac{L_2}{R}$$

Or :

$$i_2(t_{on}) = I_{2M}, \text{ d'où : } i_2 = \left(I_{2M} + \frac{V_{seuil}}{R} \right) \exp\left(\frac{-t + t_{on}}{\tau} \right) - \frac{V_{seuil}}{R}$$

Le courant i_2 s'annule donc au temps $t_0 = t_{on} - \ln(A)$ avec $A = \frac{V_{seuil}/R}{I_{2M} + V_{seuil}/R}$.

4. Famille des alimentations à découpage issues du secteur. Choix du principe

Dans toutes les configurations, le secteur est directement redressé et filtré. L'isolation galvanique est ainsi assurée après filtrage par le transistor fonctionnant en régime impulsif, à une fréquence de découpage $f_d \geq 20kHz$.

4.1 Alimentation Flyback : transfert indirect

L'alimentation Flyback est une alimentation asymétrique car l'induction B à travers le CM est toujours de même signe (voir figure 6-24).

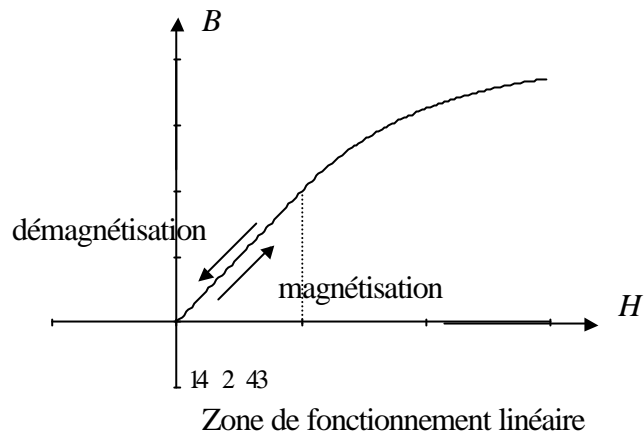


Figure 6-24. Magnétisation / démagnétisation de CM. B est toujours de même signe.

C'est une alimentation indirecte. Dans un premier temps, le 1° du transformateur emmagasine de l'énergie sous forme magnétique $\left(\frac{1}{2} L_1 I_{1M}^2\right)$, puis dans un second temps cette énergie est transmise à la charge par l'enroulement secondaire (phase de démagnétisation).

Le schéma de principe de l'alimentation Flyback est décrit sur la figure 6-25.

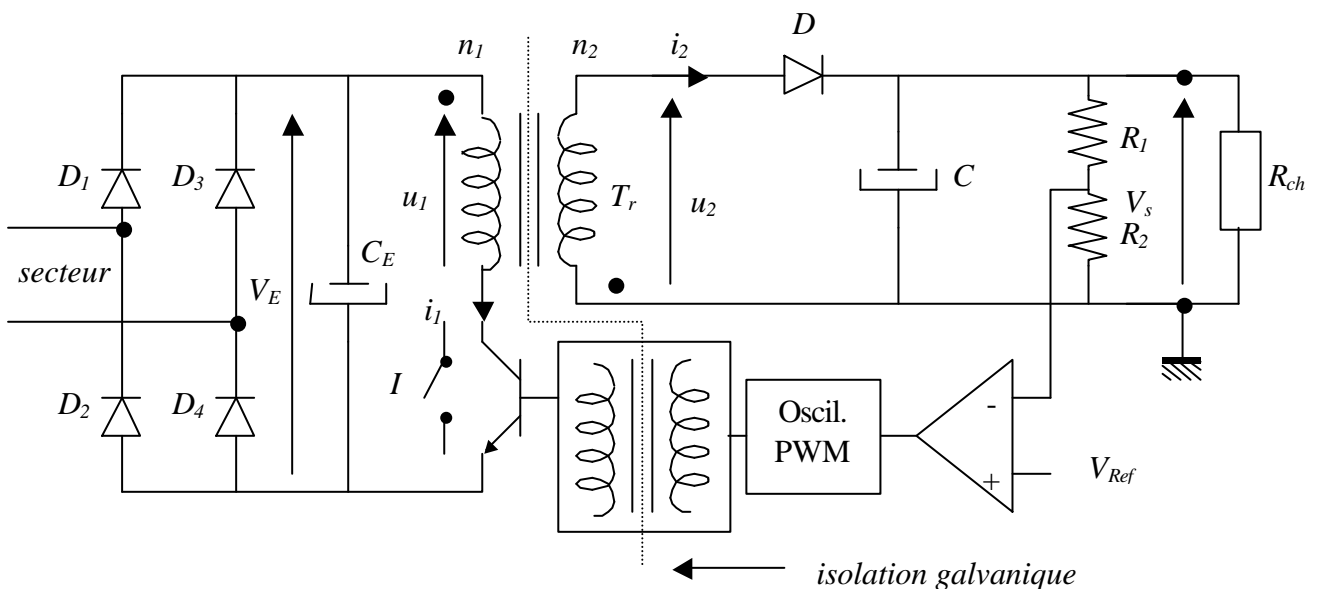


Figure 6-25. Alimentation Flyback.

On retrouve le principe du circuit électrique de la figure 6-22 ; le transformateur fonctionne en inductances couplées.

Les hypothèses pour l'étude du fonctionnement sont les suivantes :

- Les tensions V_E et V_s sont constantes, du fait de la présence des condensateurs C_E et C ;

- La diode D et le transformateur T_r sont considérés comme parfaits ainsi que l'interrupteur I .

Les deux cycles de fonctionnement sont les suivants :

- Lorsque l'interrupteur est fermé : $u_1 = V_E$; $u_2 < 0$, donc $v_D = u_2 - V_s < 0$: la diode D est bloquée.
 Le transformateur se comporte au 1^o comme une inductance seule, i_1 augmente et le 1^o du transformateur emmagasine de l'énergie sous forme magnétique.
- Lorsque l'on ouvre l'interrupteur, i_1 décroît de façon quasi-instantanée et les tensions u_1 et u_2 s'inversent de façon quasi-instantanée.
 $u_2 > 0$ donc D conduit et $u_2 = V_s$. L'énergie magnétique emmagasinée au cycle précédent est restituée vers le circuit d'utilisation (la charge) grâce à l'enroulement secondaire.

Remarque : Sur la figure 6-25 est décrit le principe de la régulation des alimentations Flyback. La régulation sera étudiée en TP. Elle consiste à agir sur la largeur des impulsions de commande du transistor jouant le rôle d'interrupteur afin d'emmagasiner plus ou moins d'énergie lorsque l'interrupteur est fermé selon le courant débité dans la charge. Elle est assurée par l'ensemble : référence, comparateur et oscillateur à Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI) ou « Pulse Width Modulation » (PWM). Le transformateur assure l'isolation galvanique. Notons que ce principe est rigoureusement le même que celui utilisé pour les hacheurs, vus au chapitre 4.

4.2 Alimentation Forward : transfert direct

C'est également une alimentation asymétrique du fait que l'induction B dans le CM est toujours de même signe.

Le schéma de principe de l'alimentation Forward est décrit sur la figure 6-26.

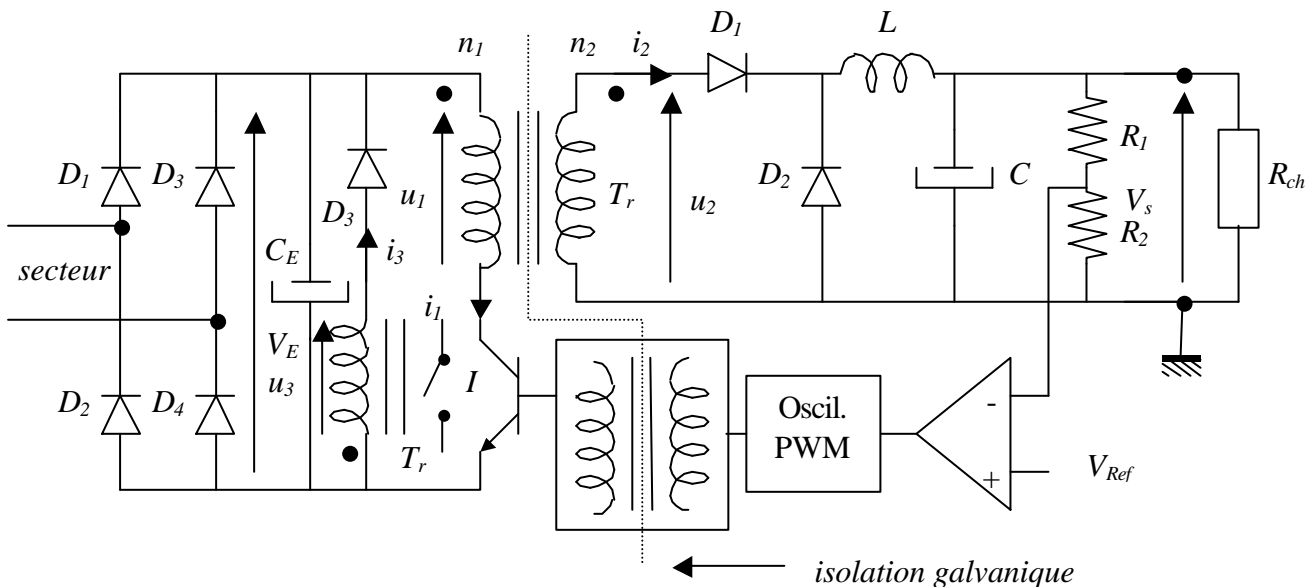


Figure 6-26. Alimentation Forward.

Les hypothèses sont les mêmes que pour l'étude du principe de fonctionnement de l'alimentation Flyback. On fait de plus l'hypothèse d'une démagnétisation complète du circuit magnétique en fin de cycle.

Les deux cycles de fonctionnement sont les suivants :

- I fermé : $u_1 = V_E$; $u_3 < 0$, donc D_3 est bloquée et $i_3 = 0$

$$u_2 = \frac{n_2}{n_1} u_1 > 0, \text{ donc } D_1 \text{ est passante, } D_2 \text{ est bloquée.}$$

Les deux enroulements n_1 et n_2 fonctionnent en transformateur.

On a : $i_1 = i_{1a} + i_{10}$ (voir §3.2).

- *I* ouvert : i_1 décroît de façon très rapide et s'annule instantanément. La décroissance de i_1 est la cause de l'inversion instantanée des tensions u_1 , u_2 et u_3 .

Donc : D_1 se bloque et $i_2=0$.

Dès que $u_3 > V_E$, D_3 conduit et i_3 charge le condensateur C_E . L'énergie magnétique emmagasinée dans le CM est entièrement transférée vers le condensateur de filtrage à l'entrée C_E .

La démagnétisation du *CM* s'effectue donc par l'enroulement 3 du transformateur T_r .

4.3 Alimentation Push-Pull

Ce type d'alimentation permet de transférer des puissances importantes avec un excellent rendement du fait de son cycle magnétique symétrique (l'induction B dans le CM est tantôt positive, tantôt négative).

La famille des alimentations Push-Pull est divisée en trois :

- Push-Pull à double primaire avec point milieu.
- Push-Pull à demi-pont (deux sources de tension continue nécessaires).
- Push-Pull à pont complet.

La figure 6-27 décrit le principe de l'alimentation Push-Pull à demi-pont.

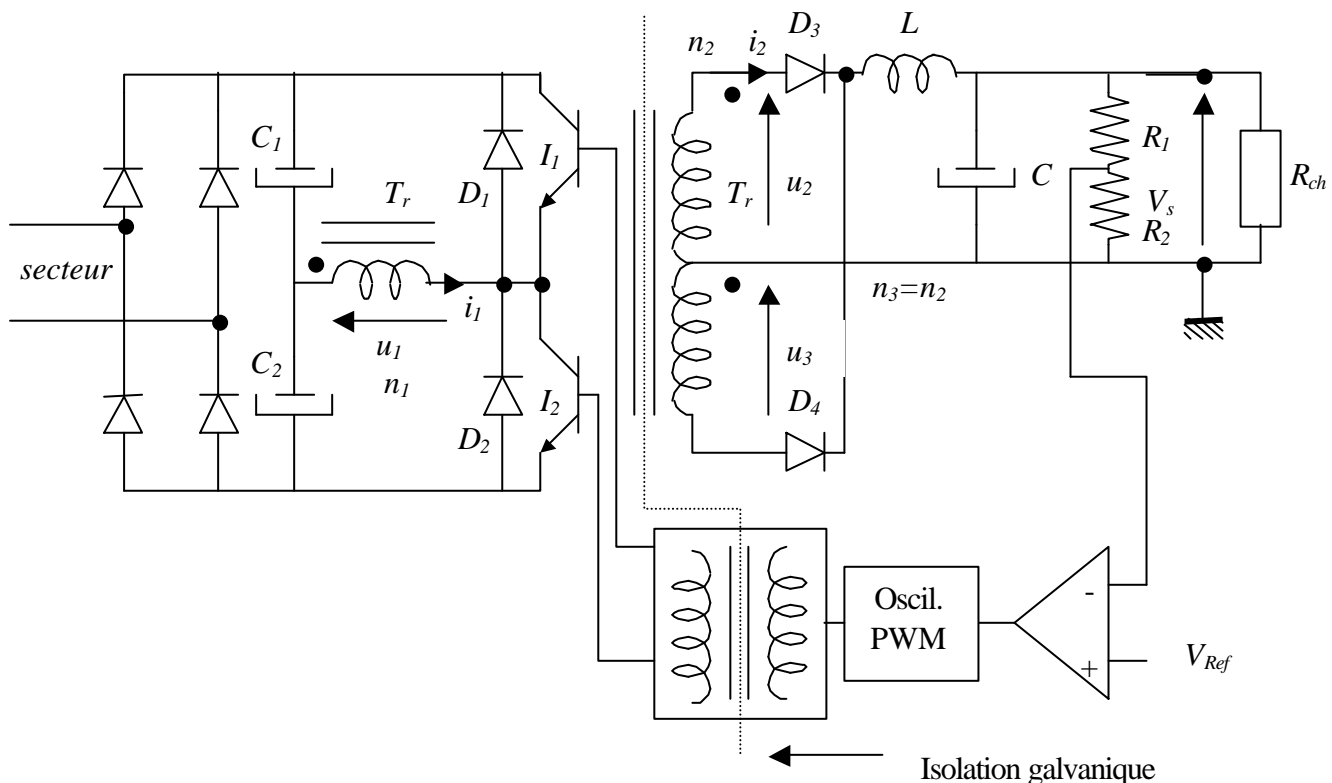


Figure 6-27. Alimentation Push-Pull à demi-pont.

On formule l'hypothèse que les condensateurs C_1 et C_2 sont identiques et que leur capacité est suffisamment importante pour considérer que la tension à leurs bornes est constante, égale à $\frac{E}{2}$.

Le principe de fonctionnement est le suivant :

- La fermeture alternée des interrupteurs I_1 et I_2 (fonctionnement en onduleur) permet d'obtenir une tension alternative en créneaux aux bornes de l'enroulement primaire n_1 .
- Le redressement au secondaire s'effectue :
 - soit par un pont PD2.
 - soit par un secondaire à point milieu et deux diodes (montage P_2 de la figure 6-27).

4.4 Choix du principe

En pratique, le choix du principe sera fixé par la puissance de sortie de l'alimentation :

- Flyback : $P_s < 100\text{ W}$
- Forward : $100\text{ W} < P_s < qq100\text{ W}$
- Push-Pull : $P_s > qq100\text{ W}$

Remarque : Du fait de la mise en oeuvre difficile des interrupteurs dans les structures Push-Pull (commutation de deux ou quatre interrupteurs rapides de forte puissance), les alimentations de forte puissance ($> qq100\text{ W}$) sont parfois réalisées avec des structures asymétriques (Forward ou Flyback) associées en parallèle.

5. Principe et fonctionnement détaillé de l'alimentation Flyback

5.1 Étude de la partie puissance

L'objectif est de déterminer l'expression de la tension de sortie V_s en fonction du rapport cyclique défini par :

$$a = \frac{t_{on}}{T}$$

avec : t_{on} : temps pendant lequel l'interrupteur est fermé.

T : période du signal de commande de l'interrupteur.

Le schéma électrique de la partie puissance de l'alimentation Flyback est donné sur la figure 6-28.

Le fonctionnement de cette alimentation, comme on l'a vu précédemment (§4.1), est celui des bobines couplées vues au §3.2.

Les hypothèses pour cette étude sont les suivantes :

$V_E = C^{le}$; $V_s = C^{le}$; Diode, transformateur et interrupteur parfaits.

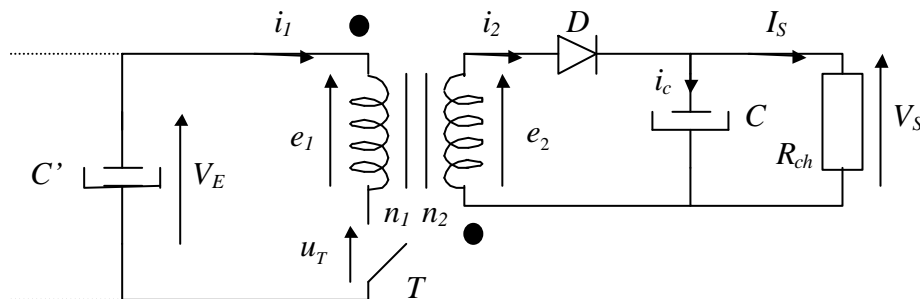


Figure 6-28. Alimentation Flyback : partie puissance.

On distingue deux types de fonctionnement selon que le courant i_2 s'annule ou non lorsque l'interrupteur est ouvert (phase de démagnétisation).

5.1.1 Flux interrompu

Le courant i_2 s'annule durant la phase de démagnétisation.

- Pour $0 < t < aT$: l'interrupteur est fermé.

On obtient : $e_1 = V_E$; $e_2 = -\frac{n_2}{n_1}V_E < 0$; $V_D = -V_S + e_2 < 0$

donc D est bloquée et $i_2=0$; $i_1=i_{10}=\frac{V_E}{L_1}t$

Le schéma électrique équivalent est donné en traits plein sur la figure 6-29 pour cette phase de fonctionnement.

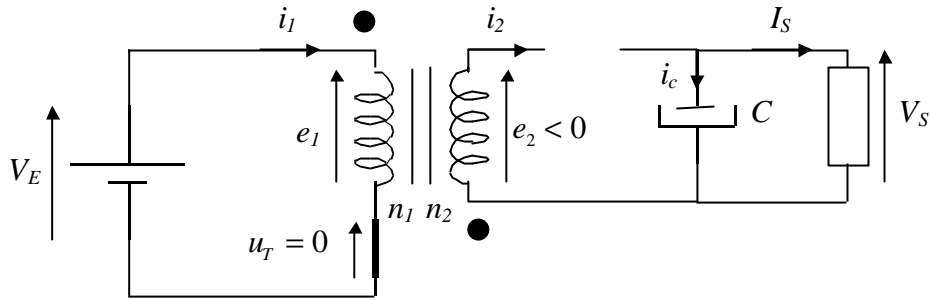


Figure 6-29. Alimentation Flyback. Interrupteur fermé.

à $t = aT$, l'énergie totale au 1° du transformateur s'écrit : $W_{1M} = \frac{1}{2} L_1 I_{1M}^2$

- Pour $aT < t < t_{off}$: l'interrupteur est ouvert.

On a : $i_1 = 0$; $e_2 = V_S$; $e_1 = -\frac{n_1}{n_2}V_S$; $i_2 = I_{2M} - \frac{V_S}{L_2}(t - aT)$

avec : $\frac{1}{2} L_1 I_{1M}^2 = \frac{1}{2} L_2 I_{2M}^2$ (transfert d'énergie)

On peut calculer le temps d'extinction t_{off} qui correspond à l'annulation du courant i_2 :

$$0 = -\frac{V_S}{L_2}(t_{off} - aT) + I_{2M}$$

D'où : $t_{off} = \frac{L_2 I_{2M}}{V_S} + aT$

Or : $I_{2M} = \frac{n_1}{n_2} I_{1M} = \frac{n_1}{n_2} \frac{V_E}{L_1} aT$

Donc : $t_{off} = \frac{n_1}{n_2} \cdot \frac{L_2}{L_1} \frac{V_E}{V_S} aT + aT = \left(\frac{n_2}{n_1} \frac{V_E}{V_S} + 1 \right) aT$

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

La condition de démagnétisation complète s'écrit : $t_{off} < T$.

- Pour $t_{off} < t < T$, nous avons :

$$e_1 = 0 ; e_2 = 0 ; u_T = V_E$$

La figure 6-30 montre les graphiques des tensions et courants obtenus.

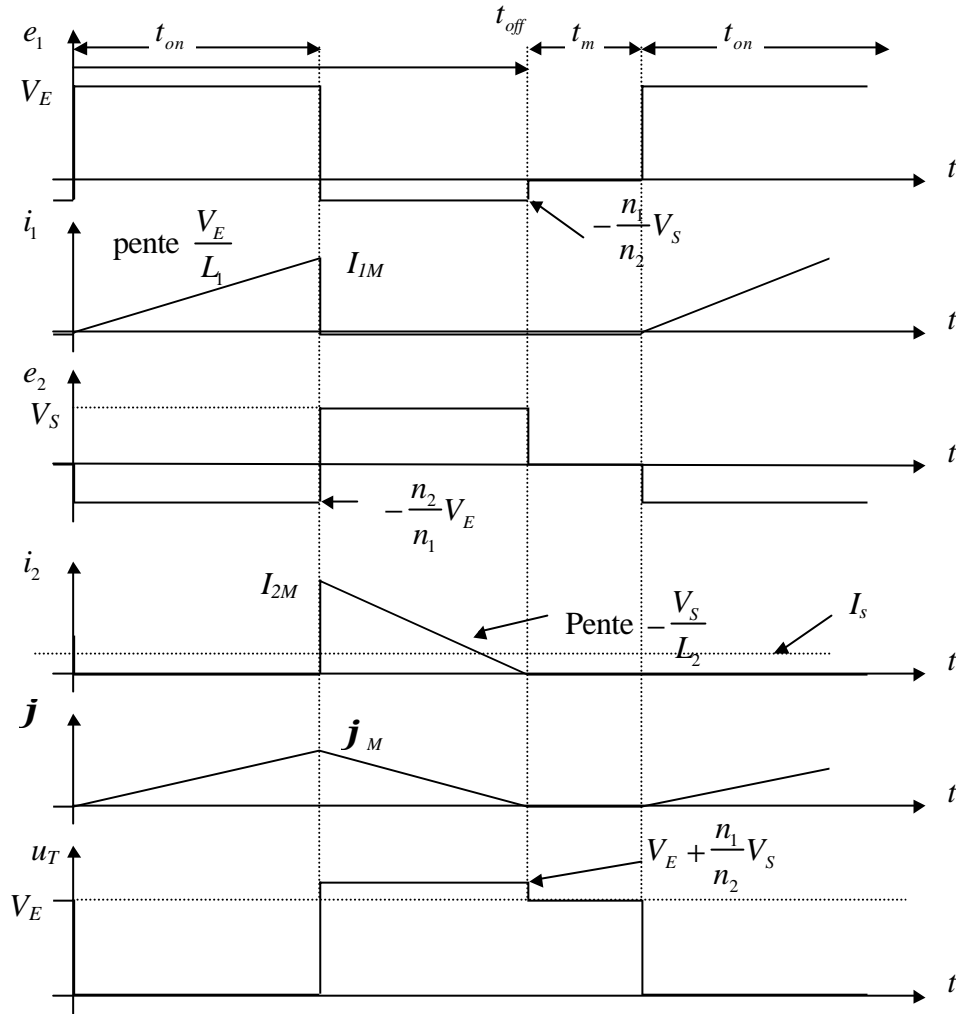


Figure 6-30. Alimentation Flyback.

Graphe des tensions et courants pour une conduction discontinue.

- Expression de la tension de sortie V_S en fonction de a

La puissance disponible en sortie $P_S = V_S \cdot I_S = \frac{V_S^2}{R_{ch}}$ est égale, sur une période, à la puissance moyenne

consommée à l'entrée $P_E = V_E \cdot \frac{I_{1M}}{2} a$, multipliée par le rendement de l'alimentation, soit:

$$P_S = \eta P_E \text{ d'où } V_E \cdot \frac{I_{1M}}{2} a \eta = \frac{V_S^2}{R_{ch}} \Leftrightarrow V_S = \sqrt{R_{ch} \cdot V_E \cdot \frac{I_{1M}}{2} a \eta}$$

$$\text{Or : } I_{1M} = \frac{V_E}{L_1} a T$$

Donc :

$$V_S = a V_E \sqrt{\frac{R_{ch} \cdot T \cdot \eta}{2 L_1}}$$

Remarque : Cette relation permet d'obtenir une nouvelle expression de t_{off} en fonction de R_{ch} :

$$t_{off} = \frac{n_1}{n_2} \sqrt{\frac{2 T L_1}{R_{ch} \cdot \eta}} + a T$$

et la condition sur \mathbf{a} pour obtenir une conduction discontinue :

$$t_{off} < T \Rightarrow \mathbf{a} < 1 - \frac{n_1}{n_2} \sqrt{\frac{2L_1}{R_{ch} \cdot hT}}$$

5.1.2 Flux ininterrompu

En régime permanent, le courant i_2 ne s'annule jamais durant la phase de démagnétisation. Cela signifie que la démagnétisation du transformateur n'est pas complète.

On distingue deux phases de fonctionnement :

- Pour $0 < t < \mathbf{a}T$, l'interrupteur est fermé.

La démagnétisation du CM étant incomplète, $i_1(0) \neq 0$. On pose $i_1(0) = I_{1m}$.

i_1 évolue en forme de rampe : $i_1 = \frac{V_E}{L_1}t + I_{1m}$.

De même que pour la conduction discontinue, on a : $e_1 = V_E$; $e_2 = -V_E \frac{n_2}{n_1}$; $u_T = 0$

A $t = \mathbf{a}T$, l'énergie emmagasinée dans le 1° du transformateur est : $W_{1M} = \frac{1}{2} L_1 I_{1M}^2$

- Pour $\mathbf{a}T < t < T$, l'interrupteur est ouvert.

A l'ouverture de l'interrupteur, i_1 s'annule et i_2 s'établit à la valeur $I_{2M} = \frac{n_1}{n_2} I_{1M}$.

Ce courant décroît suivant une rampe jusqu'à la valeur I_{2m} atteinte pour $t=T$.

L'énergie transmise du 1° au secondaire du transformateur s'écrit :

$$\Delta W_1 = \Delta W_2 = \frac{1}{2} L_2 I_{2M}^2 - \frac{1}{2} L_2 I_{2m}^2$$

avec :

$$\Delta W_1 = \frac{1}{2} L_1 I_{1M}^2 - \frac{1}{2} L_1 I_{1m}^2$$

Le flux ne s'annule jamais dans le CM .

Le graphe des courants et tensions ainsi que celui du flux est donné sur la figure 6-31.

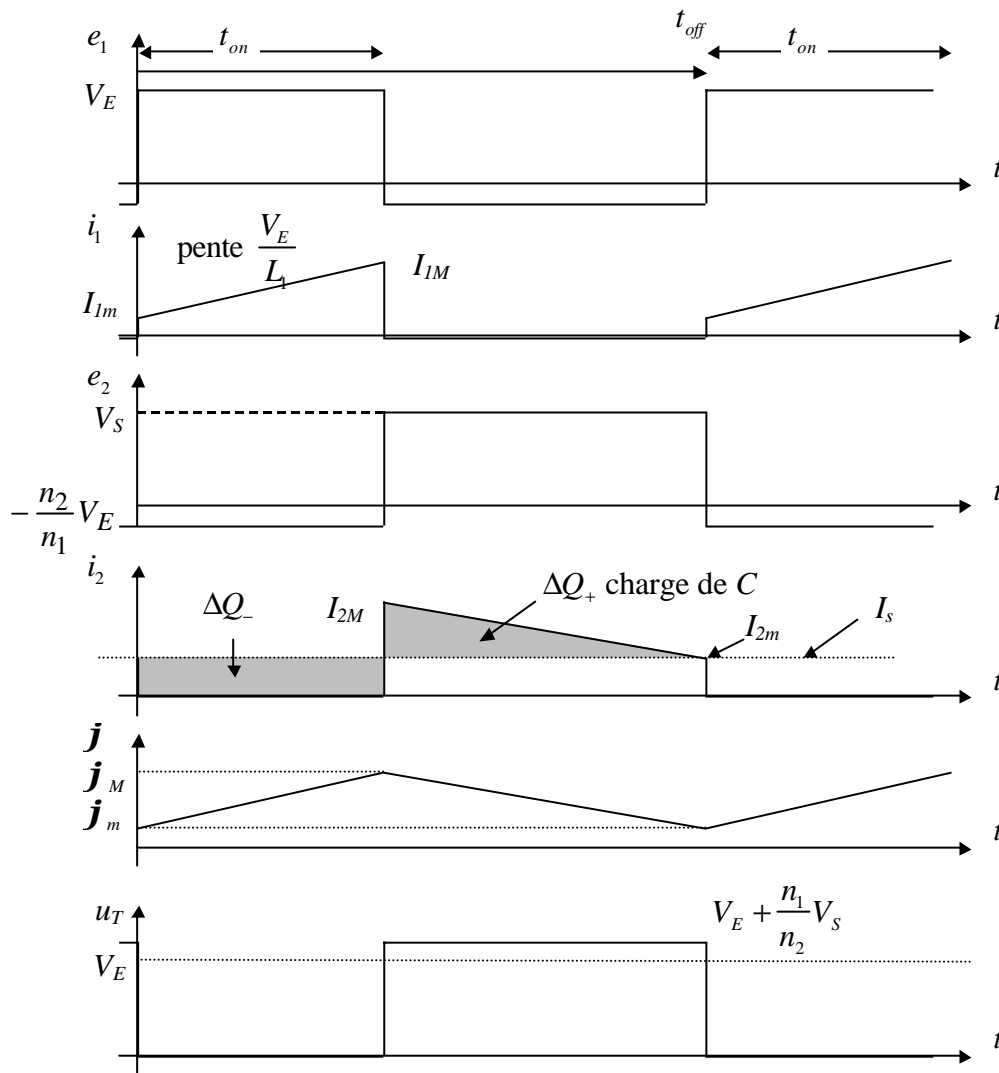


Figure 6-31. Alimentation Flyback. Graphe des tensions et courants pour une conduction continue.

- Expression de la tension de sortie V_S en fonction de \mathbf{a} :

La puissance moyenne fournie en entrée s'écrit : $P_E = V_E \frac{I_{1M} + I_{1m}}{2} \mathbf{a}$

La puissance moyenne disponible en sortie s'écrit : $P_S = V_S \frac{I_{2M} + I_{2m}}{2} (1 - \mathbf{a})$

Or $I_{2M} = \frac{n_1}{n_2} I_{1M}$; $I_{2m} = \frac{n_1}{n_2} I_{1m}$

Donc : $P_S = V_S \frac{n_1}{n_2} \frac{I_{1M} + I_{1m}}{2} (1 - \mathbf{a})$

Soit : $\mathbf{h} = \frac{P_S}{P_E} = \frac{V_S}{V_E} \frac{n_1}{n_2} \frac{1 - \mathbf{a}}{\mathbf{a}}$

D'où : $V_S = \mathbf{h} V_E \frac{n_2}{n_1} \frac{\mathbf{a}}{1 - \mathbf{a}}$

Remarques :

- (1) Pour $V_E = C^{te}$, la conduction continue permet une **autorégulation** (la tension V_S est indépendante de la charge et peut être réglée en agissant directement sur a). Cet avantage est cependant atténué du fait de la dimension plus importante des inductances couplées dans le cas de la conduction continue (voir TD).
- (2) Nous avons considéré les inductances parfaites. En pratique, une étude de conception complète doit tenir compte de la résistance électrique des enroulements, des inductances dues aux fuites électromagnétiques, de l'hystérésis du CM et éventuellement d'une légère saturation du CM . Cette remarque est également valable pour la diode et l'interrupteur. Une telle étude s'effectuera à l'aide d'un simulateur électrique (SPICE le plus souvent).
- (3) La prise en considération de ces imperfections (2) fait qu'en pratique la zone de variation de V_S est limitée entre $V_{Smin} \neq 0$ et $V_{Smax} \neq \infty$ selon le réglage du rapport cyclique a .

5.2 Calcul des éléments. Ondulations

Le rapport cyclique a d'une alimentation Flyback peut varier entre 0 et 1, bornes exclues.

5.2.1 Valeur des inductances L_1 et L_2

- Conduction discontinue

$$* \text{ Calcul de } L_1 \quad V_S = V_E \cdot a \sqrt{\frac{R_{ch} T}{2L_1}} \Rightarrow L_1 = \frac{V_E^2 \cdot a^2}{2 \cdot f \cdot P_E}$$

$$\text{avec } f = \frac{1}{T} \quad \text{et} \quad P_S = V_S \cdot I_S$$

- Calcul de L_2

$$\text{Pour une valeur } t_{off} \text{ imposée : } t_{off} = \frac{I_{2M} L_2}{V_S} + aT$$

$$\text{avec : } \frac{1}{2} L_2 I_{2M}^2 = V_S \cdot I_S \cdot T = \frac{1}{2} L_1 I_{1M}^2$$

$$\text{D'où : } \left[L_2 = \frac{2P_S}{f \cdot I_{2M}^2} \right] \quad \text{avec : } I_{2M} = \frac{L_1 I_{1M}^2}{V_S (t_{off} - aT)}$$

- Conduction continue

$$V_E = L_1 \frac{I_{1M} - I_{1m}}{aT} = L_1 \frac{\Delta I_1}{aT} \quad ; \quad V_S = L_2 \frac{I_{2M} - I_{2m}}{(1-a)T} = L_2 \frac{\Delta I_2}{(1-a)T}$$

$$\text{Donc : } L_1 = \frac{V_E}{\Delta I_1} (aT)$$

$$L_2 = \frac{V_S}{\Delta I_2} (1-a)T$$

5.2.2 Condensateur C

C est calculé en fonction du taux d'ondulation maximum toléré en sortie ΔV_s . En considérant une croissance et une décroissance de C linéaire en fonction du temps, ce qui est réaliste pour de faibles ondulations, on a :

$$C = \frac{I_s}{\Delta V_s} \Delta t \left(i = C \frac{dv}{dt} \right) \quad \Delta t \text{ correspond au temps de décroissance de } V_s.$$

avec : $\Delta t = aT + (T - t_{off})$ pour une conduction discontinue.

$\Delta t = aT$ pour une conduction continue.

5.2.3 Dimensionnement des interrupteurs

Il s'agit, pour l'interrupteur et la diode, de déterminer le courant maximum dans l'état *on* et la tension maximale supportée dans l'état *off*.

- Interrupteur (exemple d'un transistor bipolaire)

$$I_{CM} = I_{1M} \quad (\ll M \gg \text{ pour maximum})$$

$$V_{CEM} = U_{TM} = V_E + \frac{n_1}{n_2} V_s$$

- Diode D

$$I_{D moy} = I_s$$

$$I_{DM} = I_{2M}$$

$$V_{KA} = V_E \frac{n_2}{n_1} + V_s$$

5.3 Étude de la régulation

Le principe de la régulation est donné à la figure 6-25. Ce point sera abordé en TP.

Annexe 6.1

Mise en évidence de l'incidence de la fréquence de fonctionnement sur les dimensions des transformateurs

On considère le transformateur de la figure A6-1.

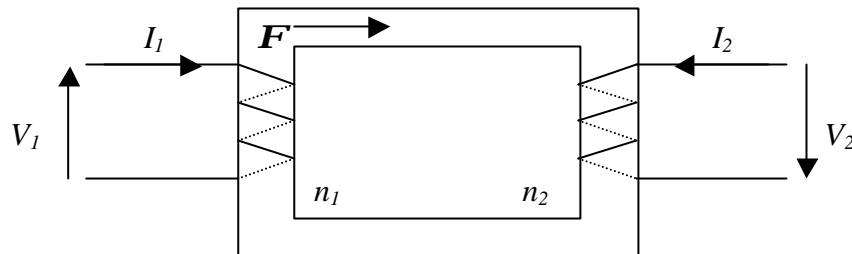


Figure A6-1. Transformateur monophasé.

Considérons l'enroulement primaire du transformateur.

Aux pertes cuivre près, on peut écrire : $v_1(t) = -n_1 \frac{d\mathbf{j}(t)}{dt}$

Or : $\mathbf{j}(t) = B(t) \cdot S$

Avec S = section du circuit magnétique CM .

D'où : $v_1(t) = -n_1 \cdot S \frac{dB(t)}{dt}$

Pour $v_1(t)$ sinusoïdal, on aura en première approximation (CM linéaire) $B(t)$ également sinusoïdale, soit : $B(t) = B_M \cdot \cos \omega t$.

D'où : $v_1(t) = -B_M \cdot S \cdot n_1 \cdot \omega \cdot \sin \omega t = -2\pi f \cdot B_M \cdot S \cdot n_1 \cdot \sin \omega t$

En identifiant avec $v_1(t) = V_{1M} \cdot \sin \omega t$, on obtient, en valeur absolue :

$$V_{1M} = 2\pi f \cdot B_M \cdot S \cdot n_1 \quad \text{ou encore :} \quad V_1 = \frac{V_{1M}}{\sqrt{2}} = \sqrt{2} \pi f \cdot B_M \cdot S \cdot n_1$$

qui est appelée formule de Boucherot.

En maintenant V_1 et B_M constants, on constate que si f augmente, alors S et n_1 diminuent.

Donc, pour une tension d'alimentation fixée au primaire et une induction magnétique donnée pour le CM , une augmentation de la fréquence d'utilisation permet une diminution du volume du CM et/ou du nombre de spires, soit un gain en volume et en masse.

Annexe 6.2

Rôle du point de repère pour les transformateurs

Un courant dans une bobine peut créer un flux soit positif, soit négatif (selon un sens positif défini a priori) suivant le sens du bobinage (voir figure A6-2). La *f.e.m.* induite est alors soit positive, soit négative (selon un sens positif défini a priori).

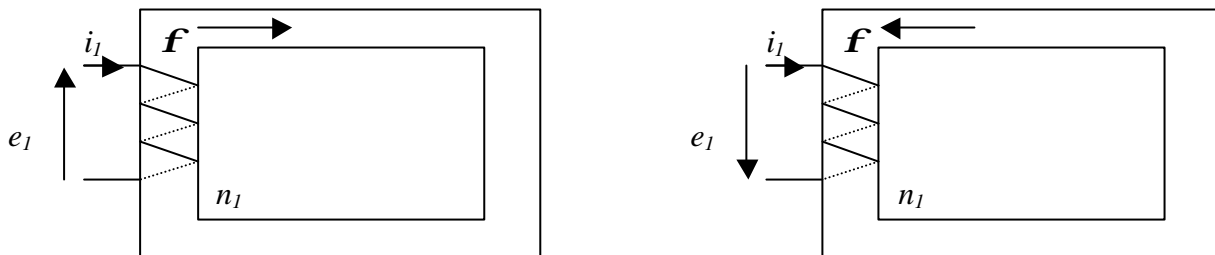


Figure A6-2. Un même courant i_1 peut créer un flux positif ou négatif selon le sens du bobinage, et donc une *f.e.m.* positive ou négative.

Lorsque l'on est en présence de deux bobines couplées, il est donc important d'indiquer le sens du bobinage. Ceci est réalisé par des repères (voir figure A6-3).

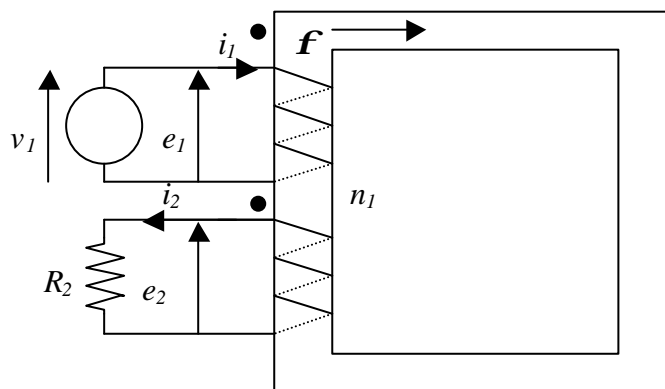


Figure A6-3. Repérage du sens du bobinage.

$$\text{On a } e_1 = n_1 \frac{d\mathbf{j}}{dt} \quad \text{et} \quad e_2 = n_2 \frac{d\mathbf{j}}{dt} \quad \text{soit:} \quad \frac{e_1}{n_1} = \frac{e_2}{n_2} = \frac{d\mathbf{j}}{dt}$$

donc si e_1 est positive, alors e_2 est positive (et vice versa). Le point de repère permet donc de connaître le signe de e_2 en connaissant le signe de e_1 (et vice versa).