

# ALIMENTATION A DECOUPAGE

Etude, choix et dimensionnement des alimentations à découpage usuelles.

## **Objectif**

*Connaître les principes de fonctionnement des alimentations à découpage  
Etre capable de réaliser le dimensionnement des principaux éléments d'une alimentation à découpage.*

*Etre capable de réaliser l'analyse fonctionnelle d'une alimentation à découpage.*

## **Pré-requis**

- Principales lois de l'électromagnétisme
- Equation différentielle du 1er ordre



# Sommaire

## **1 Introduction**

## **2 Principe de fonctionnement des alimentations à découpage.**

### **2.1 Alimentation à découpage à stockage inductif (FLYBACK)**

#### 2.1.1 Principe

#### 2.1.2 Etude des formes d'onde :

#### 2.1.3 Avantages:

#### 2.1.4 Inconvénients:

### **2.2 Alimentation à découpage à conduction directe (FORWARD)**

#### 2.2.1 Etude des formes d'onde :

#### 2.2.2 Avantages / Inconvénients:

### **2.3 Alimentation à découpage symétrique, montage PUSH PULL.**

## **3 Les composants passifs dans les alimentations à découpage.**

### **3.1 Les condensateurs.**

#### 3.1.1 Le phénomène

##### 3.1.1.1 Modèle équivalent

#### 3.1.2 Les principales technologies

##### 3.1.2.1 Diélectriques plastiques.

##### 3.1.2.2 Condensateurs à diélectrique chimique.

##### 3.1.3 Les condensateurs dans les alimentations à découpage.

### **3.2 Les matériaux magnétiques**

#### 3.2.1 Les matériaux

#### 3.2.2 Grandeurs caractéristiques des matériaux magnétiques

##### 3.2.2.1 La caractéristique magnétique

##### 3.2.2.2 Les pertes magnétiques

#### 3.2.3 Les matériaux magnétiques dans les alimentations à découpage

#### 3.2.4 Principe de calcul des inductances et des transformateurs.

## **4 Exercice autocorrectif**

### **4.1 Dimensionnement d'une structure de type FORWARD**

### **4.2 Analyse fonctionnelle et structurelle d'une alimentation FLYBACK industrielle.**

## **5 Correction exercices autocorrectifs.**

### **5.1 Dimensionnement d'une structure de type FORWARD**

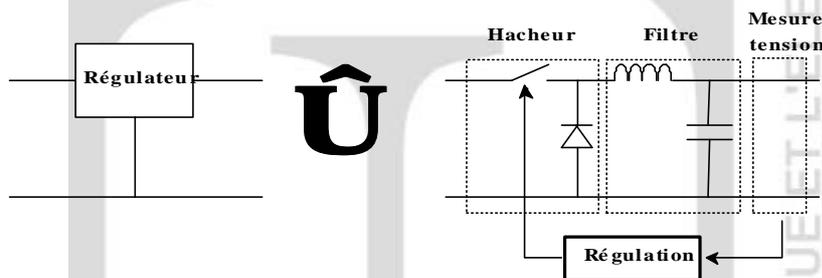
### **5.2 Analyse fonctionnelle et structurelle d'une alimentation FLYBACK industrielle.**

# 1 Introduction

Les structures d'alimentation à découpage telles que nous les rencontrons actuellement sont en fait directement dérivées de la structure des alimentations stabilisées, où l'on aurait cherché à minimiser les deux inconvénients principaux des alimentations dites linéaires :

- la taille et le poids du transformateur
- le mauvais rendement dû à la puissance dissipée dans le régulateur.

Sur un plan fonctionnel, le régulateur est un convertisseur continu continu (une source de tension à valeur moyenne non nulle en entrée, une source de tension à valeur moyenne non nulle en sortie), asservi en tension. La puissance dissipée par le régulateur est due au caractère linéaire du fonctionnement du composant, à savoir qu'il présente simultanément une tension non nulle à ses bornes, et un courant non nul le traversant. Il est possible d'obtenir la même fonction en utilisant un hacheur (série par exemple) associé à un filtre, le tout asservi en tension. Dans ce cas, le transistor de puissance utilisé pour moduler la tension en sortie du montage fonctionne en régime de commutation, et présente des pertes de fonctionnement beaucoup plus faibles (le composant est soit bloqué, et le courant qui le traverse est nul, soit passant et la tension à ses bornes est proche de zéro)



L'utilisation d'une association hacheur + filtre + régulation permet donc d'améliorer considérablement le rendement de notre alimentation, mais permet également, indirectement, de réduire le volume et la taille du transformateur. En effet, la meilleure façon de réduire la taille d'un circuit magnétique, notamment pour un transformateur, est d'augmenter sa fréquence de fonctionnement. Si l'on étudie la formule dite «de Bouchereau » qui relie la valeur efficace de la tension aux bornes d'un enroulement à la fréquence, à la surface du circuit magnétique et à l'induction crête en régime sinusoïdal:  $U = 4,44 \cdot \hat{B} \cdot n \cdot S \cdot f$ , il apparaît que pour diminuer la surface du circuit magnétique (et donc son poids et son volume) à induction constante, sans modifier le nombre de spires (ce qui augmenterait le volume du transformateur), il suffit d'augmenter la fréquence.

Dans une alimentation stabilisée classique, le transformateur est placé directement sur le réseau, et fonctionne donc à 50 Hz. Dans une alimentation à découpage, il est possible de placer le transformateur entre le hacheur et le filtre. De cette façon, il est alimenté par une source de tension alternative (la tension de sortie du hacheur), mais fonctionne à la fréquence du hacheur, généralement de l'ordre de quelques dizaines à quelques centaines de kilo-hertz.

La structure d'une alimentation à découpage basée sur l'utilisation d'un hacheur série peut alors être représentée sous la forme suivante :



Nous allons rencontrer, et donc étudier, trois grandes familles d'alimentations à découpage, basées sur trois types de hacheurs :

les alimentations FLYBACK (basé sur le hacheur à stockage inductif)

les alimentations FORWARD (basé sur le hacheur série un quadrant)

les alimentations PUSH PULL (basé sur le principe du hacheur en pont)

## 2 Principe de fonctionnement des alimentations à découpage.

### 2.1 Alimentation à découpage à stockage inductif (FLYBACK)

#### 2.1.1 Principe

L'alimentation de type Flyback est basée sur le principe du hacheur à stockage inductif :

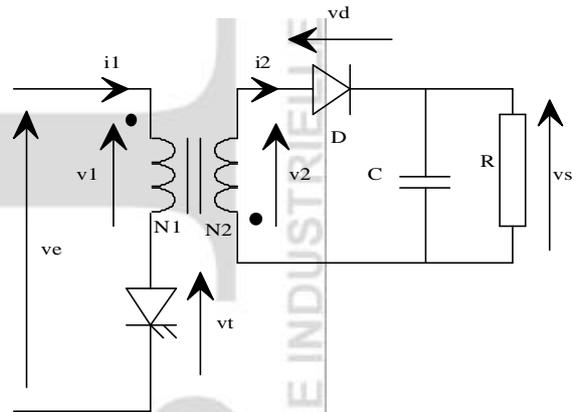
L'interrupteur  $T_p$  est fermé pendant la fraction  $\alpha T$  de la période de découpage  $T$ . La source primaire fournit alors de l'énergie à

l'inductance  $L$  (croissance du courant), la diode  $D$  est bloquée ( $V_d < 0$ ). Le courant dans la charge est fourni par la décharge du condensateur  $C$ .

Lors du blocage de  $T_p$ , la diode  $D$  assure la continuité du courant dans l'inductance  $L$ . On a alors décharge de  $L$  dans  $R$  et  $C$ .

Si la valeur du condensateur est bien calculée (suffisante), on peut considérer la décharge de  $C$  entre  $\alpha T$  et  $T$  comme négligeable, et donc assimiler la tension de sortie à une constante. La décroissance du courant de  $\alpha T$  et  $T$  peut alors être considérée comme linéaire, et l'on obtient les chronogrammes ci-contre :

Pour transformer un tel hacheur en alimentation à découpage, il est nécessaire d'insérer une isolation galvanique entre l'interrupteur et le filtre de sortie. Nous allons remplacer l'inductance par deux inductances couplées, bobinées sur le même noyau. On obtient alors le schéma ci-contre. La magnétisation de l'inductance est réalisée par l'enroulement 1, alors que la démagnétisation est réalisée par l'enroulement 2.



### 2.1.2 Etude des formes d'onde :

On supposera que la constante de temps RC du filtre de sortie est très grande devant la période de fonctionnement T de l'alimentation, nous assimilerons donc tension de sortie à une constante.

#### Etude $t \in [0, \alpha T]$ (Interrupteur fermé)

- ❶ L'interrupteur est passant, d'où  $v_t = 0 \Rightarrow v_1 = V_e \Rightarrow v_2 = -\frac{n_2}{n_1} V_e$  (Attention à la

position des bornes homologues sur l'inductance couplée,  $v_1 = +n_1 \cdot \frac{d\phi}{dt}$ ,  $v_2 = -n_2 \cdot \frac{d\phi}{dt}$

- ❷ La tension  $v_s$  est nécessairement positive, or  $v_d = v_2 - V_s < 0$ , donc D est bloquée. On stocke alors de l'énergie dans le circuit primaire de l'**inductance couplée**. Alors, si l'on note  $\mathfrak{R}$  la réluctance du circuit magnétique,

#### Etude $t = \alpha T$

La continuité du flux dans le circuit magnétique entraîne la continuité des ampères tours au niveau de l'inductance couplée. Le courant magnétisant consécutif à la présence du flux dans l'inductance ne pouvant plus passer par l'enroulement 1 (interrupteur bloqué), il est forcé dans l'enroulement 2, entraînant la mise en conduction de la diode.

$$\text{A } t = \alpha T^-, i_1 = I_{1\max} = \frac{V_e \cdot \alpha T}{L_1} + I_{1\min}, \text{ d'où } n_1 i_{1\max} = \mathfrak{R} \phi_{\max}$$

$$\text{A } t = \alpha T^+, i_2 = I_{2\max}, \text{ d'où } n_2 i_{2\max} = \mathfrak{R} \phi_{\max}$$

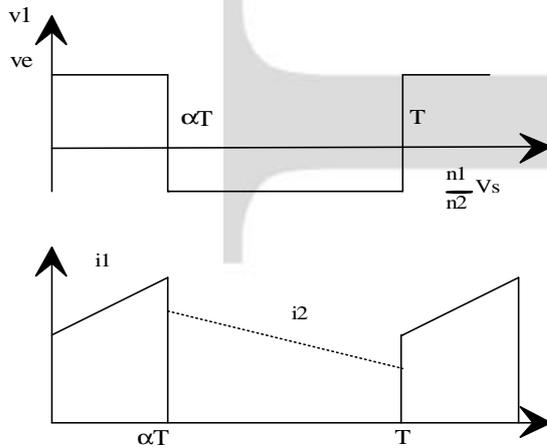
$$\text{On en déduit qu'à l'instant } t = \alpha T^+, n_2 i_2 = n_1 i_{1\max}$$

#### Etude $t \in [\alpha T, T]$

- ❶ La diode D est passante, la relation d'Hopkinson nous donne alors :  $n_1 i_1 + n_2 i_2 = n_2 i_2 = \mathfrak{R} \phi$ , d'où  $v_s = \frac{n_2^2}{\mathfrak{R}} \cdot \frac{di_2}{dt} = L_2 \cdot \frac{di_2}{dt}$ , où  $L_2$  représente l'inductance de l'enroulement 2. On en déduit alors :  $L_2 \frac{di_2}{dt} = -v_s \Rightarrow i_2 = -\frac{v_s \cdot t}{L_2} + I_{2\max}$

- ❷ Il est alors possible par une simple loi des mailles de déduire la tension aux bornes de l'interrupteur:  $v_t = v_e + v_s \frac{n_1}{n_2}$

Les formes d'ondes sont alors les suivantes :



Les deux enroulements ne sont pas parcourus par du courant en même temps. L'inductance couplée stocke de l'énergie tant que l'interrupteur est fermé, puis restitue cette énergie par le secondaire quand l'interrupteur est ouvert. Cette caractéristique nécessite un circuit magnétique avec entrefer, le courant principal étant le courant magnétisant.

Le calcul de valeur de la tension de sortie en fonction de  $n_1$ ,  $n_2$ ,  $\alpha$  et  $V_e$  est immédiat, si l'on tient compte du fait que la tension moyenne aux bornes d'une inductance, en régime permanent, est nulle. On peut alors écrire :

$$\int_0^T v_1(t).dt = \int_0^{\alpha T} V_e .dt + \int_{\alpha T}^T -V_s . \frac{n_1}{n_2} .dt = V_e .\alpha .T - V_s . \frac{n_1}{n_2} .(1 - \alpha) .T = 0 \text{ d'où } \frac{V_s}{V_e} = \frac{n_2 .\alpha}{n_1 .(1 - \alpha)}$$

### 2.1.3 Avantages:

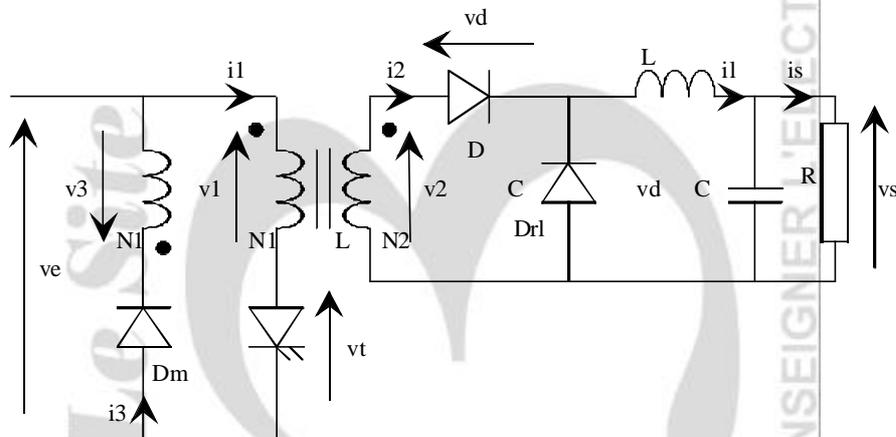
- Peu de composants.
- Un seul composant bobiné
- Architecture économique pour les faibles puissances (<150W)

### 2.1.4 Inconvénients:

- L'énergie étant stockée dans l'inductance couplée et dans le condensateur de sortie, ceux-ci deviennent encombrants pour des puissances supérieures à 200 W, et l'alimentation Flyback devient alors moins intéressante.
- Risque de surtension lors du fonctionnement à vide : l'énergie stockée durant la phase de magnétisation est alors transmise au condensateur durant la phase de démagnétisation. Cette énergie est alors stockée par le condensateur qui voit sa tension monter, et il y a alors risque de destruction.

## 2.2 Alimentation à découpage à conduction directe (FORWARD)

Il s'agit de l'alimentation dont le principe est le plus proche de celui décrit dans l'introduction, car basé sur le principe du hacheur série. Le schéma de base de cette alimentation est alors le suivant :



Le transformateur est placé en série avec l'interrupteur statique du hacheur, la diode de roue libre étant placée au secondaire du transformateur. Un troisième enroulement (tension  $V_3$ ) est placé sur le noyau du transformateur. Il permet la démagnétisation du transformateur après la phase de conduction de l'interrupteur T. La diode D permet de forcer la démagnétisation par le troisième enroulement. Le fonctionnement peut être divisé en deux phases :

De  $0$  à  $\alpha T$ , l'interrupteur est passant, le primaire est soumis à la tension  $E$ . Il s'en suit la magnétisation du transformateur, et un transfert d'énergie de la source vers le filtre et la charge, via le transformateur et la diode D.

De  $\alpha T$  à  $T$ , l'interrupteur est bloqué. Il apparaît une phase de roue libre au niveau du secondaire (continuité du courant dans l'inductance via la diode de roue libre), et une phase de démagnétisation du transformateur par continuité du courant magnétisant à travers le troisième enroulement. Il est nécessaire d'attendre la fin de la démagnétisation du transformateur avant d'entrer à nouveau dans une phase de magnétisation et de transfert d'énergie.

### 2.2.1 Etude des formes d'onde :

**Hypothèse:** On supposera que le filtrage est suffisamment efficace pour que la tension de sortie  $V_s$  soit constante. Le courant  $I_s$  sera alors lui aussi constant.

**Etude**  $t \in [0, \alpha T]$  (Interrupteur fermé)

- ❶ Détermination de la valeur de  $v_1$  et  $v_2$  :

L'interrupteur est passant d'où  $v_t = 0 \Rightarrow v_1 = V_e \Rightarrow v_2 = \frac{n_2}{n_1} V_e$

- ❷ Détermination du courant  $I_1$

La diode D est passante et la diode  $D_{rl}$  bloquée. ( $V_{D_{rl}} = -v_2$ ,  $D_{rl}$  est nécessairement bloqué...)

On peut écrire, pour l'inductance L:  $L \frac{di_1}{dt} = v_2 - V_s \Rightarrow i_1 = \frac{(v_2 - V_s)t}{L} + I_{1min}$ , il y

a croissance linéaire du courant dans l'inductance sous la tension  $v_2 - V_s$

- ❸ Détermination de  $i_1$  :

La relation d'Hopkinson permet d'écrire:  $n_1 i_1 - n_2 i_2 + n_3 i_3 = \mathfrak{R} \cdot \phi$  (le courant  $i_2$  est sortant). La maille  $V_e, V_{DM}, V_3$  nous donne  $V_{dm} = -V_e - V_3 = -V_e - V_1 = -2V_e < 0$  donc la diode  $D_m$  est bloquée. On obtient alors  $n_1 i_1 - n_2 i_2 = \mathfrak{R} \cdot \phi$ , d'où

$i_1 = \frac{\mathfrak{R}}{n_1} \cdot \phi + \frac{n_2}{n_1} i_2 = i_{10} + \frac{n_2}{n_1} i_2$ . Le courant  $i_1$  se décompose donc en un courant

magnétisant  $i_{10}$ , et un courant lié à l'appel de courant au secondaire  $\frac{n_2}{n_1} i_2$ .

**remarque:**  $i_{10} = \frac{\mathfrak{R}}{n_1} \cdot \phi(t)$  or  $v_1 = +n_1 \cdot \frac{d\phi}{dt}$  d'où  $\phi(t) = \frac{V_e}{n_1} t$  (circuit initialement

démagnétisé, constante d'intégration nulle). On trouve alors l'expression de  $i_1$  complète :

$$i_1 = \frac{\mathfrak{R} \cdot V_e \cdot t}{n_1^2} + \frac{n_2}{n_1} \left( \frac{(v_2 - V_s)t}{L} + I_{1min} \right)$$

**Etude**  $t \in [\alpha T, T]$  (Interrupteur ouvert)

❶ Etude de la démagnétisation :

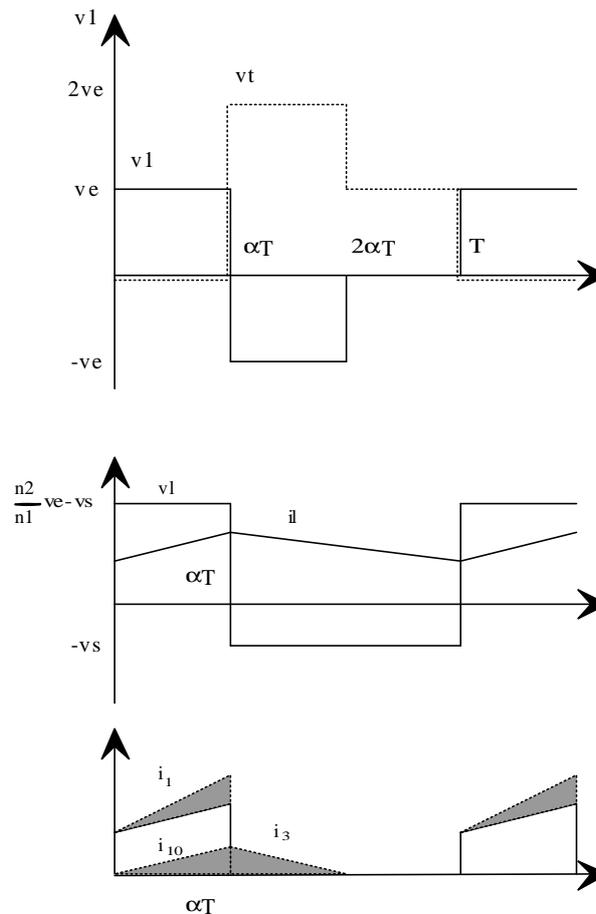
La continuité du flux dans le circuit magnétique entraîne la continuité des ampères tours magnétisants. L'interrupteur étant bloqué, la topologie du circuit impose une continuité du courant magnétisant à travers  $D_m$ , permettant ainsi la récupération de l'énergie stockée dans le circuit magnétique par la source de tension. (La diode  $D$  interdit une démagnétisation par le secondaire). Alors  $v_3 = -v_e$ . Le nombre de spires de l'enroulement de démagnétisation étant le même que celui de l'enroulement 1, la durée de démagnétisation est égale au temps de conduction de l'interrupteur (la démagnétisation prend fin pour  $t = (2\alpha T)$ ). Le courant  $i_3$  est donc symétrique par rapport à  $i_{10}$ . On peut alors calculer la valeur de la tension  $v_t$  aux bornes de l'interrupteur :  $v_t = v_e - v_1 = v_e - v_3 = 2v_e$ . Une fois la démagnétisation finie, la diode  $D_m$  est bloquée, les courants  $i_1$  et  $i_3$  sont nuls, d'où :  $v_1 = v_3 = 0 \Rightarrow v_t = v_e$

❷ Etude au secondaire du transformateur:

La continuité du courant dans l'inductance du filtre est assurée par la présence de la diode de roue libre DRL, qui devient passante. On peut écrire, pour l'inductance  $L$ :

$$L \frac{di_1}{dt} = -V_s \Rightarrow i_1 = -\frac{V_s \cdot t}{L} + I_{1\max}$$

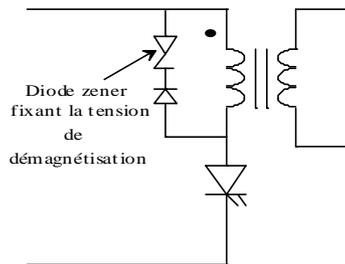
**Formes d'ondes :**



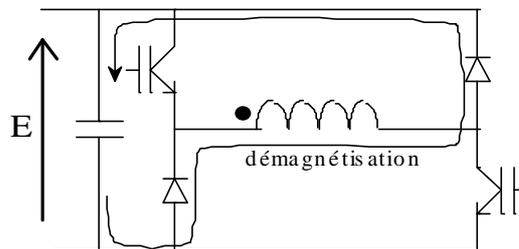
☞ Le calcul de valeur de la tension de sortie en fonction de  $n_1$ ,  $n_2$ ,  $\alpha$  et  $V_e$  est rapide si l'on se base sur la tension aux bornes de l'inductance de lissage, dont la valeur moyenne est nulle en régime permanent. On peut alors écrire :

$$\frac{1}{T} \left( \left( \frac{n_2}{n_1} V_e - V_s \right) \alpha T - V_s \cdot (1 - \alpha) T \right) = 0 \quad \text{d'où } V_s = \frac{n_2}{n_1} V_e \cdot \alpha$$

☞ Le principe de démagnétisation par un troisième enroulement n'est pas le seul possible. En faible puissance, on peut trouver des montages où l'énergie stockée dans le circuit magnétique est dissipée, comme cela est réalisé pour les transformateurs d'impulsion :



où des montages en petit pont asymétrique, où la démagnétisation est réalisée par l'enroulement primaire, et où l'énergie est renvoyée vers la source :



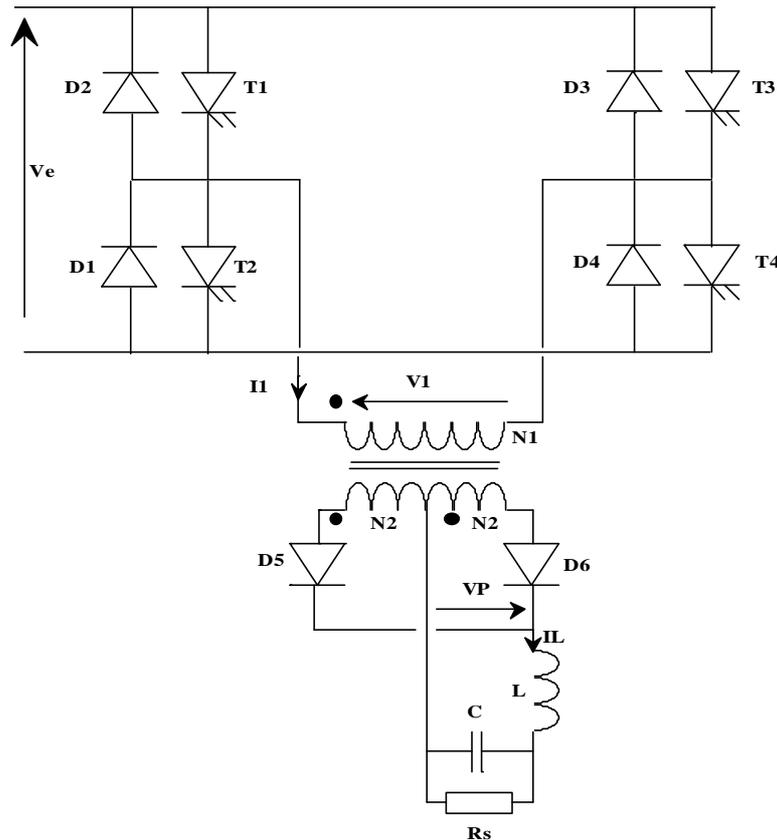
### 2.2.2 Avantages / Inconvénients:

Cette architecture s'adapte bien aux sorties basse tension fort courant car le filtrage de sortie est aisé, pour des puissances d'environ 100 à 500W. Elle présente néanmoins des inconvénients inhérents à la structure :

- Présence de deux composants magnétiques
- Nécessité de prévoir un système de démagnétisation du transformateur.
- Mauvaise utilisation du circuit magnétique du transformateur, qui n'est utilisé que dans un quadrant magnétique (de 0 à  $B_m$ , le flux ne changeant pas de signe)

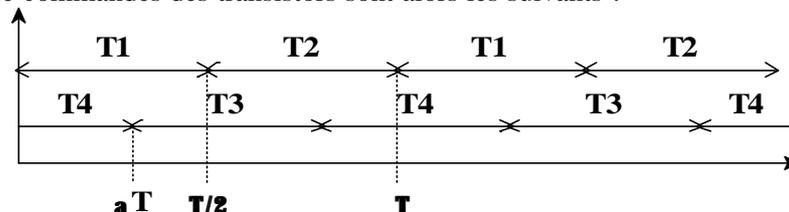
### 2.3 Alimentation à découpage symétrique, montage PUSH PULL.

Ce type d'alimentation à été conçu pour palier à un des inconvénients de l'alimentation Forward, à savoir l'utilisation dans un seul quadrant magnétique du transformateur. Pour permettre l'utilisation dans deux quadrants du circuit magnétique ( $B > 0$  et  $B < 0$ ), il est nécessaire de pouvoir magnétiser le transformateur sous une tension positive, puis sous une tension négative. Parmi les différentes structures existantes, celle basée sur l'utilisation d'un hacheur en pont est la plus simple au niveau de l'étude.



Les interrupteurs d'un même bras de pont sont commandés de façon complémentaire, avec un temps de conduction d'une demi-période. Le déphasage entre les commandes des deux bras de pont est noté  $\alpha T$  avec  $\alpha < 1/2$ .

Les ordres de commandes des transistors sont alors les suivants :



Nous allons étudier qualitativement le fonctionnement de cette alimentation dans ces différentes phases de fonctionnement, en négligeant le courant magnétisant :

pour  $t \in [0, \alpha T]$  :

- Les transistors T1 et T4 sont commandés,  $V_1=V_e$ , il y a croissance du flux dans le circuit magnétique
- La diode D5 conduit, l'inductance est soumise à une tension positive ( $mV_e-V_s$ ), il y a croissance du courant  $I_L$ .
- Il y a croissance du courant  $I_1$  ( $I_1 = mI_s$ )

pour  $t \in [\alpha T, T/2]$  :

- Les transistors T1 et T3 sont commandés, la continuité du courant magnétisant  $I_1$  impose la mise en conduction de la diode D3, alors  $V_1=0$ , le flux dans le circuit magnétique est constant
- L'inductance est soumise à une tension négative, ( $-V_s$ ), il y a décroissance du courant  $I_L$ , qui est fourni par la diode D5.
- Il y a décroissance du courant  $I_1$  ( $I_1 = mI_s$ )

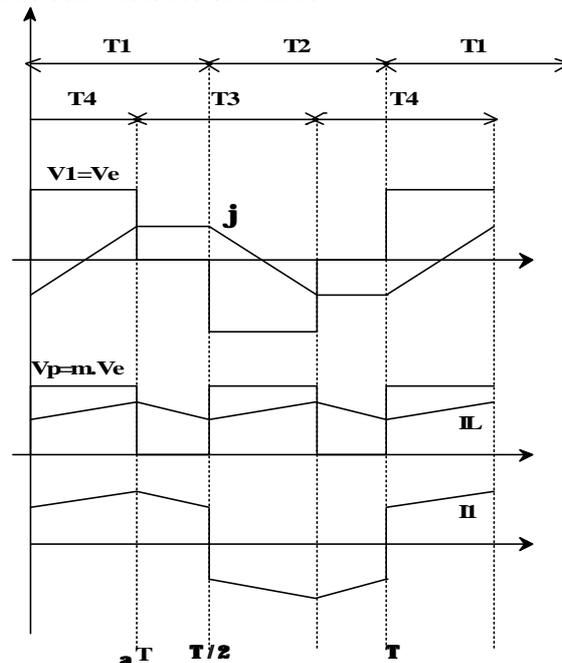
pour  $t \in [T/2, T/2 + \alpha T]$  :

- Les transistors T2 et T3 sont commandés,  $V_1=-V_e$ , le flux dans le circuit magnétique est décroissant
- La diode D6 conduit, l'inductance est soumise à une tension positive ( $mV_e-V_s$ ), il y a croissance du courant  $I_L$ .
- Il y a décroissance du courant  $I_1$  ( $I_1 = -mI_s$ )

pour  $t \in [T/2 + \alpha T, T]$  :

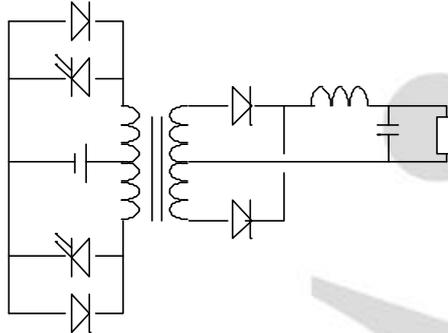
- Les transistors T2 et T4 sont commandés, la continuité du courant magnétisant  $I_1$  impose la mise en conduction de la diode D4,  $V_1=0$ , le flux dans le circuit magnétique est constant.
- L'inductance est soumise à une tension négative, ( $-V_s$ ), il y a décroissance du courant  $I_L$ , qui est fourni par la diode D6.
- Il y a croissance du courant  $I_1$  ( $I_1 = -mI_s$ )

Les formes d'ondes sont alors les suivantes :



☞ En calculant la valeur moyenne de la tension  $V_p$ , on démontre facilement la relation  $V_s = 2.\alpha.m.V_e$

☞ On rencontre également parfois des alimentations à découpage travaillant dans deux quadrants magnétiques, mais ne présentant que deux interrupteurs statiques au niveau primaire. Dans ce cas, il est nécessaire de prévoir deux enroulements au niveau du primaire pour assurer le changement du signe de la tension de magnétisation :



### 3 Les composants passifs dans les alimentations à découpage.

Une alimentation à découpage est essentiellement constituée, en dehors des interrupteurs statiques, de composants magnétiques fonctionnant en haute fréquence. Le choix et le bon dimensionnement de ces composants est un élément essentiel lors de l'avant projet d'une alimentation à découpage.

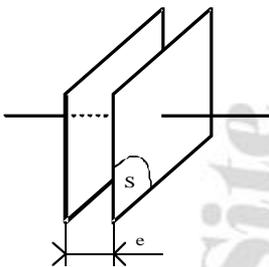
#### 3.1 Les condensateurs.

##### 3.1.1 Le phénomène

Deux conducteurs séparés par un isolant constituent un condensateur. La valeur de ce condensateur, ou sa capacité, s'exprime de façon générale par :  $C = \epsilon \cdot \frac{S}{e}$ , avec

$\epsilon = \epsilon_0 \cdot \epsilon_r$  permittivité diélectrique ou constante diélectrique  
 ( $\epsilon_0 = 8,85 \cdot 10^{-8}$ )

$S$  est la surface des armatures  
 $e$  est l'épaisseur de l'isolant



☞ La valeur de capacité étant directement proportionnelle à  $\epsilon_r$ , nous rechercherons à utiliser des isolants à forte constante diélectrique.

##### 3.1.2 Paramètres caractéristiques d'un diélectrique, et donc d'un condensateur :

Les principaux paramètres d'un diélectrique sont les suivants :

☞ La permittivité relative du diélectrique:  $\epsilon_r = \frac{\epsilon}{\epsilon_0}$

☞ La rigidité diélectrique (k): la rigidité diélectrique ainsi que l'épaisseur de l'isolant vont limiter la tension maximale d'utilisation:  $U_{\max} = k \cdot e$ . Ce paramètre est directement lié au niveau d'humidité du milieu où fonctionne le composant.

L'énergie maximale stockée dans un diélectrique ne dépend que des caractéristiques du volume du diélectrique :

$$W_m = \frac{1}{2} \cdot C \cdot U_m^2 = \frac{1}{2} \cdot \epsilon_0 \cdot \epsilon_r \cdot \frac{S}{e} \cdot k^2 \cdot e^2 = \frac{1}{2} \cdot \epsilon_0 \cdot \epsilon_r \cdot k^2 \cdot \text{Volume}$$

☞ Les pertes diélectriques : Elles sont représentatives des pertes dans le diélectrique lors de son utilisation en régime alternatif

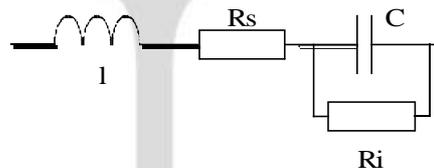
☞ Résistance d'isolement : Le diélectrique n'a pas une résistance statique infinie (impureté, humidité...). De plus l'enveloppe du composant influe sur ce paramètre.

☞ Stabilité du diélectrique vis à vis:

- de la température : elle dépend de la nature du diélectrique
- de l'humidité : elle dépend de la nature du diélectrique
- du temps : les propriétés du diélectrique varient dans le temps

### 3.1.2.1 Modèle équivalent

Les remarques précédentes nous amènent à modéliser le condensateur de la façon suivante :

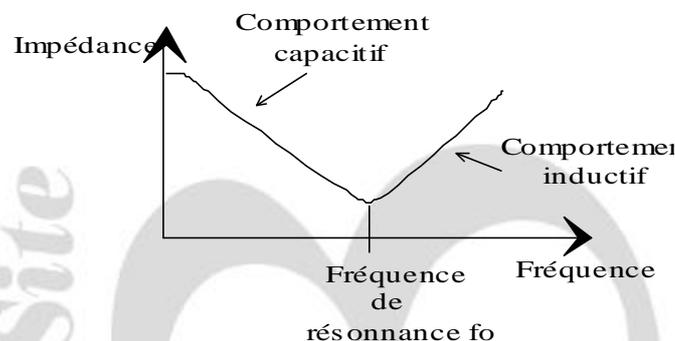


C est la valeur du condensateur idéal.

l est l'inductance des armatures et des connections. Elle est liée à la technologie de fabrication.

Rs est la résistance des armatures et connections. Elle rend compte également des pertes diélectriques.

Ri est la résistance représentant les défauts d'isolement. Elle dépend de la technologie de fabrication.



Il est alors possible de tracer la caractéristique de l'impédance en fonction de la fréquence,

$$\text{où } f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{lC}}$$

### 3.1.3 Les principales technologies

Elles dépendent de la nature du diélectrique utilisé.

### 3.1.3.1 Diélectriques plastiques.

Les armatures sont constituées par deux feuilles d'étain ou d'aluminium dont l'épaisseur (de 5 à 40  $\mu$ ) est déterminée en fonction du courant traversant. Les diélectriques composites associent des films de nature différente dont les caractéristiques spécifiques se complètent. Les condensateurs films possèdent d'excellentes propriétés électriques notamment une bonne tenue en tension et en fréquence.

#### ☞ Condensateurs films métallisés

Les armatures sont constituées par une couche très fine ( $\approx 0.02 \mu$ ) de zinc ou d'aluminium déposée par évaporation sous vide sur le diélectrique film synthétique ou papier (1,5 à 25  $\mu$ ).

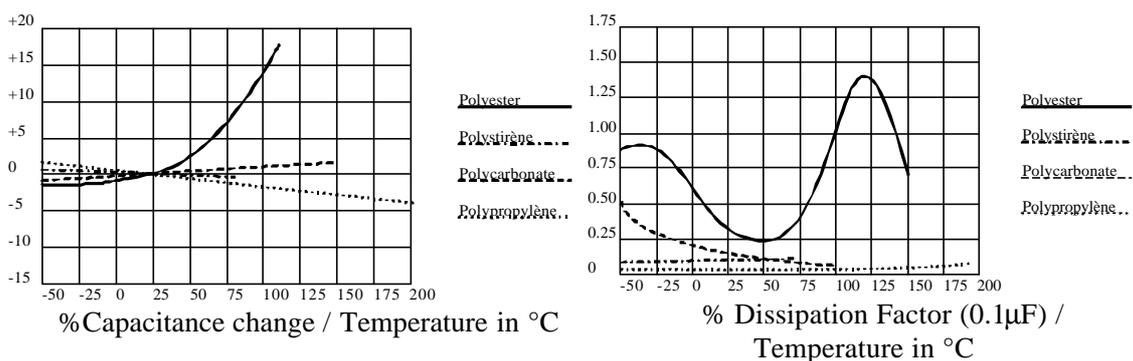
- L'autocicatrisation est une propriété essentielle de ces condensateurs. Lorsqu'un amorçage se produit entre les armatures dû à un défaut du diélectrique, l'arc électrique vaporise localement la métallisation en formant un oxyde métallique isolant. Le condensateur ainsi régénéré redevient opérationnel.

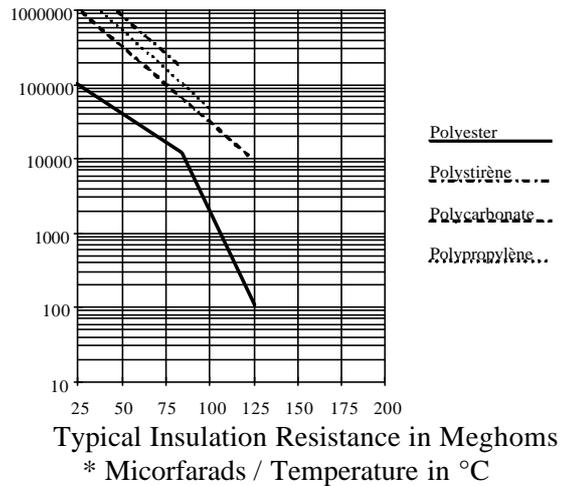
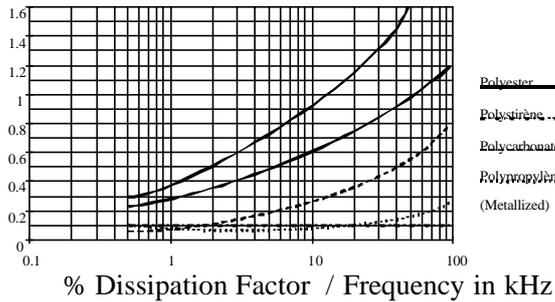
☞ La qualité des films plastique permet de les utiliser en faible épaisseur ( $\epsilon = 2$  à 20  $\mu\text{m}$ ). Il est possible d'obtenir des résistances d'isolement très élevées et constantes dans la gamme d'utilisation de température. De plus les pertes diélectriques à fréquence élevée sont faibles.

Il existe quatre type de film plastique:

- ❶ Polystyrène.
- ❷ Polyester (métallisé ou non).
- ❸ Polycarbonate (métallisé ou non).
- ❹ Polypropylène (métallisé ou non).

#### ☞ Principales caractéristiques (source SPRAG)





Dielectric	Vol. factor	Typical dissipation factor 25°C/1kHz	Rs MΩ par μF 25°C	θmax	Outstanding Properties
Polyester	0.83	0.30%	50000	150°C	High Temperature Small size High insulation resistance
Polyester Metallized	0.47	0.45%	25000	125°C	
Polycarbonate	3.30	0.10%	100000	125°C	High stability High frequency capability High insulation resistance
Polycarbonate Metal.	0.47	0.25%	100000	125°C	
Polypropylène	4	0.05%	200000	105°C	Low losses High frequency capability High frequency capability High insulation resistance
Polypropylène Metal.	0.67	0.10%	200000	105°C	
Polystyrene	4.7	0.025%	250000	85°C	High insulation resistance Small capacitance change with temp.

### 3.1.3.2 Condensateurs à diélectrique chimique.

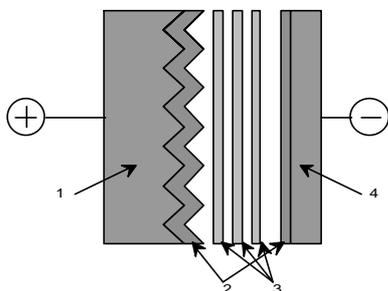
Les deux armatures en aluminium pur à 99,99 % du condensateur sont placées dans une solution électrolytique. Lorsqu'on applique une tension, une couche d'alumine isolant de très faible épaisseur se forme ( $e = 0,01 \mu\text{m}$ ), d'où la possibilité de fortes capacités.

Le condensateur est polarisé, les électrodes ne jouant pas le même rôle dans l'électrolyse (Anode, Cathode).

Il existe deux types d'électrolytes :

#### Aluminium

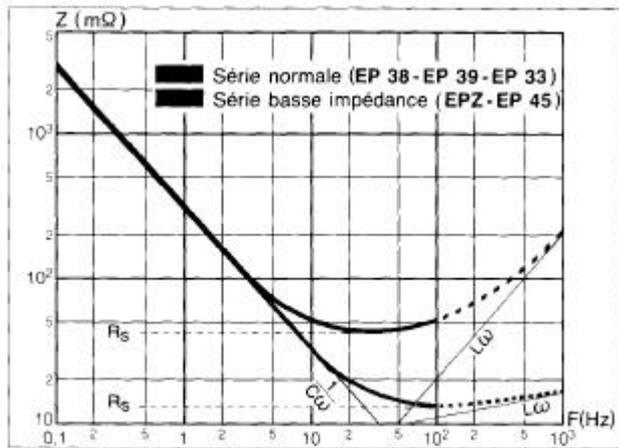
La structure d'un condensateur électrolytique aluminium est représentée ci-dessous :



1. Anode : feuille d'aluminium
2. Diélectrique : alumine  $13 \text{ \AA} / \text{V}$ .
3. Papiers séparateurs imprégnés d'électrolyte

4. Cathode : feuille d'aluminium

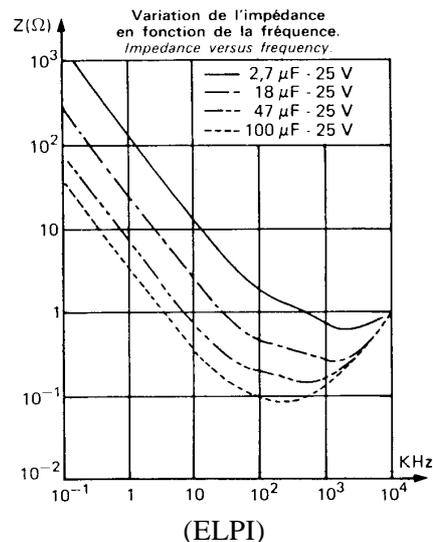
ceux  
 en  
 leur  
 leurs



Les constructeurs à l'heure actuelle conçoivent deux grandes familles de condensateurs, les condensateurs dits classiques et dits à faible résistance série. Ces derniers sont notamment utilisés électronique de puissance de par meilleure tenue en fréquences et pertes joules beaucoup plus faibles.

**Tantale**

- Le métal de base est une poudre de Tantale de très fine granulométrie.
- Les anodes sont obtenues par compression dans des moules dont la forme la plus usuelle est cylindrique. Le corps poreux ainsi réalisé présentent une grande surface par unité de volume.
- Ces condensateurs présente particulièrement une bonne tenue en fréquence.



**3.1.4 Les condensateurs dans les alimentations à découpage.**

Les condensateurs que nous rencontrons dans les alimentations à découpage remplissent deux rôles distincts : ils servent de réservoir d'énergie lors des variations de commande ou de charge, et ils servent également de condensateur de découplage ou de filtrage vis à vis du fonctionnement haute fréquence de l'alimentation. C'est pourquoi certains constructeurs ont développé une gamme de condensateur spécifique pour les alimentations à découpage et autre système d'électronique de puissance. Ce sont les condensateurs chimiques dits à faible résistance série, qui présentent des valeurs de capacité importantes, tout en présentant une excellente tenue en fréquence. Si toutefois les performances de ces condensateurs se trouvaient insuffisantes, il est possible d'associer deux condensateurs de technologies différentes, par exemple un condensateur aluminium en parallèle avec un condensateur polypropylène.

## 3.2 Les matériaux magnétiques

### 3.2.1 Les matériaux

Les matériaux utilisés en électrotechnique et en électronique de puissance sont principalement :

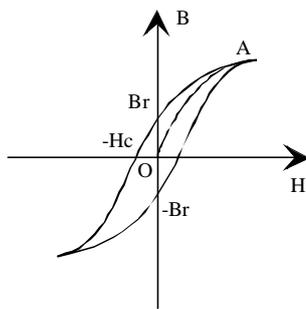
- L'air, réservé au domaine des très hautes fréquences et des faibles puissances
- Les tôles de fer magnétique laminées et assemblées pour constituer des circuits magnétiques, utilisées aux fréquences dites industrielles (16,66, 50,60 et 400 Hz)
- Les ferrites : Céramiques magnétiques, moulées selon la forme désirée du circuit magnétique, utilisées en électronique de puissance à haute fréquence.

### 3.2.2 Grandeurs caractéristiques des matériaux magnétiques

#### 3.2.2.1 La caractéristique magnétique

Un matériau magnétique est défini par sa caractéristique  $B=f(H)$  [induction magnétique en fonction du champ magnétique], sa courbe de 1<sup>ère</sup> aimantation, ses différents cycles d'hystérésis (en fonction de la fréquence)

La caractéristique typique d'un matériau est la suivante :



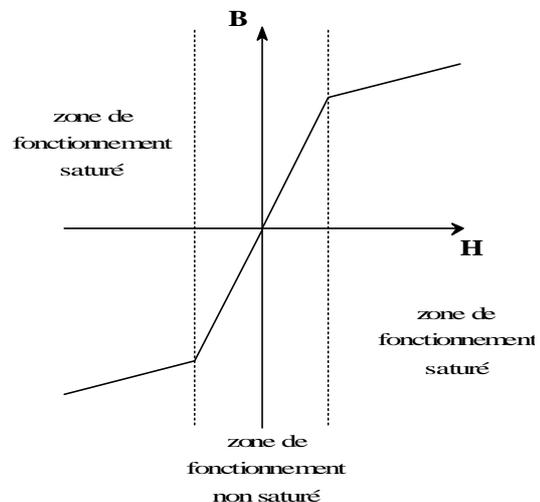
Où :

$B_r$  représente l'induction rémanente,  
 $H_c$  le champ coercitif et  
 OA la courbe de 1<sup>ère</sup> aimantation.

Cette caractéristique est fréquemment idéalisée de la manière suivante, où l'on sépare la zone de fonctionnement dite non saturée de la zone de fonctionnement saturée :

Dans la zone de fonctionnement non saturée, on définit alors la perméabilité relative du matériau  $\mu_r$  tel que :

$$B = \mu_0 \cdot \mu_r H$$



#### 3.2.2.2 Les pertes magnétiques

Un matériau ferromagnétique soumis à un champ magnétique variable est source de pertes ayant 2 origines :

① Les pertes par courant de Foucault : le matériau est soumis à un champ magnétique variable, il apparaît alors dans ce matériau des tensions induites, donc des courants induits, et donc des pertes joules. Ces pertes sont proportionnelles à  $\frac{(B_M \cdot S \cdot f)^2}{\rho}$ , où  $B_M$  représente

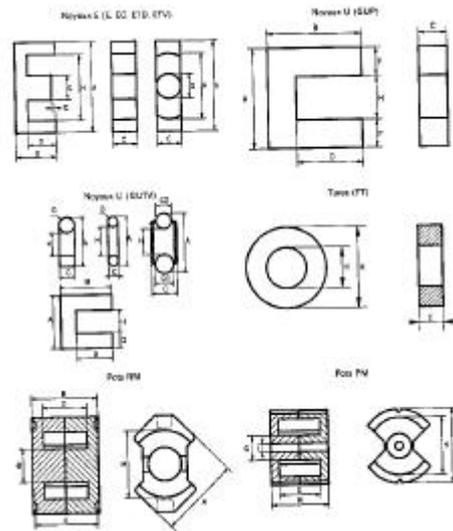
l'induction maximale, S la section du circuit magnétique, f la fréquence de fonctionnement et  $\rho$  la résistivité du matériau.

② Pertes hystériques : elles sont dues à l'énergie mise en jeu pour parcourir le cycle d'hystérésis. Leur expression est donnée par  $P_h = f.V.A$ , où  $f$  représente la fréquence,  $V$  le volume de circuit magnétique et  $A$  l'aire du cycle d'hystérésis du matériau.

### 3.2.3 Les matériaux magnétiques dans les alimentations à découpage

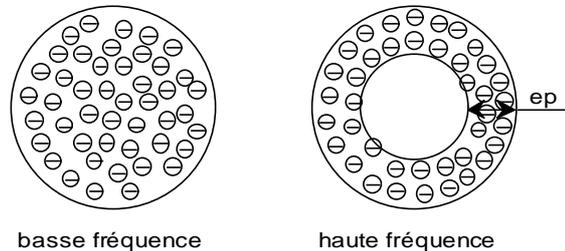
Les alimentations à découpage fonctionnant en haute fréquence, il est impossible d'utiliser des tôles pour la réalisation des composants magnétiques, les pertes devenant trop importantes. Les fabricants utilisent donc des ferrites, mieux adapté au fonctionnement haute fréquence. Ce sont des céramiques magnétiques à haute résistivité (de  $10^2$  à  $10^8 \Omega \text{ cm}$ ), donc présentant des pertes par courant foucault particulièrement faible, et à haute perméabilité (de 2000 à 10000 environ). Leur fabrication par moulage permet de réaliser toutes formes de géométrie, permettant de réaliser une grande variété de circuits magnétiques.

L'induction de saturation des ferrites est de l'ordre de 0.4 à 0.5 T. On les emploie généralement hors saturation et l'on retient  $B_{\text{max}} = 0.3 \text{ T}$ .



☞ Un composant magnétique est constitué d'un

circuit magnétique, mais également d'un ou plusieurs bobinages. Si le courant traversant les bobinages constituant des inductances ou des transformateurs haute fréquence est alternatif, les électrons ont tendance à se répartir à la périphérie du conducteur, dans une zone caractérisée par son épaisseur, appelée épaisseur de peau (voir ci contre).



Une valeur couramment admise pour l'épaisseur de peau est donnée par  $e_p = \sqrt{\frac{\rho}{\pi \cdot \mu_0 \cdot f}}$ , ou

pour un fil de cuivre  $e_p$  (en mm)  $\approx \frac{70}{\sqrt{f}}$ . Si l'on souhaite utiliser de façon correcte notre

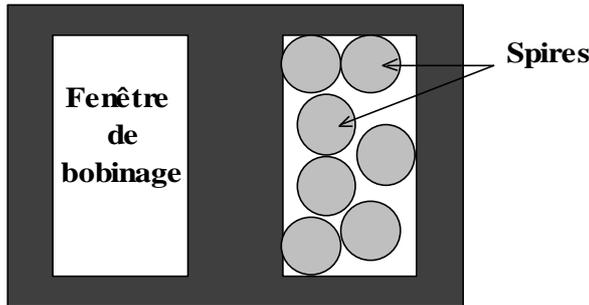
conducteur, il ne faut pas que son rayon excède l'épaisseur de peau. On peut alors calculer pour différentes fréquences l'intensité maximale admissible dans un fil, en effet la section du fil étant

donné par  $S_{\text{fil}} = \pi \cdot r^2 = \frac{I_{\text{eff}}}{\delta}$ , alors  $I_{\text{eff max}} = \delta \cdot \pi \cdot e_p^2$  où  $\delta$  représente la densité de courant (généralement fixée autour de 5 A/mm<sup>2</sup>) :

f (en kHz)	ep (mm)	I <sub>max</sub> (A)
5	1.00	15
10	0.70	7.5
20	0.50	4
50	0.30	1.5
100	0.22	0.8

Si le courant efficace devant circuler dans le bobinage est supérieur à ces valeurs limites, il est nécessaire de prévoir l'utilisation de fil divisé (ou fil de litz, fil multi brins donc chaque brin est isolé), du fil méplat ou encore du feuillard.

☞ Les bobinages prennent place à l'intérieur du circuit magnétique dans la fenêtre de bobinage. Malheureusement, il est impossible de remplir totalement cette fenêtre, notamment lorsque le nombre de spires est peu élevé :



On définit alors un coefficient dit de bobinage ou de remplissage ( $K_b$ ), défini par :  $K_b = \frac{\text{Surface de la fenêtre}}{\text{Surface de cuivre}}$ , où la

surface de cuivre représente la surface effective du bobinage, soit le nombre total de spire multiplié par la surface des spires.

On obtient alors :

$$K_b = \frac{S_b}{S_c} = \frac{S_b}{\sum_{\text{tout les bobinages}} n \cdot \frac{I_{\text{eff}}}{\delta}}$$

où

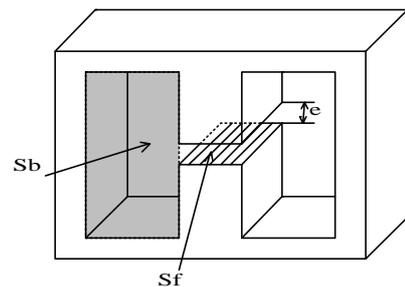
- $S_b$  représente la surface de la fenêtre de bobinage,
- $n$  le nombre de spires de l'enroulement considéré (il peut y en avoir plusieurs dans le cas de transformateur ou d'inductances couplées)
- $I_{\text{eff}}$  le courant efficace de l'enroulement considéré
- $\delta$  la densité de courant.

### 3.2.4 Principe de calcul des inductances et des transformateurs.

La principale difficulté lors du calcul de l'inductance ou d'un transformateur est de choisir la bonne taille de circuit magnétique. Nous allons démontrer que la taille de ce circuit est proportionnelle, ou à l'énergie stockée dans le cas d'une inductance, ou à la puissance apparente dans le cas d'un transformateur. Il sera alors facile de choisir le bon circuit.

Nous noterons :

- $S_b$  la surface bobinable
- $S_f$  ou  $A_e$  la section effective du noyau du circuit magnétique
- $B$  le champs d'induction magnétique
- $H$  le champs d'excitation magnétique
- $(e)$  l'épaisseur de l'entrefer dans le cas d'une inductance
- $n$  le nombre de spires
- 



#### 3.2.4.1 Exemple de dimensionnement d'une inductance.

##### Détermination de l'expression de $L$ :

Nous allons montrer dans un premier temps que l'essentiel de l'énergie est stockée dans l'entrefer. Par définition, l'expression de l'énergie électromagnétique volumique stockée dans

un volume  $V$  est donné par la relation :  $W = \frac{1}{2} B.H.V$ . Les fabricants de ferrite réalisent leurs circuits magnétiques de telle sorte que le champ d'induction soit constant dans tout le circuit. On peut alors en déduire l'énergie stockée dans la ferrite et l'énergie stockée dans l'entrefer :

$$\text{Dans la ferrite : } W = \frac{1}{2} B.H.V_f = \frac{1}{2} \frac{B^2}{\mu_0 \cdot \mu_r} \cdot V_f = \frac{1}{2} \frac{B^2}{\mu_0} \cdot \frac{V_f}{\mu_r}$$

$$\text{Dans l'entrefer : } W = \frac{1}{2} B.H.V_e = \frac{1}{2} \frac{B^2}{\mu_0} \cdot V_e = \frac{1}{2} \frac{B^2}{\mu_0} \cdot V_e$$

Même si le volume de ferrite est bien supérieur au volume de l'entrefer, la perméabilité relative des ferrites est tel que  $\frac{V_f}{\mu_r} \ll V_e$ . Nous considérons donc que l'intégralité de l'énergie est stockée dans l'entrefer.

Il est alors possible de déterminer l'expression de l'inductance  $L$  en fonction de  $\mu_0$ ,  $n$  (nombre de spire),  $S_f$  (surface magnétique effective) et  $e$  (valeur de l'entrefer) :

$$W = \frac{1}{2} B.H.S_f \cdot e = \frac{1}{2} \cdot \mu_0 \cdot H^2 \cdot S_f \cdot e$$

Le théorème d'ampère appliqué le long d'une ligne de champs dans notre inductance nous

$$\text{donne : } n.i = H_e \cdot e + H_f \cdot l_f = \frac{B}{\mu_0} \cdot e + \frac{B}{\mu_0 \mu_r} \cdot l_f \approx \frac{B}{\mu_0} \cdot e$$

Nous obtenons alors :

$$W = \frac{1}{2} \mu_0 \cdot \frac{n^2 \cdot i^2}{e^2} \cdot S_f \cdot e = \frac{1}{2} L \cdot i^2$$

d'où

$$L = \frac{n^2 \cdot \mu_0 \cdot S_f}{e} = n^2 \cdot A_L$$

où  $A_L$  représente le facteur d'inductance du circuit magnétique, qui ne dépend que de sa géométrie.

### Détermination de la puissance maximale stockable dans un circuit magnétique donné, choix d'un circuit magnétique :

$$\text{Par définition, } W = \frac{1}{2} L \cdot i^2 = \frac{1}{2} \Phi \cdot i = \frac{1}{2} \cdot n \cdot \varphi \cdot i$$

$$\text{Or } \varphi = B \cdot S_f \text{ et } i = \frac{\delta S_b}{n \cdot K_b}, \text{ d'où } W_m = \frac{1}{2} \cdot n \cdot S_f \cdot B_m \cdot \frac{\delta S_b}{n \cdot K_b} = \frac{\delta \cdot B_m}{2 \cdot K_b} \cdot S_f \cdot S_b$$

Nous voyons alors apparaître le terme  $S_f \cdot S_b$  représentatif du volume du circuit magnétique. Afin d'être sûr de choisir le bon circuit magnétique, il suffit de choisir un pot dans le produit  $S_f \cdot S_b$  sera légèrement supérieur à celui nécessaire.

### Calcul du nombre de spires et de la valeur de l'entrefer.

Le nombre de spires peut facilement être déterminé à partir de la surface bobinable du circuit magnétique retenu :

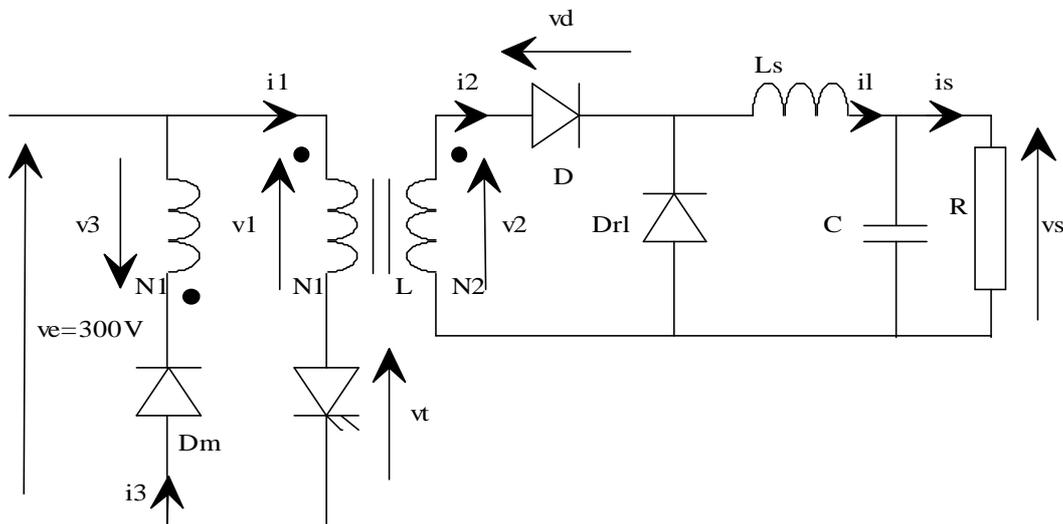
$$\text{Nous avons vu : } K_b = \frac{S_b}{S_c} = \frac{S_b}{n \cdot \frac{i}{\delta}}, \text{ d'où } n = \frac{S_b \cdot \delta}{K_b \cdot i}$$

Une fois le nombre de spire déterminé, le calcul de l'entrefer est immédiat, à partir de l'expression de L :  $L = \frac{n^2 \cdot \mu_0 \cdot S_f}{e} \Rightarrow e = \frac{n^2 \cdot \mu_0 \cdot S_f}{L}$

## 4 Exercice autocorrectif

### 4.1 Dimensionnement d'une structure de type FORWARD

On se propose de choisir et de dimensionner les éléments de l'alimentation de type Forward suivante :



$$V_s : 5V, I_s : 20A, \quad \Delta V_s / V_s < 1\% \text{ Fréquence de découpage : } f = 100\text{kHz}$$

On impose les hypothèses de travail suivantes:

- $\alpha < 0.45 = \alpha_M$
- pour tenir compte des chutes de tension résistives dans le transformateur et l'inductance de lissage, on prendra une marge de calcul de 35% sur la tension de sortie,
- le rendement  $\eta$  de l'alimentation est estimé à 80%,
- le courant magnétisant sera considéré comme négligeable tout comme le volume de l'enroulement de démagnétisation.
- l'ondulation du courant dans l'inductance du filtre sera négligé :  $i_L(t) = I_L = I_S$

1/ Dimensionnement électrique :

1-1 En tenant compte des hypothèses précédentes, tracer les forme d'onde pour une période de fonctionnement de  $v_1, v_l, v_t, i_l, i_1$ .

1-2 A partir de l'expression de la tension  $V_s$  démontrée dans le cours, et en tenant compte de la marge de tension de 35%, calculer le rapport de transformation  $m = \frac{n_2}{n_1}$ .

1-3 Déterminer :

- les valeurs moyenne et efficace de  $i_1$ ,  $i_2$  et  $i_3$ .
- les valeurs maximales de  $V_t$ ,  $V_D$ ,  $V_{DRL}$  et  $V_{Dm}$ .

## 2/ Dimensionnement du transformateur

Nous allons utiliser des circuits magnétiques de type RM, couramment nommé pot. Les caractéristiques de ces pots en ferrites sont données en annexe. Nous noterons  $\delta$  la densité de courant,  $K_1$  et  $K_2$  les coefficients de remplissage primaire et secondaire. Le principe du dimensionnement sera le même que celui retenu pour l'inductance, à savoir :

- Déterminer la relation existant entre la puissance apparente du transformateur et le produit (surface de bobinage \* surface du circuit magnétique) du pot.
- Choisir un pot adapter au transformateur à réaliser

Calculer le nombre de spires du transformateur.

2-1 Détermination de l'expression de  $S$  :

- Sachant que l'épaisseur de peau dans le cuivre, à 100kHz, est de 0,2mm, et en retenant comme valeur pour  $\delta$  4A/mm<sup>2</sup>, déterminer la nature des conducteurs primaires et secondaires (fil plein ou fil divisé) ?

- Exprimer le champs maximal  $\hat{B}$  dans le matériau en fonction de :
  - $E$  la tension d'alimentation
  - $F$  la fréquence de fonctionnement
  - $n_1$  le nombre de spires au primaire du transformateur,
  - $S_F$  la section effective du noyau du circuit magnétique
  - $\alpha_M$  le rapport cyclique maximal.

(on appliquera la relation  $u = n \frac{d\phi}{dt}$  au primaire du transformateur lors de sa magnétisation)

- Déterminer alors l'expression de  $S_F$ .
- Exprimer  $S_B$  en fonction de  $n_1$ ,  $I_1$  (valeur efficace de  $i_1$ ),  $\delta$ ,  $K_1$ ,  $K_2$ .
- En déduire l'expression du produit caractéristique  $S_B \cdot S_F$ , exprimé en fonction de  $P_e$ , puissance absorbée en entrée de l'alimentation), puis en fonction de  $P_s$ , la puissance en sortie de l'alimentation.

2-2 Choix du circuit magnétique:

- Calculer la valeur du produit  $S_B \cdot S_F$  nécessaire pour la réalisation de notre alimentation. Nous prendrons  $K_1 = 2$ ,  $K_2 = 5$ ,  $B_M = 0,15T$  (marge de sécurité importante pour éviter de saturer le pot)
- Calculer le produit  $S_B \cdot S_F$  pour les pots RM10 et RM14. Choisir le pot adapté.
- Calculer les valeurs de  $n_1$  et  $n_2$ .

### 3/ INDUCTANCE LS

3-1 On suppose constante la tension  $V_s$ . Déterminer l'expression de l'ondulation  $\Delta I_L$  de  $I_L$  en fonction de  $\alpha$ ,  $E$ ,  $m$ ,  $f$  (appliquer  $U_L = L_S \frac{di_L}{dt}$  entre 0 et  $\alpha T$ ). Pour quelle valeur de  $\alpha$  est-elle maximale?

3-2 Afin d'éviter les discontinuités de courant dans l'inductance, on impose  $k = \Delta I_L / I_{s\max} < 10\%$ . Calculer alors la valeur de l'inductance de filtrage.

3-3 En reprenant la méthodologie de dimensionnement décrite dans le cours, choisir un pot adapté à la réalisation de l'inductance, puis calculer son nombre de spire et l'épaisseur de l'entrefer.

Remarque :  $i_{L\max} = I_S + \frac{\Delta i_L}{2}$

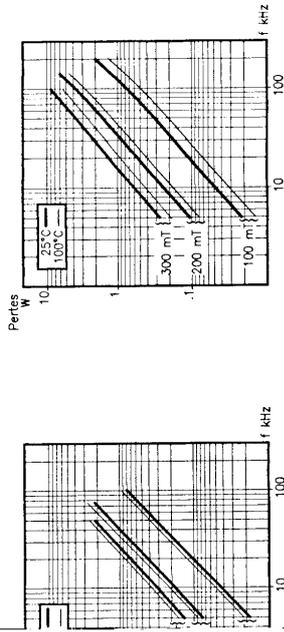
Application numérique :

- $K'$ , coefficient de remplissage = 2,5,
- $\delta'$ , densité de courant = 4 A/mm<sup>2</sup>,
- $B_M'$ , induction maximale = 0,3 T,

### 4 CONDENSATEUR CS

En utilisant l'expression de  $\Delta I_L$ , déterminer l'expression de l'ondulation de la tension de sortie,  $\Delta V_s$ , en fonction de  $m$ ,  $E$ ,  $f$ ,  $L_s$ ,  $C$ , sachant que  $\Delta V_s = \frac{\Delta I_L}{8.f.C_S}$ . En déduire la valeur de  $C_s$  permettant de respecter le cahier des charges.

PERTES TOTALES EN FONCTION DE LA FREQUENCE



FERRINOX® B51  
 FERRINOX® B52  
 RM 10 SE  
 TYPE (sans entrefer)\*

LE COMMANDE : ...  
 Qlté  
 x avec entrefer, nous consulter.

POUR RM 10

Matériau	Surface mini. pour le bobinage S <sub>b</sub> mm <sup>2</sup> / in. <sup>2</sup>	Long. spir. moyenne ℓ <sub>b</sub> mm / in.	Poids approx. g / oz	Désignation commerciale
yster/UL 94 VO	42 / 065	52 / 2.047	2.1 / 074	CAR 10012

E :

Désignation commerciale		HAB 10012 Composition	
2 photos	CAR 10012	1	
	CLI 10101	2	

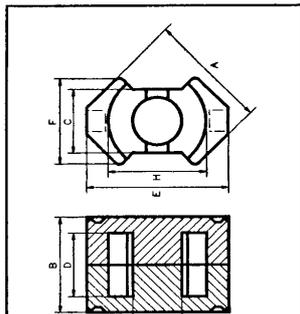


**NOYAUX "RM"**

**RM 14**

● CARACTERISTIQUES MECANIQUES

A	34.1±0.6 mm
B	1.343±0.024 in
B1	29.8±0.1 mm
C	18.7±0.3 mm
D	7.95±0.12 in
D1	21.1±0.3 mm
E	6.97±0.12 in
E1	1.634±0.028 mm
F	27.65 max mm
F1	1.089 max in
G	14.7±0.3 mm
G1	5.79±0.12 in
H	1.654±0.024 in



● PARAMETRES MAGNETIQUES POUR UN CIRCUIT (2 NOYAUX)

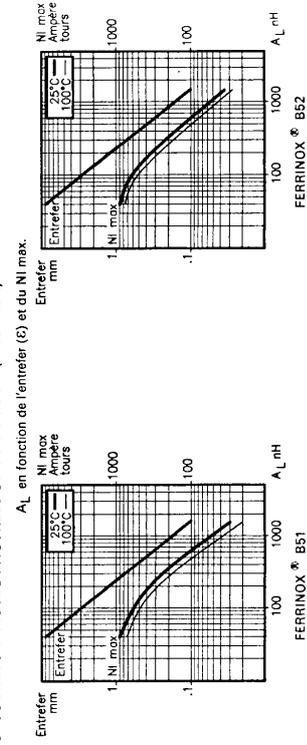
Facteur de perméance	c	3.5	nH
Constante du circuit	$\Sigma L$	0.36	mm <sup>2</sup>
Longueur effective	$l_e$	9.14	in. 1
Section effective	$A_e$	69	mm <sup>2</sup>
Section minimale	$A_{mini}$	190	mm <sup>2</sup>
		235	in. <sup>2</sup>
Volume effectif	$V_e$	13100	mm <sup>3</sup>
		799	in. <sup>3</sup>
Poids approx. (2 noyaux)		70	g
		2.469	oz.

● CARACTERISTIQUES ELECTROMAGNETIQUES POUR UN CIRCUIT (2 NOYAUX)

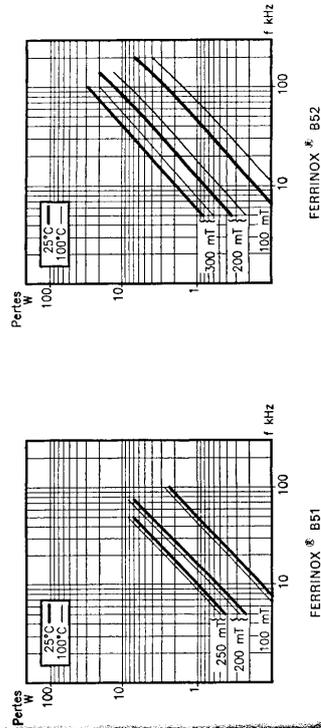
	MATERIAUX FERRINOX®		
T8	B51	B52	
Inductance spécifique $A_L$ nH	Sans entrefer*	6000±25%	5200±25%
Perméabilité effective $\mu_e$	Approx.	1715	1485
Perméabilité d'amplitude $\mu_a$		> 1600	> 1500
Pertes totales (en watts)		< 3	< 2.6
		< 3.3	< 1.7
		< 6.15	< 6.8
		< 3.3	< 2.1

\* Noyaux avec entrefer:  $A_L$  standard 100, 250, 400, 630, 1000 nH ± 5%  
 All other values are approximate.

● COURBES TYPIQUES MESUREES SUR UN CIRCUIT (2 NOYAUX)



PERTES TOTALES EN FONCTION DE LA FREQUENCE



EXEMPLE DE COMMANDE : ... B52 FERRINOX RM 14 SE TYPE (sans entrefer)\*

Pour les noyaux avec entrefer, nous consulter

CARCASSE POUR RM 14

Nombre de picots	Matériau	Surface mini. pour le bobinage $S_b$ mm <sup>2</sup> / in. <sup>2</sup>	Long. spire moyenne $l_s$ mm / in.	Poids approx. g / oz.	Désignation commerciale
12	Polyester/UL 94 V0	106 / 1.64	72 / 2.83	1.2 / .423	CAR 14112-1A

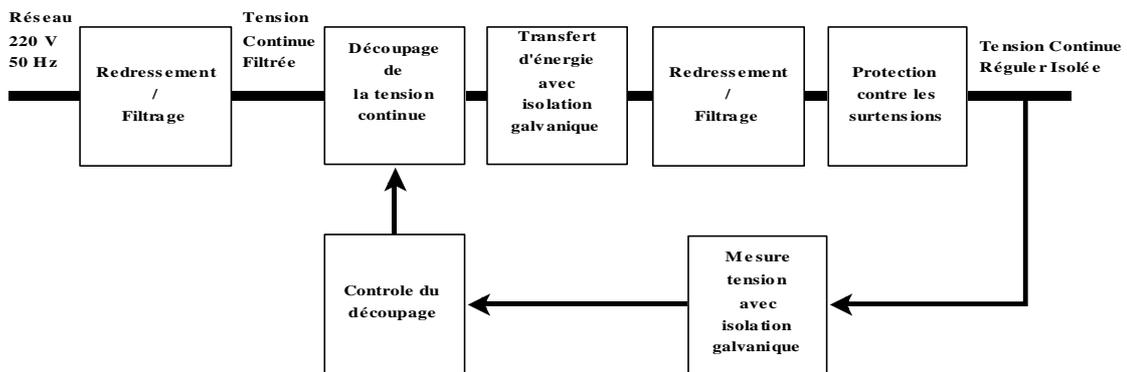
HABILLAGES :

	Désignation commerciale	HAB 14112-1 A Composition
Carcasse (12 picots)	CAR 14112-1A	1
Clips	CL1 14101	2

## 4.2 Analyse fonctionnelle et structurelle d'une alimentation FLYBACK industrielle.

*Remarque : L'analyse d'un schéma industriel et la justification des solutions retenues, notamment en électronique de puissance, est particulièrement complexe et nécessite de bonnes connaissances technologiques. Si vous n'arrivez pas à justifier la présence et le rôle de certains composants, reportez-vous **directement** à la correction.*

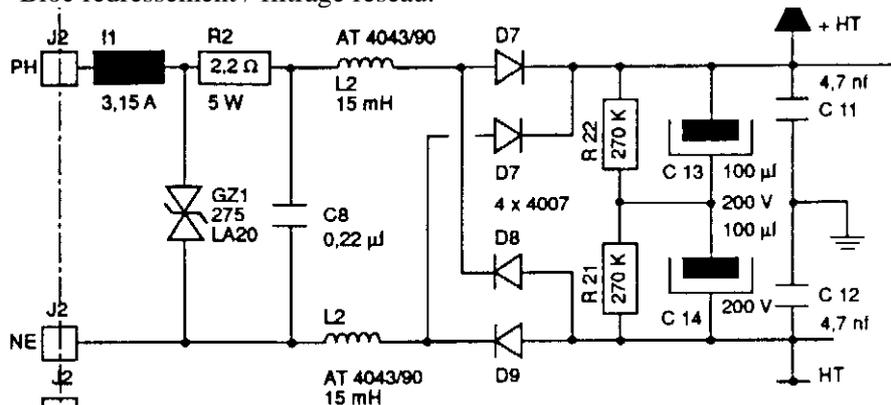
Le schéma électrique de l'alimentation utilisée est donné en annexe. Il est possible de réaliser le découpage fonctionnel de cette alimentation de la façon suivante :



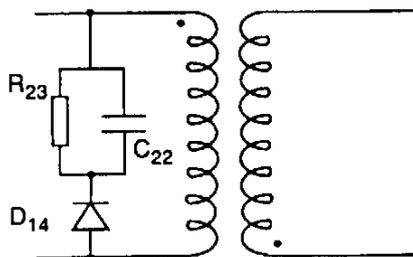
1/ Identifier sur le schéma les différentes fonctions de l'alimentation à découper. Encadrer sur le schéma l'ensemble des composants constituant ces fonctions.

2/ Pour chacun des blocs suivants, analyse le rôle des principaux composants le constituant.

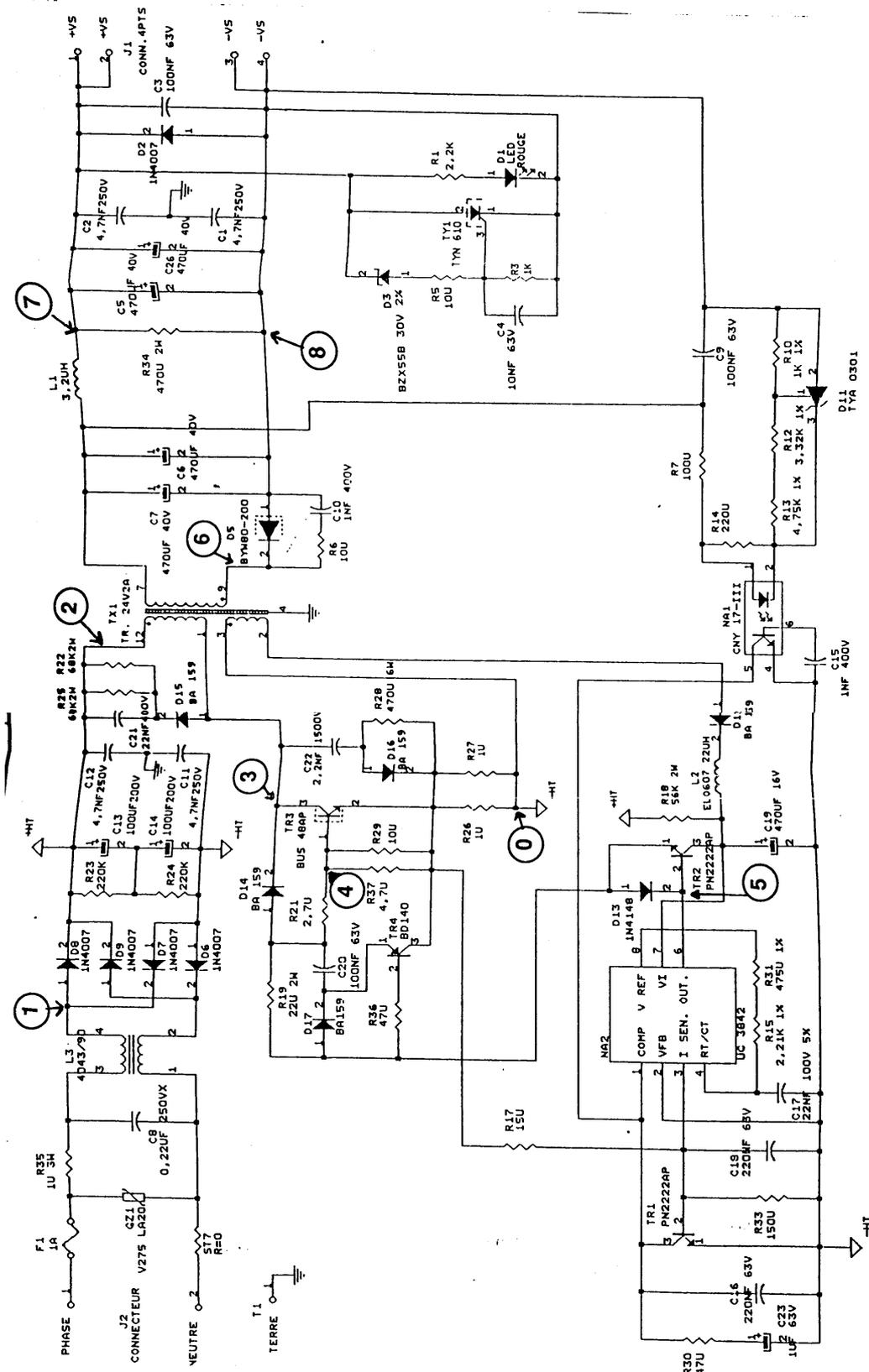
- Bloc redressement / filtrage réseau.



- Transfert d'énergie



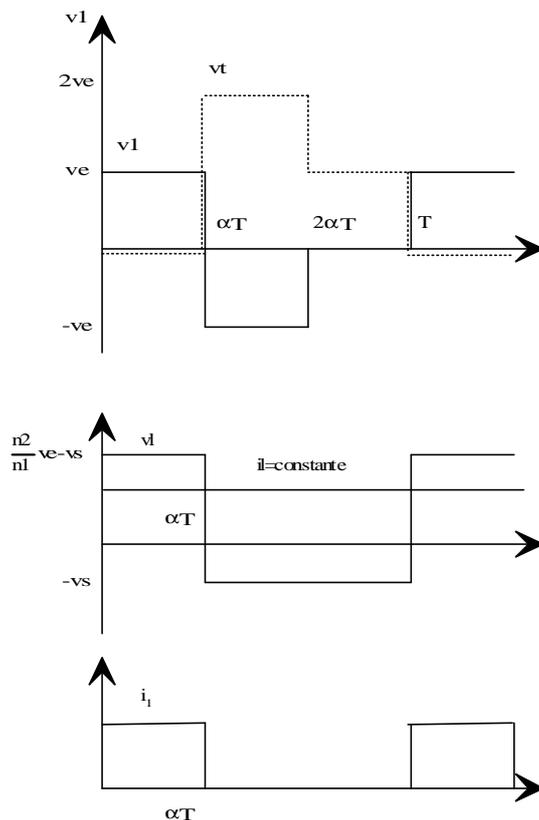




## 5 Correction exercices autocorrectifs.

### 5.1 Dimensionnement d'une structure de type FORWARD

1-1



Les formes d'ondes sont identiques à celle du cours, simplement le courant il est constant et la forme du courant i1 peut être assimilée à un rectangle.

1-2 Nous avons montré dans le cours  $V_s = m \cdot \alpha \cdot E$ . Nous devons retenir pour le calcul comme tension de sortie  $5V + 35\% = 6.75V$ . Cette tension devant être obtenue pour le rapport

cyclique maximal de 0.45, le calcul de m est alors immédiat :  $m = \frac{V_s + 35\%}{\alpha_M \cdot E} = 0,05$

1-3 Dans tous les cas, il est préférable de revenir aux définitions des valeurs moyennes et efficaces pour réaliser le calcul.

Calcul pour le courant  $i_1$  :

$$\bar{i}_1 = \frac{1}{T} \int_0^T i_1(t) \cdot dt = \frac{1}{T} \int_0^{\alpha T} m \cdot I_s \cdot dt = m \cdot \alpha \cdot I_s$$

$$i_{1\text{eff}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i_1^2(t) \cdot dt} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{\alpha T} (m \cdot I_s)^2 \cdot dt} = m \cdot I_s \cdot \sqrt{\alpha}$$

Calcul pour le courant  $i_2$  :

$$\bar{i}_2 = \frac{1}{T} \int_0^T i_2(t) \cdot dt = \frac{1}{T} \int_0^{\alpha T} I_s \cdot dt = \alpha \cdot I_s$$

$$i_{2\text{eff}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i_2^2(t) dt} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{\alpha T} (I_S)^2 dt} = I_S \sqrt{\alpha}$$

Pour le courant  $i_3$ , aucune donnée ne permet de l'évaluer sa valeur. Néanmoins, nous considérons l'intensité  $i_3$  négligeable devant  $i_1$  et  $i_2$ .

Application numérique :

$$\begin{aligned} \bar{i}_1 &= \alpha_M \cdot m \cdot I_S \approx 0.45 \text{ A} & I_1 &= \sqrt{\alpha_M} \cdot m \cdot I_S \approx 0.64 \text{ A} \\ \bar{i}_2 &= \alpha_M \cdot I_S \approx 9 \text{ A} & I_2 &= \sqrt{\alpha_M} \cdot I_S \approx 14 \text{ A} \end{aligned}$$

## 2-1 Détermination de l'expression de S :

- *Nature des conducteurs :*

Si  $e_p = 0.2 \text{ mm}$ , alors la surface maximale d'un conducteur est de  $\pi \cdot e_p^2 = 0.125 \text{ mm}^2$ . Le

courant efficace maximal par conducteur est donc de  $\delta \cdot \pi \cdot e_p^2 = 0.5 \text{ A}$ .

Cette valeur est légèrement inférieure à  $I_1$ , on peut néanmoins penser que l'utilisation d'un fil plein est possible, par contre, il est manifestement nécessaire d'utiliser du fil divisé pour le secondaire.

- *Expression de  $\hat{B}$  et de  $S_F$*

Par définition, pendant la magnétisation,  $E = n_1 \cdot S_F \cdot \frac{dB}{dt}$ . Or pendant la magnétisation, la

croissance de l'induction est linéaire, d'où  $\frac{dB}{dt} = \frac{\hat{B}}{\alpha \cdot T} \Rightarrow \hat{B} = \frac{E \cdot \alpha \cdot T}{n_1 \cdot S_F}$ .

On en tire alors l'expression de  $S_F$  :  $S_F = \frac{E \cdot \alpha}{n_1 \cdot \hat{B} \cdot f}$ . Dans le cas le plus défavorable,

$$S_F = \frac{E \cdot \alpha_M}{n_1 \cdot \hat{B} \cdot f}$$

- *Expression de  $S_B$*

La surface totale du bobinage est la somme de la surface du primaire plus la surface du secondaire.

Pour le primaire,  $S_B = n_1 \frac{I_1}{\delta} K_1$

Pour le secondaire,  $S_B = n_2 \frac{I_2}{\delta} K_2$

Or  $n_1 \cdot I_1 = n_2 \cdot I_2$ , d'où  $S_B = n_1 \frac{I_1}{\delta} (K_1 + K_2)$

- *Expression de  $S_B \cdot S_F$*

$$S_B \cdot S_F = \frac{I_1}{\delta} (K_1 + K_2) \cdot \frac{E \cdot \alpha_M}{\hat{B} \cdot f}$$

Afin de faire apparaître la puissance de sortie de l'alimentation, nous allons exprimer  $S_B \cdot S_F$  en fonction de la puissance absorbée (noté  $P_e$ ), puis nous exprimerons  $P_e$  en fonction de  $P_s$ .

Par définition,  $P_e = \frac{1}{T} \int_0^T v_e(t) i_e(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^T E i_e(t) dt = E \left( \frac{1}{T} \int_0^T i_e(t) dt \right) = E \bar{i}_1$ , or

$\bar{i}_1 = \sqrt{\alpha} I_1$ , d'où  $P_e = E I_1 \sqrt{\alpha}$ . Si l'on reporte dans l'expression de  $S_F S_B$ , on obtient :

$$S_F S_B = \frac{P_e \sqrt{\alpha_M}}{f \cdot \delta \cdot B_M} (K_1 + K_2).$$

$$\text{Or } P_e = \frac{P_s}{\eta}, \text{ d'où } S_F S_B = \frac{P_s \sqrt{\alpha_M}}{\eta \cdot f \cdot \delta \cdot B_M} (K_1 + K_2)$$

2-2 Choix du circuit magnétique:

- *Application numérique.*

L'application numérique ne pose pas de problèmes si l'on pense à convertir la densité de courant de A/mm<sup>2</sup> à A/m<sup>2</sup> :

$$S_F S_B = \frac{P_s \sqrt{\alpha_M}}{\eta \cdot f \cdot \delta \cdot B_M} (K_1 + K_2)$$

$$S_F S_B = \frac{(5.20) \cdot \sqrt{0.45}}{0.8 \cdot 1e5 \cdot 4e6 \cdot 0.15} (2+5)$$

$$S_F S_B = 0.98 \cdot 10^{-8} \text{ m}^4 = 9800 \text{ mm}^4$$

- *Choix du pot :*

$$\text{RM10 : } S_F S_B = 95 * 42 = 3990 \text{ mm}^4$$

$$\text{RM14 : } S_F S_B = 190 * 106 = 20140 \text{ mm}^4$$

Nous retiendrons donc le pot de type RM14, qui est manifestement surdimensionné. Cela se traduira, soit par une fenêtre de bobinage trop grande et donc sous utilisée, soit par une section de circuit magnétique trop grande et donc une induction dans le pot inférieure à 0.15T. Par principe, nous utiliserons le pot à 0.15T, et nous ne remplirons pas la fenêtre de bobinage de cuivre, ce qui est économiquement plus intéressant que de diminuer le champ d'induction magnétique.

- Calcul de  $n_1$  et  $n_2$ .

Le calcul de  $n_1$  peut se faire à partir de l'expression de  $\hat{B}$  :  $\hat{B} = \frac{E \cdot \alpha \cdot T}{n_1 \cdot S_F} \leq 0.15$ .

$$\text{On en déduit } n_1 = \frac{E \cdot \alpha \cdot T}{\hat{B} \cdot S_F} \geq \frac{300 \cdot 0.45 \cdot 1e-5}{0.15 \cdot 190e-6} = 47.36 \text{ et } n_2 = m \cdot n_1 \geq 2.36.$$

Nous retiendrons donc 60 spires au primaire, 3 spires au secondaire.

3-1 De 0 à  $\alpha T$ ,  $U_L = V_2 - V_s = m \cdot E - m \cdot \alpha \cdot E = m E (1 - \alpha) = C^{te}$

La tension  $U_L$  étant constante, on peut remplacer l'expression de la dérivée du courant par le rapport de la variation du courant sur le temps, soit  $\frac{di_L}{dt} = \frac{\Delta i_L}{\Delta t} = \frac{\Delta i_L}{\alpha \cdot T}$ .

$$\text{On en déduit alors : } U_L = m \cdot E \cdot (1 - \alpha) = L_s \cdot \frac{\Delta i_L}{\alpha \cdot T} \text{ d'où } \Delta i_L = \frac{m \cdot E \cdot (1 - \alpha) \cdot \alpha}{f \cdot L_s}$$

Cette expression est maximale pour  $\alpha=0.5$ , nous retiendrons donc comme cas le plus défavorable  $\alpha=\alpha_M$ .

3-2 si  $\Delta I_L = I_{smax} * 10\% = 2A$ , alors  $L_s = \frac{m.E}{\Delta i_L.f} \cdot \alpha_M(1 - \alpha_M) = 18.5\mu H$

3-3

- Expression de  $S_F$  :

$$\Phi_{Max} = n.S_F.\hat{B} = L_S.i_{Lmax} \text{ or } i_{max} = I_S + \frac{\Delta i_L}{2} = I_S \left(1 + \frac{k}{2}\right) \Rightarrow S_F = \frac{L_S \left(1 + \frac{k}{2}\right)}{n\hat{B}} . I_S$$

- Expression de  $S_B$  :  $S_B = K.n \frac{I_S}{\delta}$

- Expression de  $S_B S_F$  :  $S_F S_B = K.n \frac{I_S}{\delta} \cdot \frac{L_S \left(1 + \frac{k}{2}\right)}{n.B_M} . I_S = 1,62.10^{-8} m^4 = 16200mm^4$

- Choix du pot : RM 14

- Nombre de spires :  $n = \frac{S_b.\delta}{K_b.i} = 8$  spires

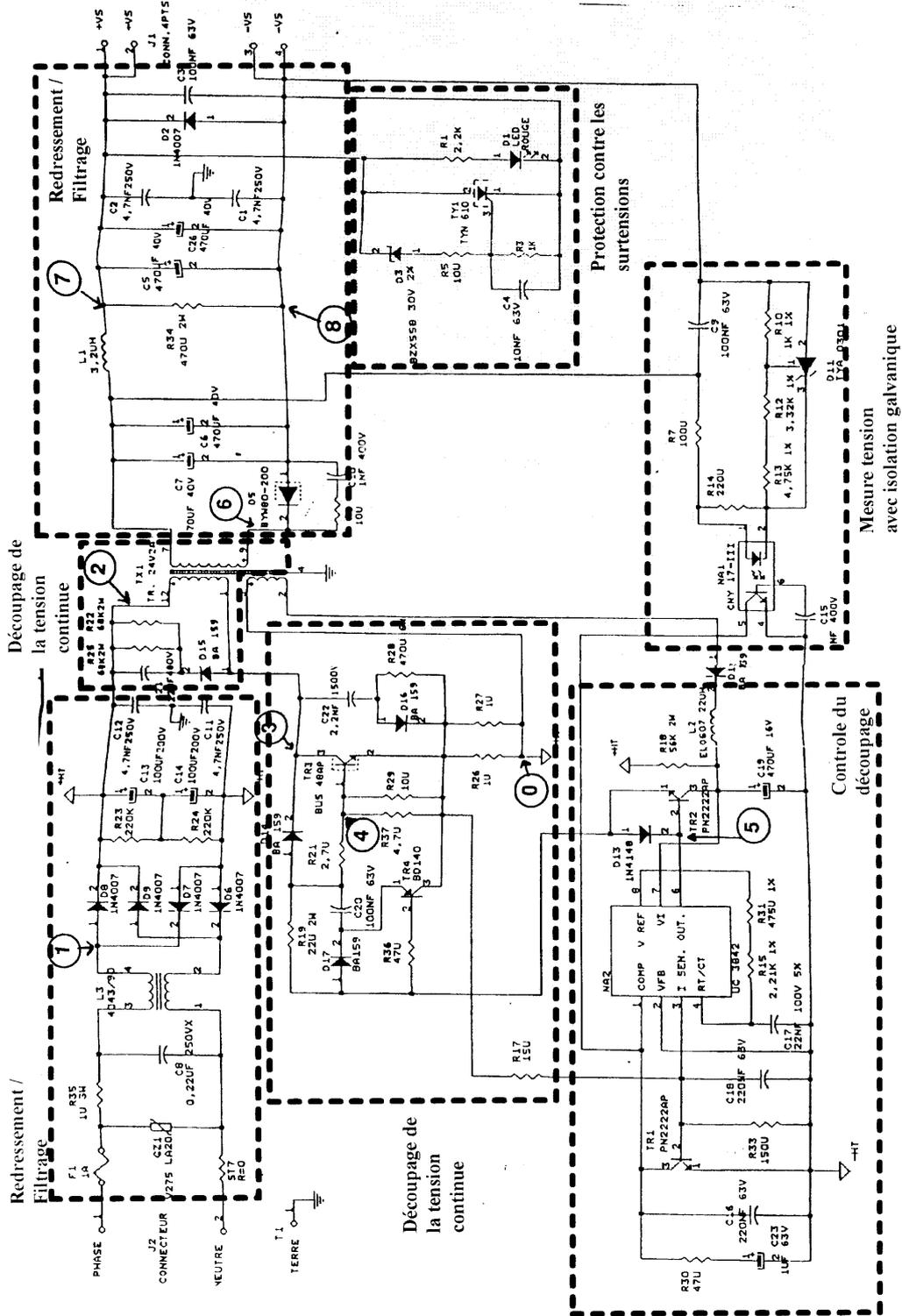
- Entrefer :  $e = \frac{n^2.\mu_0.S_f}{L} = \frac{8^2.4.\pi.10^{-7}.190.10^{-6}}{18,5.10^{-6}} = 0,8.10^{-3} m$

4 Il suffit de remplacer  $\Delta I_L$  par son expression  $\Delta V_s = \frac{\Delta I_L}{8.f.C_s}$ . On obtient alors

$$\Delta V_s = \frac{\Delta I_L}{8.f.C_s} = \frac{m.E}{8.f^2.L_s.C_s} \cdot \alpha(1 - \alpha), \text{ d'où la valeur de } C_s = 50\mu F.$$

## 5.2 Analyse fonctionnelle et structurelle d'une alimentation FLYBACK industrielle.

1



2 (A partir de la documentation constructeur)

- Bloc redressement / filtrage réseau.

*“La résistance R2 limite l'appel de courant dû à la charge des condensateurs lors de la mise sous tension.*

*GZI : ecrêteur de puissance de type vahstance à oxyde métallique (Métal Oxyde Vahstor, MOV). Protège l'alimentation contre les surtensions supérieures à 275 V provenant de l'extérieur.*

*Les perturbations émises ou reçues sont filtrées par les condensateurs C8, C11, C12 et les inductances L2 (L2 est un composant utilisé en télévision).*

*Les condensateurs C13 et C14 servent de réservoir d'énergie.”*

- Transfert d'énergie

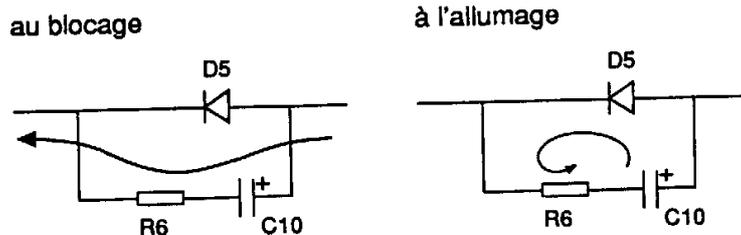
*“Le circuit RCD aux bornes de l'enroulement primaire protège le transistor en limitant l'excursion en tension due à la self de fuite du transformateur lorsque le transistor se bloque. ”*

En effet, le couplage entre les deux enroulements de l'inductance n'étant pas parfait, il existe une petite inductance de fuite primaire représentative du flux vu par l'enroulement primaire qui n'est pas vu par l'enroulement secondaire. La part de courant magnétisant correspondant à ce flux ne peut donc être transféré à l'enroulement secondaire lors du blocage du transistor. Il apparaît alors aux bornes de cette inductance

de fuite une surtension  $l_f \cdot \frac{di}{dt}$

- Bloc redressement / filtrage secondaire.

*“ R6 et C10 permettent de ralentir la montée en tension aux bornes de la diode lors du blocage du transistor. ”*



*“ Les condensateurs de sortie C4, C5, C6, C7, doivent maintenir la tension de sortie dans une plage de tolérance spécifiée pendant le temps de conduction du transistor.*

*La protection contre les surtensions d'origine externe est réalisée par le système CROW-BAR : le thyristor TY1 @YN610de THOMSON) est commandé par une diode zener de précision qui est passante pour une tension supérieure à 30 V.*

*L1 est une self de lissage des pointes de courant.*

*La résistance R4 est calculée de telle sorte que l'alimenta par le 2 .st de courat.*

*Le sorti4 esfiltruléen1hauintefrul e qtans51 paC1C6,2 et C3 V.*

- Bloc mesure tension avec isolation galvanique

“Le retour d'information s'effectue par l'intermédiaire d'un photocoupleur NAI de type CNY17 III qui assure l'isolation entre primaire et secondaire. Ce circuit fonctionne en mode linéaire. La broche 2 de ce circuit est mise à un potentiel de référence par l'utilisation de la diode D4, zener programmable MOTOROLA TL431 triée à + 2,5 %, renommée TYA0301 par le fabricant. ”

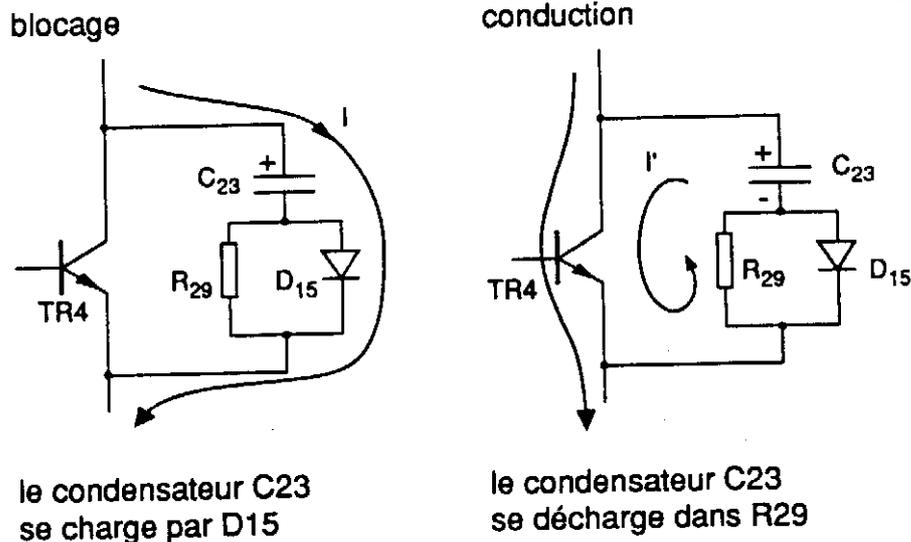
- Bloc découpage de la tension continue

“ Le transistor de découpage TR4 est donc un BUS48AP (MOTOROLA). Il est maintenu en quasi-saturation pendant toute la phase de conduction grâce à la diode D13 qui évacue le surplus de courant de base :

- à l'allumage il reçoit une impulsion d'environ 1A car la diode D12 et le condensateur C21 se comportent pendant un court instant comme un court-circuit. C21 se charge et le courant de base passe par R27.

- à l'extinction C21 crée par l'intermédiaire du transistor TR3 (PNP) un Vbe négatif sur TR4 et en améliore ainsi le blocage.

Le circuit d'aide à la commutation R29, C23, D15 retarde lors de l'extinction de TR4 la montée en tension par rapport à la descente en courant. ”



“Les résistances R25 et R26 servent de prise de tension pour la détection d'un court-circuit au secondaire, le courant les traversant étant une image du courant secondaire.”