

# Les alimentations à découpage.

**S.M.P.S.** : Switched-Mode Power Supplies

Leur intérêt :

1. Elles mettent en jeu un commutateur idéal en 1<sup>ère</sup> approximation et des composants passifs presque sans pertes (C, L) => le rendement est proche de 100%.

*Conséquences :*

→ diminution de la température interne, donc plus de fiabilité.

→ économie ou augmentation de la durée de vie des piles pour le matériel portable.

*Rappel:*

Un régulateur linéaire classique dissipe  $P = (V_e - V_s) \cdot I_s$

2. 2<sup>ème</sup> avantage : diminution du volume et donc du poids. (Transformateur 50Hz remplacé par un transfo. HF au noyau en ferrite)

**Plan de l'étude :**

**I - Alimentation "flyback".**

1. Principe. Rappel des autres configurations.
2. Fonctionnement discontinu.
3. Utilisation d'un transformateur HF.
4. Tension vue par le transistor au blocage.
5. Ordre de grandeur du condensateur de sortie.
6. Ordre de grandeur du condensateur de filtrage amont.
7. Commutateur 220V/50Hz, 117V/60Hz.
8. Attention !, ne pas confondre "flyback" et "forward converter"

**II - Calcul d'une inductance de lissage.**

1. Mise en équation.
2. Valeur de l'entrefer.
3. Formule des  $LI^2$

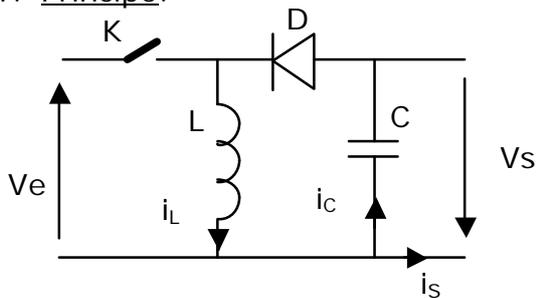
**III - Détermination du transformateur HF pour une alimentation "flyback"**

1. Formule de Boucherot dans le cas d'un signal carré.
2. Relation entre la puissance et le volume du circuit magnétique.
3. Valeur de l'entrefer.
4. Volume du transformateur lorsque la fréquence augmente.

**IV - Devoir de synthèse : alimentation "flyback" utilisant le TDA1060.**

**I- Alimentation "flyback".** → "volant sur le dos", car  $V_s$  est inversée p.r. à  $V_e$

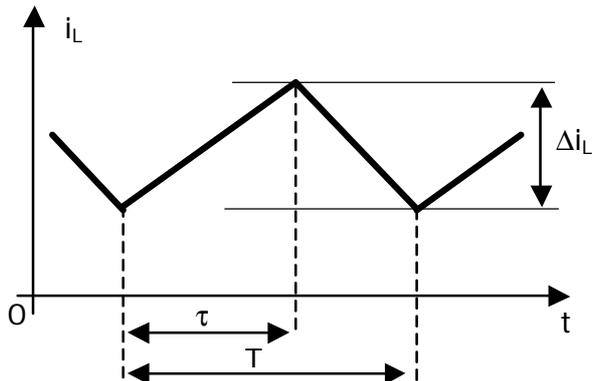
1. Principe.



C est suffisamment grand pour maintenir une tension constante à ses bornes.

K fermé, D bloquée :  $i_L$  croît linéairement avec une pente égale à  $V_e/L$ .

K ouvert, D conduit :  $i_L$  décroît linéairement avec une pente égale à  $-V_s/L$ .



Par le calcul de  $\Delta i_L$  :

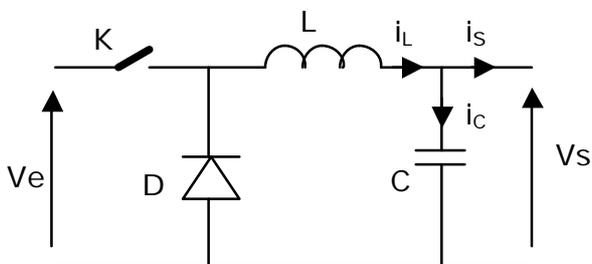
$$\frac{v_s}{v_e} = \frac{\tau / T}{1 - \tau / T}$$

forme  $x = \frac{x}{1 - x}$  pour  $x \in [0, 1]$

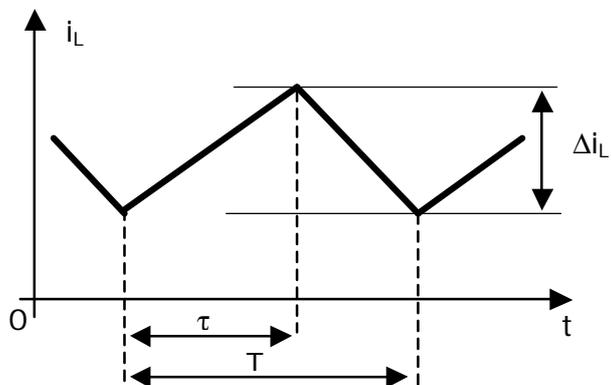
montrer que pour  $\tau/T < 0,5$  , le fonctionnement est abaisseur, et pour  $\tau/T > 0,5$ , élévateur.

Autres configurations :

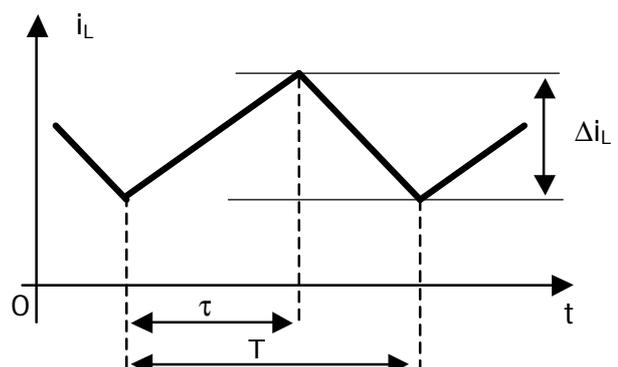
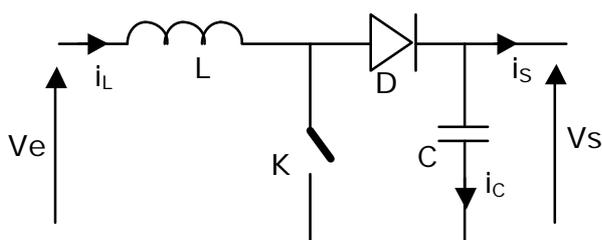
Le "**hacheur**" ou "buck converter" (to make a fast buck: gagner facilement du fric, d'après Bibliorum : économie par augmentation du rendement ?)



Expliquer le fonctionnement ; en déduire la pente de  $i_L$  lorsque K est fermé (durée :  $\tau$ ) puis lorsque K est ouvert. Montrer que  $V_s/V_e = \tau/T$



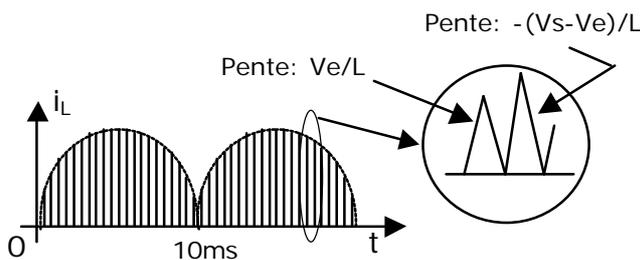
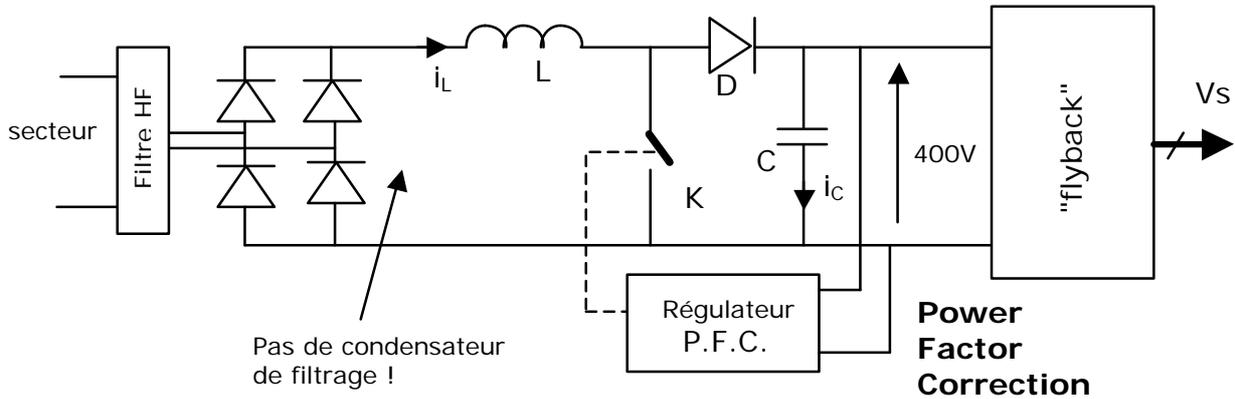
Le montage élévateur ou "**boost converter**" (to boost : accroître, renforcer)



Expliquer le fonctionnement ; en déduire la pente de  $i_L$  lorsque K est fermé (durée :  $\tau$ ) puis lorsque K est ouvert. Montrer que :

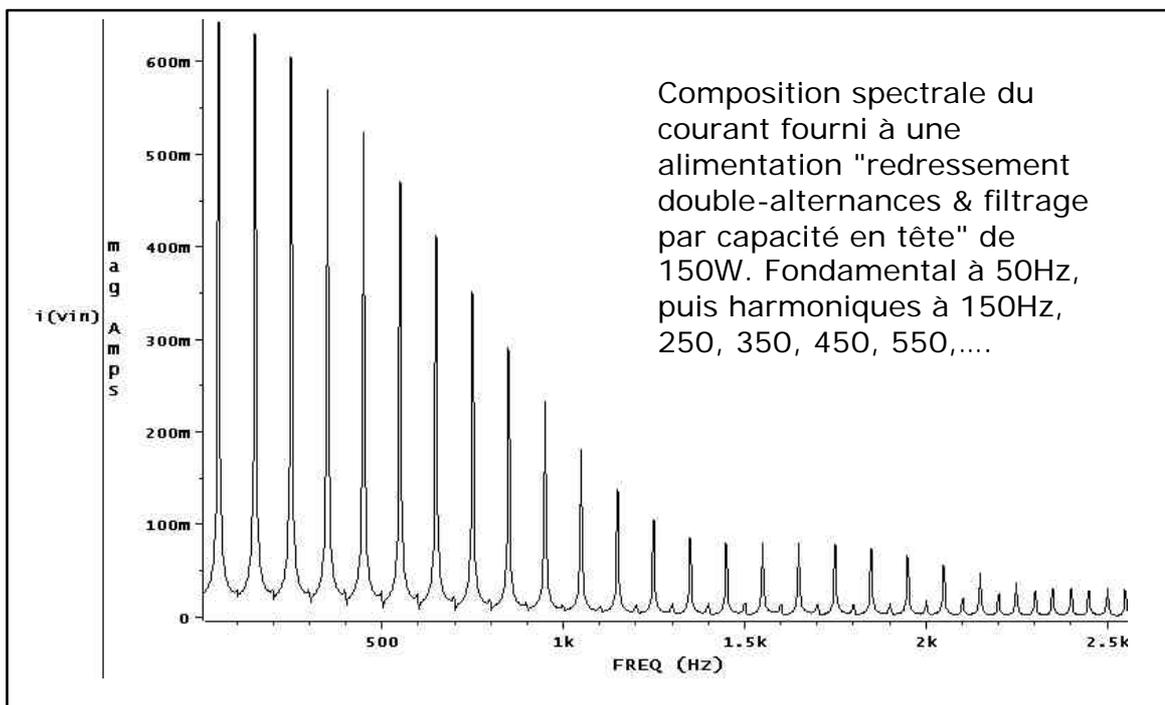
$$\frac{v_s}{v_e} = \frac{1}{1 - \tau/T} \text{ forme } y = 1/(1-x), \text{ tracer } y \text{ pour } x \in [0,1]$$

Cette alimentation génère moins de parasites car le courant d'entrée correspond à  $i_L$ . Ce montage est utilisé pour relever le facteur de puissance des alimentations "flyback" et "buck".



Le filtrage "capacité en tête" ne génère pas de bruit HF (rien au-dessus de 5kHz). Les harmoniques provoquent l'échauffement du compteur mais ne le font pas tourner !

C'est pour satisfaire aux exigences du distributeur d'énergie que le pré-régulateur PFC doit être installé. L'élevateur **décale** les harmoniques vers des fréquences plus élevées où il est plus facile de les filtrer.



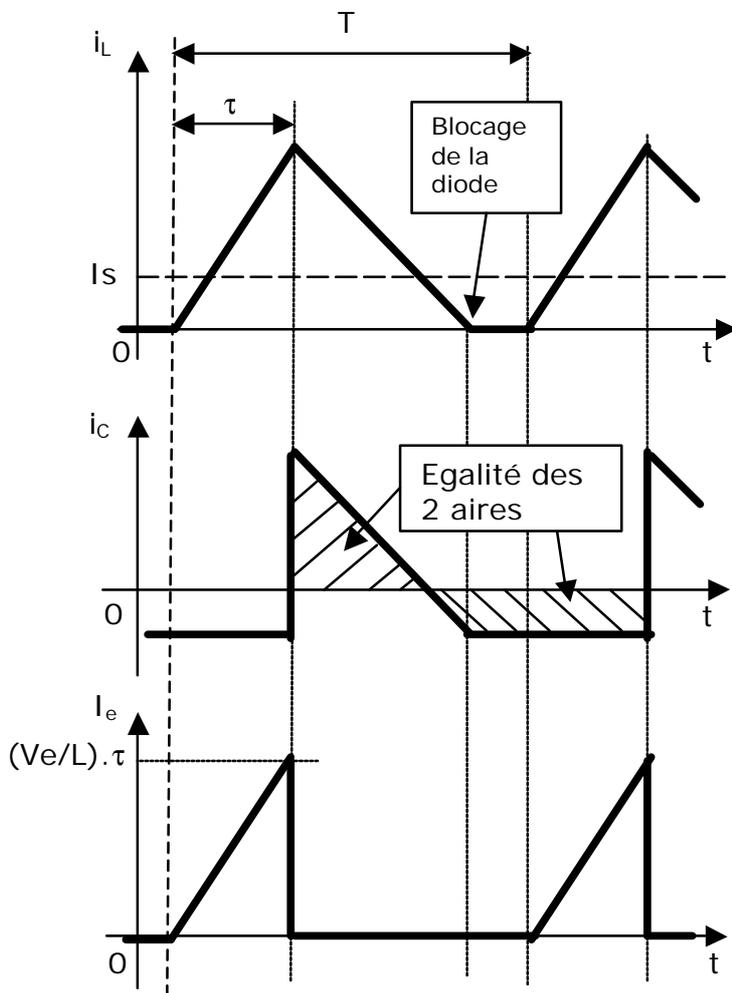
**Remarques :**

- | Le "hacheur" est un convertisseur **direct** : l'énergie de la source passe vers la sortie lorsque K est fermé ; L et C ne sont pas indispensables si la charge tolère une commande en tout ou rien (moteur dont l'inertie est grande devant T par exemple).
- | Les montages "flyback" et élévateur sont des convertisseurs à accumulation : lorsque K est fermé, une inductance stocke l'énergie, la charge étant déconnectée de la source. Lorsque K est ouvert, l'énergie emmagasinée dans L est transférée dans la charge. L est indispensable comme réservoir d'énergie (L'énergie est stockée dans l'entrefer : déformation du vide inter-atomes)

**I - Alimentation "flyback".**

2. Fonctionnement discontinu.

Chronogrammes :



Le raisonnement établi pour le calcul de  $V_s/V_e$  lors du fonctionnement continu n'est plus valable car la durée pendant laquelle l'inductance libère son énergie n'est plus égale à  $(T-\tau)$ . En 1<sup>ère</sup> approximation, le rendement peut être considéré comme égal à 100% aussi :  
 Puissance fournie = puissance dissipée dans la charge.  
 Puissance fournie =  $V_e \cdot I_{emoy}$   
 Puissance utile =  $V_s \cdot I_s$   
 Surface du triangle =  $(V_e \cdot \tau^2) / (2 \cdot L)$   
 $\Rightarrow I_{emoy} = (V_e \cdot \tau^2) / (2 \cdot L \cdot T)$   
 d'où :  $(V_e^2 \cdot \tau^2) / (2 \cdot L \cdot T) = V_s \cdot I_s$

après arrangement :

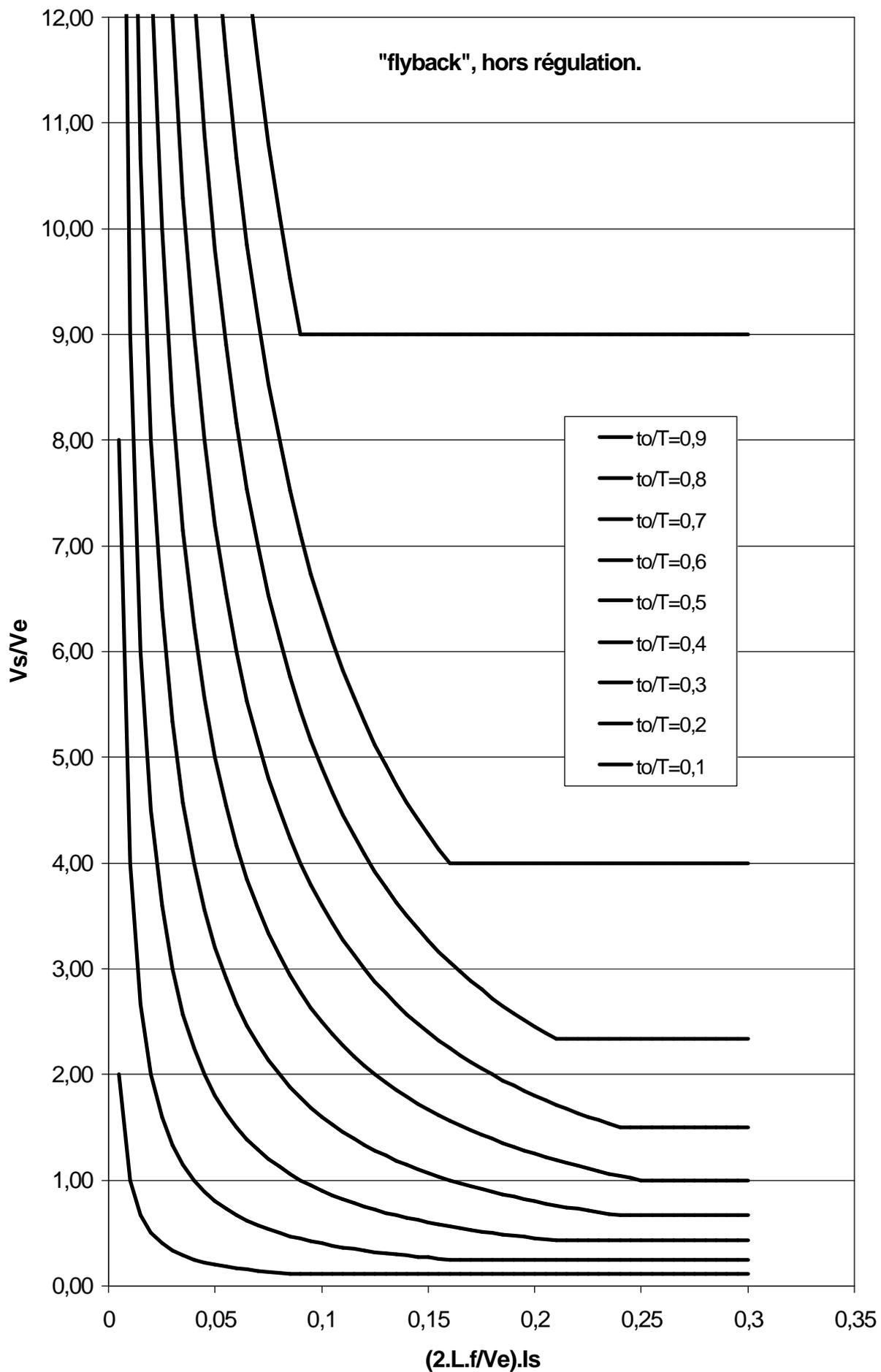
$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{(\tau/T)^2}{\frac{2 \cdot L \cdot f}{V_e} \cdot I_s}$$

où  $f = 1/T$  ; forme  $y = a/x$  : hyperbole

Limite de la conduction continue-discontinue :

A la limite, on a : 
$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{\tau/T}{1-\tau/T} = \frac{V_e \cdot T}{2 \cdot L \cdot I_s} \cdot (\tau/T)^2$$

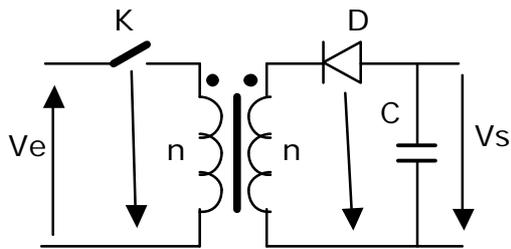
Comme :  $\tau/T = \frac{V_s/V_e}{1 + V_s/V_e}$  , on en déduit : 
$$\frac{2 \cdot L \cdot f}{V_e} \cdot I_s = \frac{V_s/V_e}{(1 + V_s/V_e)^2}$$



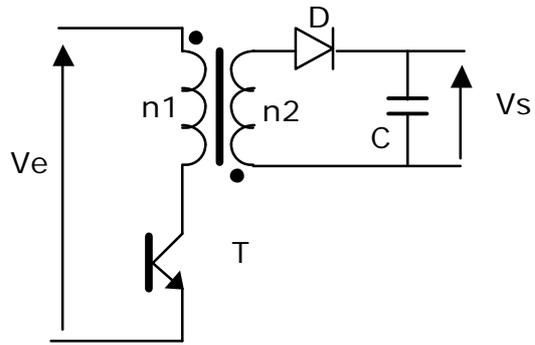
Si l'opto-coupleur réalisant l'isolement galvanique dans la boucle de contre-réaction est H.S., attention au premier réflexe qui est de penser que le moindre mal réside dans le fonctionnement à vide ;  $I_s = 0 \Rightarrow V_s \rightarrow \infty$ , ce qui entraîne le claquage du transistor hacheur. **Pas de fonctionnement en boucle ouverte sans charge nominale.**

I - Alimentation "flyback".

3. Utilisation d'un transformateur HF.



K et D peuvent être déplacés. Le transformateur HF assure l'isolement galvanique, mais c'est surtout une inductance à 2 enroulements : l'énergie est stockée par l'enroulement primaire, libérée par l'enroulement secondaire.

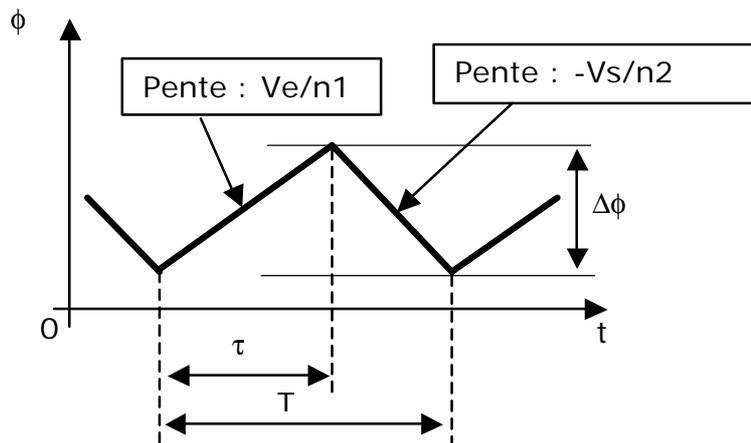


L'interrupteur K est réalisé par un transistor. Les 2 enroulements peuvent être différents pour bénéficier du rapport de transformation.

Le courant dans l'inductance n'est plus une constante du dispositif. **C'est le flux qui ne subit pas de discontinuité.**

$$\Delta\Phi = \frac{V_e}{n_1} \cdot \tau = \frac{V_s}{n_2} \cdot (T - \tau)$$

$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{n_2}{n_1} \cdot \frac{\tau/T}{1 - \tau/T}$$



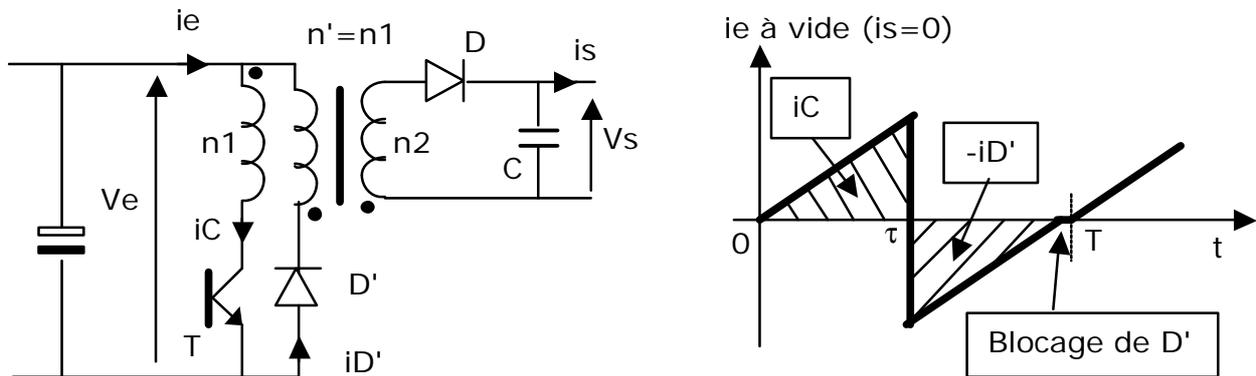
Application numérique :

$V_e=300V$ ,  $V_s=5V$ ,  $f=20kHz$ , sans transformateur HF, on trouve  $\tau=0.83\mu s$  alors que la période est de  $50\mu s$ .

**Le transfo. HF permet une optimisation du rapport cyclique autour de 50%, ce qui entraîne moins de pertes par commutation et un taux d'harmoniques moins élevé, et assure l'isolement galvanique.**

Utilité d'un enroulement de démagnétisation :

On a vu précédemment que la diminution de  $I_s$  provoque l'augmentation de  $V_s$  lorsque commence le fonctionnement discontinu.



$t/T$  doit être inférieure à 50% pour assurer la démagnétisation complète du circuit magnétique.

Lorsque  $V_s.(n1/n2)$  atteint  $(V_e + V_{D'})$ , l'enroulement de démagnétisation renvoie de l'énergie vers la source (condensateur de filtrage amont).  $V_s$  ne dépasse pas  $V_e.(n2/n1)$ .

En régime continu, ( $D'$  toujours bloquée) :  $\frac{V_s}{V_e} = \frac{n2}{n1} \cdot \frac{\tau/T}{1 - \tau/T}$

En régime discontinu, la conduction de  $D'$  fait que  $V_s/V_e = n2/n1$

Si on prend  $\tau/T$  peu différent de 50%,  $V_s/V_e$  reste peu différent de  $n2/n1$  quel que soit  $I_s$ ; les premières alimentations à découpage fonctionnaient ainsi, un enroulement supplémentaire placé dans la base du transistor faisait fonctionner celui-ci en oscillateur.

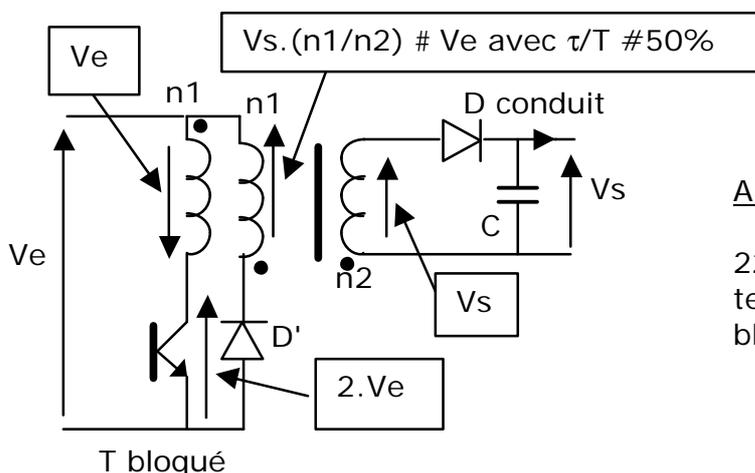
Discussion sur l'intérêt actuel de cet enroulement de démagnétisation :

Actuellement, les schémas sont rendus compacts par l'emploi de circuit intégré; il n'y a plus de mise au point en boucle ouverte.

La régulation module le rapport cyclique et empêche le fonctionnement de l'enroulement de démagnétisation qui peut par conséquent être supprimé. Cela conduit à un transformateur HF plus simple et plus petit. (Le maintenir n'est qu'un élément de sécurité dans le cas d'un fonctionnement en boucle ouverte).

I- Alimentation "flyback".

4. Tension vue par le transistor au blocage.



Application numérique:

220Veff. => #300V crête, la tension vue par le transistor bloqué est de 600V

I- Alimentation "flyback".

5. Ordre de grandeur du condensateur de sortie.

Schéma sans transformateur HF :

Pendant la fermeture de K, le condensateur fournit Is; au bout de τ, la chute de tension est V<sub>ond. crête-crête</sub>. On a ΔQ= I.Δt=C.ΔV, d'où Is.τ= C.V<sub>ond. crête-crête</sub> ⇒ C= Is.τ/V<sub>ond. crête-crête</sub>  
 Or Vs/Ve = τ/(T-τ) [fonctionnement à charge nominale, τ/T#50%], on déduit :

$$\tau = (Vs.T)/(Ve + Vs), \text{ et donc : } C = \frac{P}{(Ve + Vs).f.v_{ond.c.c.}} \text{ où } P = Vs.Is \text{ et } f=1/T$$

Avec transformateur HF :

$$Vs/Ve = (n2/n1).(\tau/(T-\tau)) \Rightarrow \frac{Vs}{\left(Ve \cdot \frac{n2}{n1}\right)} = \frac{\tau}{T - \tau}, \text{ on remplace dans la formule précédente}$$

$$Ve \text{ par } Ve.(n2/n1) \text{ ce qui donne : } C = \frac{P}{\left(\frac{n2}{n1}.Ve + Vs\right).f.v_{ond.c.c.}}$$

*Remarque :* la résistance série du condensateur augmente et modifie la forme de l'ondulation de la tension de sortie. Il faudra choisir des condensateurs à faible ESR et ne pas hésiter à augmenter la tension de service.

I- Alimentation "flyback".

6. Ordre de grandeur du condensateur de filtrage amont.

C'est du filtrage par "capacité en tête". Le condensateur réservoir fournit l'énergie à l'alimentation à découpage pendant un temps peu différent de T/2 c'est à dire 10ms. La chute de tension ne doit pas excéder 5% (ordre de grandeur).

On a: ΔQ= I.Δt=C.ΔV avec I= P/V où P est la puissance de l'alimentation, V#300V, Δt=10ms, ΔV= (5/100).300V. On en déduit, en arrondissant un peu, une formule pratique :

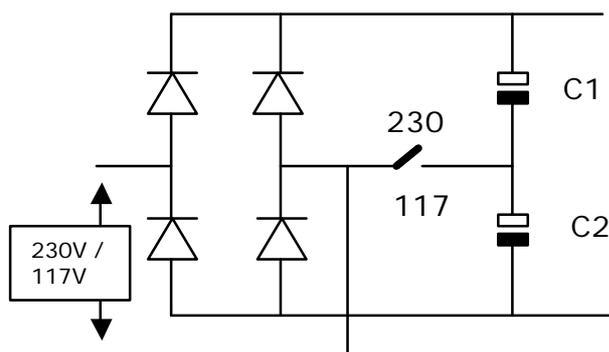
**C=2.P**

C en μF et P en W

exemple: P=50W , C=100μF → on trouve une valeur beaucoup plus faible que les condensateurs de filtrage des alimentations classiques car la tension est beaucoup plus élevée et Q=C.U.

I- Alimentation "flyback".

7. Commutateur 220V/50Hz, 117V/60Hz.



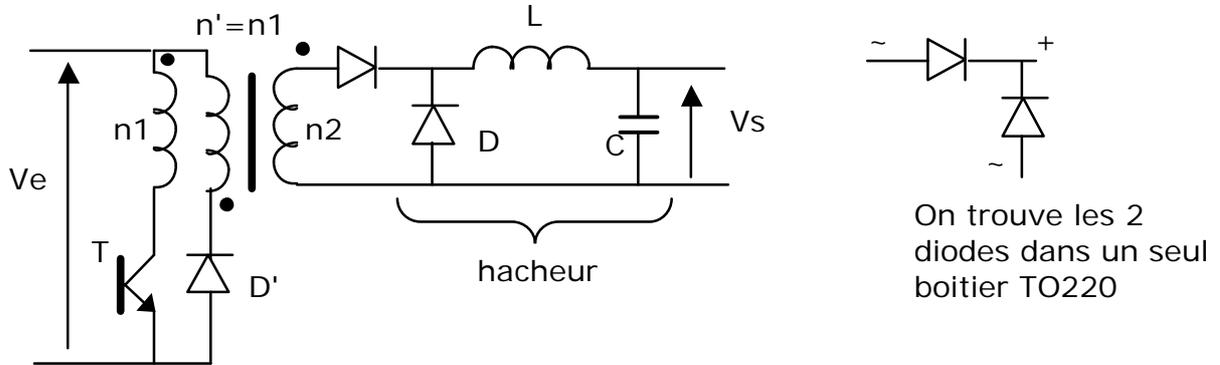
Position 230V : on retrouve le schéma classique avec C1 et C2 en série. Comme C1=C2 = C, le condensateur équivalent est égal à C/2; la tension de service est divisée par 2; 2 résistances égales, de forte valeur, peuvent être placées en parallèle pour équilibrer les tensions.

Position 117V : en redessinant le schéma, on exhume le doubleur Latour.  
(En profiter pour se remémorer le doubleur Schenkel)

**I- Alimentation "flyback".**

8. Attention !, ne pas confondre "flyback" et "forward converter"

Schéma du "forward converter" :



C'est un hacheur ayant un transformateur HF (sans entrefer !) dans l'entrée pour l'isolement galvanique et pour optimiser le rapport cyclique.

L'inductance L est une inductance de stockage (entrefer) ; son volume est aussi important que celui du transformateur HF.

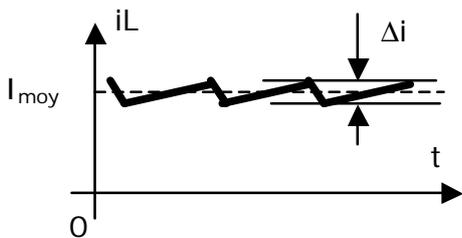
L'enroulement de démagnétisation occupe très peu de place dans la fenêtre cuivre du transformateur HF.

Ne pas confondre le transformateur et l'inductance avec les filtres anti-harmoniques souvent sur-dimensionnés pour les alimentations de faible puissance.

**II- Calcul d'une inductance de lissage.**

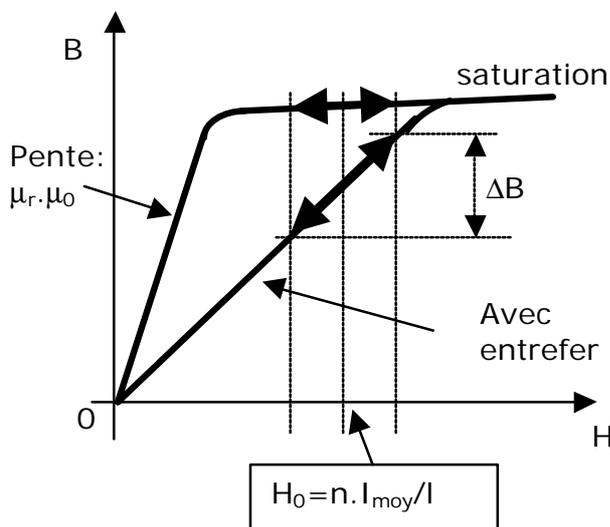
1. Mise en équation.

Forme du courant :



Pour une inductance de lissage, l'ondulation crête-crête du courant est d'environ 10% de la valeur moyenne du courant aussi, on peut confondre en 1<sup>ère</sup> approximation  $I_{max}$ ,  $I_{moy}$ ,  $I_{eff}$ .

$I_{moy}$  crée une polarisation magnétique : **un entrefer est indispensable.**

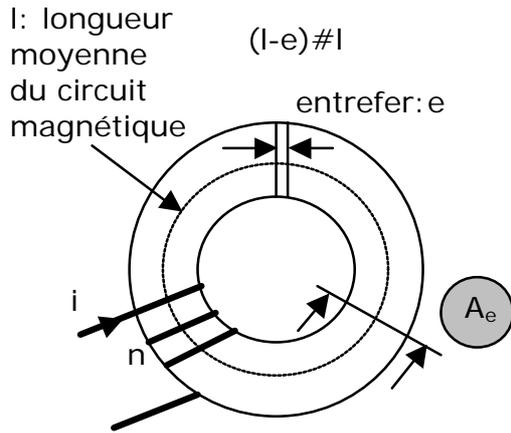


- B: champ magnétique en T.
- H: excitation magnétique en A/m.
- $\Phi$ : flux en Wb.
- n: nombre de spires.
- $\Delta\Phi = A_e \cdot \Delta B$ .
- $A_e$ : aire de la section du noyau magnétique.

Formule de L:

$|e| = n \cdot \Delta\Phi / \Delta t = n \cdot (\Delta\Phi / \Delta i) \cdot (\Delta i / \Delta t) = L \cdot \Delta i / \Delta t$   
 $L = n \cdot \Delta\Phi / \Delta i$  ; comme  $B = f(H)$  est linéaire hors saturation, on a :

$$L = n \cdot A_e \cdot B_{max} / I_{max}$$



$\mu_0$ : perméabilité magnétique du vide,  $4.\pi.10^{-7}$   
 $\mu_r$ : perméabilité relative.

Théorème d'Ampère:  $\sum n.i = \sum H.l$   
 $n.i = B.e/\mu_0 + B.l/(\mu_0.\mu_r)$ , en remplaçant i dans  $L(B,i)$  :

$$L = \frac{n^2.\mu_0.A_e}{e + \frac{l}{\mu_r}}$$

Si  $e \gg l/\mu_r$ , L est inversement proportionnelle à e: indépendance vis à vis de la nature du matériau.

Les constructeurs donnent :  $A_L = L/n^2$

## II- Calcul d'une inductance de lissage.

### 2. Valeur de l'entrefer.

Comme  $n.i = B.e/\mu_0 + B.l/(\mu_0.\mu_r)$ , on a:

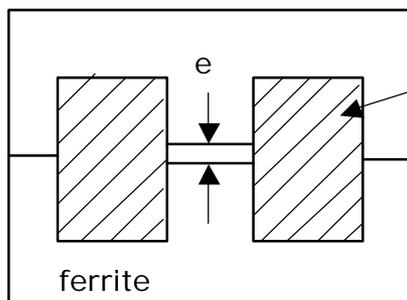
$$e = \frac{\mu_0.n.I_{max}}{B_{max}} - \frac{l}{\mu_r}$$

### 3. Formule des $LI^2$ : dimensions d'une inductance de lissage.

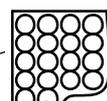
$L.I^2 = n.A_e.B_{max}.I$  avec  $I = J.s$  où J est la densité de courant et s la section du fil.

Rappel:  $I_{eff} \neq I_{moy} \neq I_{max}$ , noté I

### Coupe d'une inductance de lissage:



$A_c$  : aire de la fenêtre cuivre

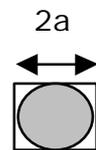


s: section du conducteur

L'entrefer est placé de préférence sur la jambe centrale pour limiter le flux de fuite et le rayonnement.

$s = f_{cu}.A_c/n$  où  $f_{cu}$  est le facteur de remplissage

Valeur de  $f_{cu}$  : aire du cercle divisé par l'aire du carré; on multiplie par 0.9 pour tenir compte de l'émail, d'où  $f_{cu} = 0.7$



On remplace s dans la formule de  $LI^2$  et on obtient :

$$L.I^2 = f_{cu}.J.B_{max}.A_e.A_c$$

Unités S.I. ou:

L en  $\mu H$

I en A

J en  $A/mm^2$

B en T

$A_e$  et  $A_c$  en  $mm^2$

Remarque: sans la valeur du courant, la valeur de L ne signifie rien.

Annexe 1: J est lié à l'échauffement; puissance Joule =  $r \cdot I_{\text{eff}}^2$   
 $r = \rho \cdot l/s$  où  $\rho$  est la résistivité du cuivre ( $2 \cdot 10^{-8} \Omega \cdot m$ )  
d'où :  $P = \rho \cdot J^2 \cdot \text{volume}_{\text{cuivre}}$

La valeur de J est choisie pour une élévation de température donnée :  
usage professionnel :  $J = 3 \text{ A/mm}^2$   
usage grand-public :  $J = 5 \text{ A/mm}^2$

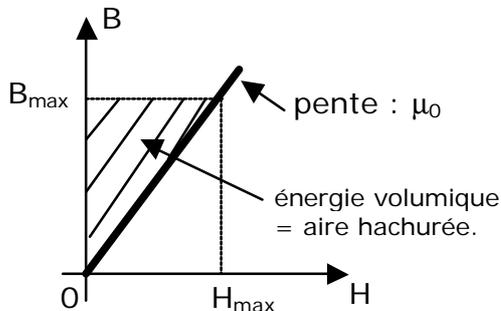
Annexe 2: On a :  $e \neq \mu_0 \cdot n \cdot I_{\text{max}} / B_{\text{max}}$  si  $e \gg l/\mu_r$

*Attention !, la condition ( $e \gg l/\mu_r$ ) n'est pas systématiquement réalisée pour les alimentations de faible puissance.*

$$L = n \cdot A_e \cdot B_{\text{max}} / I_{\text{max}} \quad \text{d'où : } n = L \cdot I_{\text{max}} / (A_e \cdot B_{\text{max}}) \quad , \quad \text{et donc : } e = \frac{\mu_0 \cdot L \cdot I_{\text{max}}^2}{A_e \cdot B_{\text{max}}^2}$$

$$\text{Volume de l'entrefer} = A_e \cdot e = \frac{\frac{1}{2} \cdot L \cdot I_{\text{max}}^2}{\frac{1}{2} \cdot B_{\text{max}} \cdot \frac{B_{\text{max}}}{\mu_0}}$$

Le dénominateur est égal à l'énergie stockée divisée par le volume de l'entrefer; il est appelé énergie volumique.



Volume de l'entrefer =  
énergie stockée / énergie volumique.

Application numérique :

Soit un pot PM 22x13, matériau T10 :  $A_e = 63 \text{ mm}^2$ ,  $A_c = 23 \text{ mm}^2$ ,  $\mu_r = 2500$ ,  $l = 31.6 \text{ mm}$ ,  
entrefer sur jambe centrale : 12/100.  
On prend  $B_{\text{max}} = 0.3 \text{ T}$ ,  $J = 5 \text{ A/mm}^2$ ,  $f_{\text{cu}} = 0.7$   
Détermination complète de L pour  $I_{\text{max}} = 1.5 \text{ A}$ .

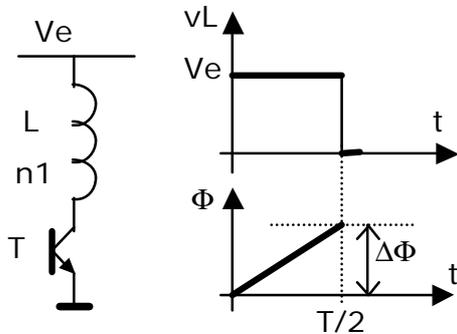
La formule des  $L \cdot I^2$  donne pour  $I = 1.5 \text{ A}$  :  $L = 676 \mu\text{H}$   
 $n = 53$  spires, diamètre du fil : 60/100  
entrefer total = 0.32mm ( $l/\mu_r$  n'est pas négligé), il faut donc ajouter une rondelle de 1/10  
Attention, l'ajout d'une rondelle crée 2 entrefers : sur la jambe centrale et en périphérie.

Remarque : si le bobinage est effectué à la main, le coefficient  $f_{\text{cu}} = 0.7$  est impossible à tenir.

### III- Détermination du transformateur HF pour une alimentation "flyback"

$t/T$  doit être inférieur à 50% pour assurer la démagnétisation complète du noyau magnétique.  $t/T$  doit être proche de 50% pour un choix optimal du transistor et pour limiter les harmoniques. A puissance nominale,  $t/T$  peut être pris égal à 0.5.

#### 1. Formule de Boucherot dans le cas d'un signal carré.



T saturé :  $V_e$  aux bornes de l'enroulement

$$V_e = n_1 \cdot d\Phi/dt = n_1 \cdot \Delta\Phi / (T/2) \text{ et } \Delta\Phi = A_e \cdot B_{\max}$$

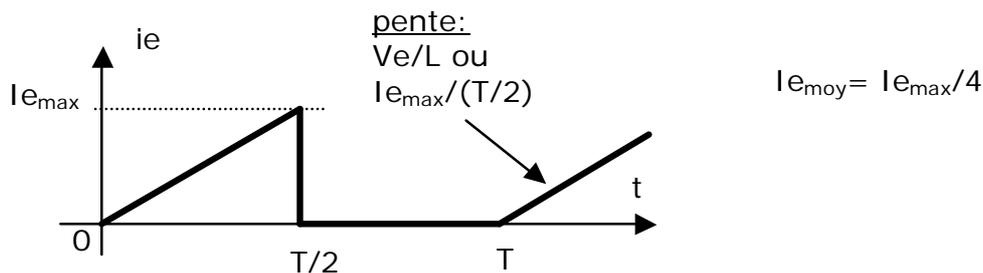
$$V_e = 2 \cdot n_1 \cdot f \cdot A_e \cdot B_{\max}$$

où  $f = 1/T$

#### 2. Relation entre la puissance et les dimensions du circuit magnétique.

$$P = V_e \cdot I_{e_{\text{moy}}} = 2 \cdot n_1 \cdot f \cdot A_e \cdot B_{\max} \cdot I_{e_{\text{moy}}}$$

Forme du courant :



Pour introduire la densité de courant, il faut trouver la relation entre  $I_{e_{\text{eff}}}$  et  $I_{e_{\text{max}}}$  car  $J \cdot s = I_{e_{\text{eff}}}$

$$I_{e_{\text{eff}}}^2 = \frac{1}{T} \cdot \int_0^{T/2} \left( \frac{2 \cdot I_{e_{\text{max}}}}{T} \cdot t \right)^2 \cdot dt \quad \text{d'où : } I_{e_{\text{max}}} = I_{e_{\text{eff}}} \cdot \sqrt{6}$$

donc  $P = (\sqrt{6}/2) \cdot n_1 \cdot f \cdot A_e \cdot B_{\max} \cdot I_{e_{\text{eff}}}$  où  $I_{e_{\text{eff}}} = J \cdot s$

Avec un enroulement de démagnétisation:

Le primaire occupe un tiers de la fenêtre cuivre d'où :  $s \cdot n_1 = A_c \cdot f_{cu} / 3$

$$P = 0,41 \cdot f_{cu} \cdot f \cdot A_e \cdot A_c \cdot B_{\max} \cdot J \quad \text{unités S.I.}$$

Sans enroulement de démagnétisation:

Le primaire occupe la moitié de la fenêtre cuivre d'où :  $s \cdot n_1 = A_c \cdot f_{cu} / 2$

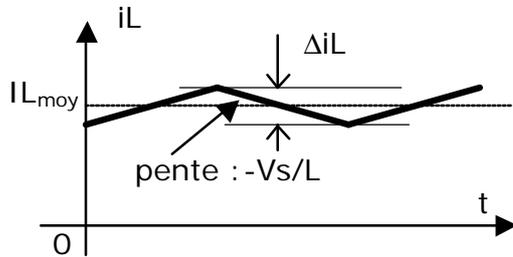
$$P = 0,61 \cdot f_{cu} \cdot f \cdot A_e \cdot A_c \cdot B_{\max} \cdot J$$

Valeurs habituelles pour  $f \neq 30\text{kHz}$  :

$B_{\max} = 0.3\text{T}$ ,  $J$ : de 2.5 à 5  $\text{A/mm}^2$ ,  $f_{cu} = 0.5$ : les couches d'isolement occupent plus de place que dans une inductance de lissage)

**Remarque :** pour le "forward converter", un calcul analogue conduit à un coefficient de 0,7 :  $P = 0,7 \cdot f_{cu(T)} \cdot f \cdot A_{e(T)} \cdot A_{c(T)} \cdot B_{max} \cdot J$

Mais le "forward converter" nécessite une inductance de stockage dont la formule des  $LI^2$  donne :  $L \cdot I_L^2 = f_{cu(L)} \cdot J \cdot B_{max} \cdot A_{e(L)} \cdot A_{c(L)}$



Fonctionnement à charge nominale :

$$\tau/T = 50\% \\ \Delta iL = (Vs/L) \cdot (T/2)$$

soit, par exemple,  $\Delta iL/IL_{moy} = 0.2$   
 $IL_{moy} = IS_{moy} = Vs / (0,4 \cdot f \cdot L)$

$$Vs \cdot IS_{moy} = P = 0,4 \cdot f \cdot L \cdot IS_{moy}^2 \quad \text{en confondant en 1}^{\text{ère}} \text{ approximation } IL_{moy} \text{ et } IL_{max} : \\ f_{cu(L)} \cdot J \cdot B_{max} \cdot A_{e(L)} \cdot A_{c(L)} = (0,7 \cdot f_{cu(T)} \cdot f \cdot J \cdot B_{max} \cdot A_{e(T)} \cdot A_{c(T)}) / (0,4 \cdot f)$$

En prenant  $f_{cu(L)} = 0.7$  et  $f_{cu(T)} = 0.5$ , on arrive après simplification à :

$$A_{e(L)} \cdot A_{c(L)} = 1,25 \cdot A_{e(T)} \cdot A_{c(T)}$$

Conclusion :

*Si on prend une ondulation de courant de  $\pm 10\%$  ce qui est déjà beaucoup, on obtient un volume d'inductance au moins aussi important que celui du transformateur HF.*

**II - Calcul d'une inductance de lissage.**

3. Valeur de l'entrefer.

La valeur de P permet de faire le choix d'une ferrite et donc de connaître  $A_e$ ,  $A_c$ ,  $I$ .  
 Comme  $P = Ve \cdot I_{e_{moy}}$ ,  $I_{e_{moy}}$  est connu or  $I_{e_{max}} = 4 \cdot I_{e_{moy}}$   
 Ce courant  $I_{e_{max}}$  ne doit pas saturer le circuit magnétique.

Un entrefer doit être créé :  $e = \frac{\mu_0 \cdot n \cdot I_{max}}{B_{max}} - \frac{l}{\mu_r}$  ( $l/\mu_r$  peut être négligé pour les fortes puissances)

$n$  est tiré de la formule de Boucherot :  $n = Ve / (2 \cdot A_e \cdot B_{max} \cdot f)$

d'où : 
$$e = \frac{2 \cdot \mu_0 \cdot P}{A_e \cdot B_{max}^2 \cdot f}$$

Remarque :

On peut calculer l'entrefer en appliquant la formule démontrée plus haut :

Volume de l'entrefer = énergie stockée / énergie volumique.

L'énergie est stockée pendant la phase d'accumulation (pendant  $T/2$ ) ; ensuite cette énergie est distribuée à la charge et au condensateur aval. L'énergie stockée est égale à  $P \cdot T$  ou  $P \cdot (1/f)$  ; comme l'énergie volumique est égale à  $B_{max}^2 / (2 \cdot \mu_0)$  , on en déduit :

$$e \cdot A_e = \frac{2 \cdot \mu_0 \cdot P}{B_{max}^2 \cdot f} \quad \text{(Attention à bien vérifier si } l/\mu_r \text{ peut être négligé.)}$$

**III - Détermination du transformateur HF pour une alimentation "flyback"**

4. Volume du transformateur lorsque la fréquence augmente.

Un constructeur donne pour le matériau N27, à la fréquence de 20kHz,  $B_{max} = 0.3T$ ,  $J = 3A/mm^2$ , une élévation de température de 30°C.

Pour garder les mêmes pertes fer c'est à dire 50mW/g, il faut prendre 0.2T pour 40kHz et 0.1T pour 100kHz.

Pour des fréquences plus élevées (jusqu'à 600kHz), on utilise le matériau N47 avec  $B=0.1T$ .

L'effet de peau augmente les pertes cuivre en haute fréquence. L'épaisseur de la couche périphérique traversée par le courant électrique est égale à  $70/\sqrt{f}$  mm  $f$  en Hz. (0.5mm pour 20kHz).

On utilise de préférence du **conducteur en ruban**.

#### IV- Devoir de synthèse : alimentation "flyback" utilisant le TDA1060.

En régime établi, le courant d'alimentation du circuit intégré TDA 1060 et du transistor hacheur est fourni par un enroulement auxiliaire. Le diviseur potentiométrique sur lequel est connectée la broche de régulation (3) est alimenté par la tension issue de cet enroulement auxiliaire et non pas par la tension de sortie.

QUESTION 1: en indiquer la raison.

\*\*\*\*\*

A la mise sous tension, l'enroulement auxiliaire ne fournit aucune tension.

L'électronique de commande du transistor hacheur est alimenté à travers le transistor T3 saturé; la diode D1 est alors bloquée. Progressivement, la tension fournie par l'enroulement auxiliaire augmente; D1 devient conductrice.

QUESTION 2: quel est alors l'état du transistor T3 ?

QUESTION 3:  $V_{(1-2)}=12V$ ; si l'enroulement auxiliaire n'alimentait pas l'électronique de commande, quelle serait la puissance dissipée dans la résistance de collecteur de T3 ?

\*\*\*\*\*

Le transistor hacheur a, dans son émetteur, une diode "zener" sur laquelle est placé en parallèle un condensateur de forte valeur; l'ensemble forme une tension constante de quelques volts.

QUESTION 4:

→ quelle est la tension appliquée aux bornes du transistor hacheur lorsque celui-ci est bloqué?

→ rappeler les caractéristiques d'un transistor en commutation et justifier l'emploi du dipôle formé par DZ1 et 4,7 $\mu$ F.

BUX 86: 0,5A max ;  $V_{CE0}=400V$  ;  $V_{CB0}=800V$  ;  $h_{21}>20$  pour  $I_c=0,15A$

\*\*\*\*\*

CALCUL DU TRANSFORMATEUR.

Le choix s'est porté sur une ferrite type RM10 (trou central, bobine compartimentée, matériau N41).

La tension de sortie souhaitée est de 25V. On adoptera les valeurs suivantes:

$f=30kHz$ ;  $J=3A/mm^2$ ;  $B_{max}=0,2T$ ;  $f_{cu}=0,5$

Le diamètre des fils disponibles varie de 10/100 à 75/100 (de 5/100 en 5/100).

QUESTION 5: quelle puissance maximum autorise cette ferrite?

QUESTION 6: calculer le nombre de spires du primaire et du secondaire, le diamètre des fils à choisir.

QUESTION 7: déterminer l'entrefer.

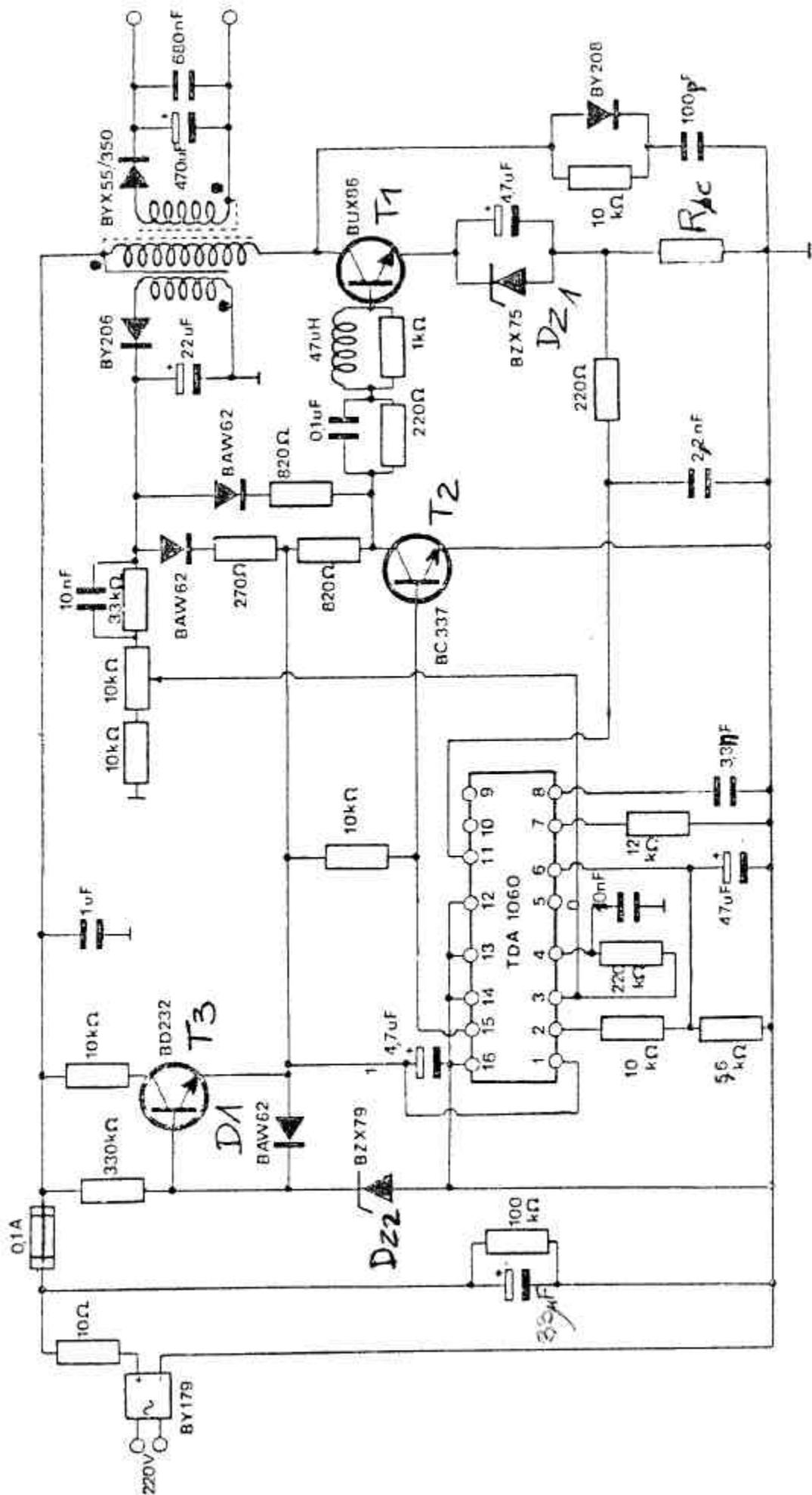
QUESTION 8: quels sont les critères à retenir pour le dimensionnement de l'enroulement auxiliaire?

\*\*\*\*\*

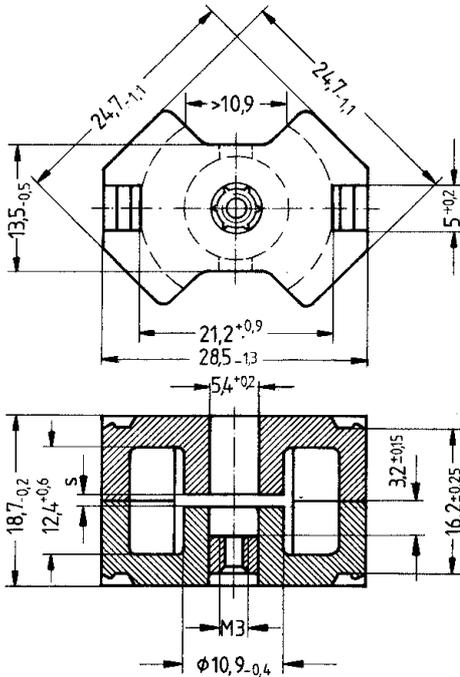
LIMITATION EN COURANT.

La limitation du rapport cyclique intervient lorsque  $U(R_{sc})=0,48V$

QUESTION 9: déterminer la valeur de la résistance  $R_{sc}$ .



RM 10 cores complying with DIN 41 980 or IEC publication 431. For transformer applications RM 10 cores are available without center hole.



Dimensions in mm

Magnetic characteristics

		with center hole dia 5.4 <sup>+0.2</sup>	without center hole	
Core factor	$\Sigma l/A =$	0.50	0.45	mm <sup>-1</sup>
Effective length	$l_e =$	42	44	mm
Effective area	$A_e =$	83	98	mm <sup>2</sup>
Min. core cross section <sup>1)</sup>	$A_{min} =$	-	90	mm <sup>2</sup>
Effective volume	$V_e =$	3470	4310	mm <sup>3</sup>
Approx. weight		20	23	g/set

RM 10 core

Ordering code

without threaded sleeve	} with center hole	B65813-A.....-.....
with threaded sleeve		B65813-N.....-.....
without center hole		B65813-J.....-.....

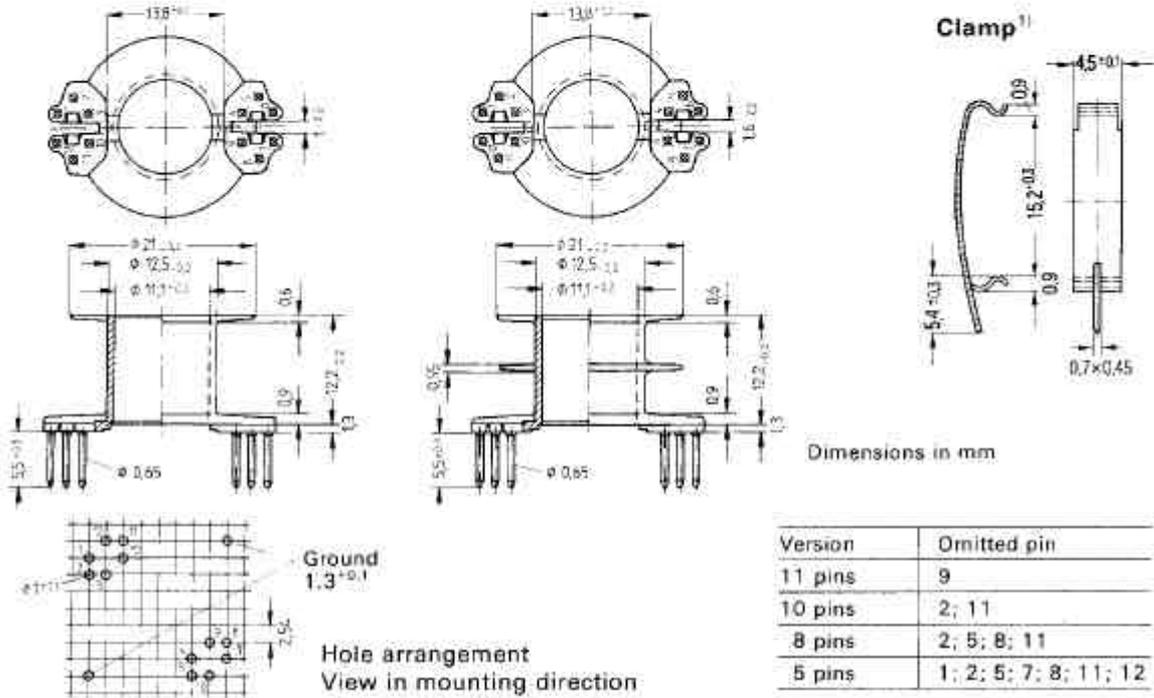
$A_L$ value		SIFERRIT material	Total air gap $s$ in mm approx.	Effective permeability $\mu_e$	Ordering code (PU: 200 sets)
nH	tolerance				
<b>Gapped</b>					
315	± 3 % ≐ A	N 48	0,28	125	B65813--0315-A048
400			0,21	160	B65813--0400-A048
630			0,13	250	B65813--0630-A048
250 <sup>2)</sup>	± 5 % ≐ J	N 41	0,44	90	B65813-J0250-A041
630 <sup>2)</sup>			0,13	226	B65813-J0630-J041
1600 <sup>2)</sup>			0,04	573	B65813-J1600-K041
<b>Ungapped</b>					
3100 <sup>2)</sup>	+30 -20 % ≐ R	N 47		1110	B65813-J0000-R047
4000 <sup>2)</sup>		N 27		1430	B65813-J0000-R027
5500 <sup>2)</sup>		N 41		1970	B65813-J0000-R041
7600 <sup>2)</sup>		N 30		2720	B65813-J0000-R030
11000 <sup>2)</sup>		T 35		3940	B65813-J0000-R035
16000 <sup>2)</sup>	+40 -30 % ≐ Y	T 38		5730	B65813-J0000-Y038

<sup>1)</sup> Necessary for calculating the max. flux density to be preferred

<sup>2)</sup> without center hole

**Coil formers, clamps, and insulating washers B 65814**

Glass-fiber reinforced thermosetting plastic **coil formers** with 5, 8, 10, 11, or 12 terminal pins complying with IEC publication 431 (DIN 41 981), flame-retardant in accordance with UL 94 V-0. Permissible soldering temperature max. 400 °C/752 °F, 2 sec. (refer to page 85, para. 8.2). For winding details refer to page 68. Spring steel **clamps** (tinned) with ground terminal.



Coil formers Number of sections	Useful winding cross section $A_N$		Average length of turn $l_N$ mm	$A_N$ value <sup>2)</sup> $\mu\Omega$	Approx. weight g	Number of pins	Ordering code (PU: 200)
	of one section mm <sup>2</sup>	total mm <sup>2</sup>					
1	41.5	41.5	52	43	1.5	5	B65814-A1005-D001
						8	B65814-A1008-D001
						10	B65814-A1010-D001
						11	B65814-A1011-D001
						12	B65814-A1012-D001
2	19.5	39	52	46	1.7	5	B65814-A1005-D002
						8	B65814-A1008-D002
						10	B65814-A1010-D002
						11	B65814-A1011-D002
						12	B65814-A1012-D002
Clamp (approx. weight 0.37 g; ordering code for each clamp, two required)							B65814-A2001-X000
Insulating washer for double clad PC boards							B65814-A2005-X000
Insulating washer between core and coil							B65814-A5000-X000
Drawing details for the assembly of mounting devices							C61407-A3-A8

<sup>1)</sup> Pressure per clamp pair: 50... 65 N

<sup>2)</sup>  $R_{Ca} = A_N \cdot N^2$  (dc resistance =  $A_N \cdot$  number of turns<sup>2</sup>)

Question 1: isolement galvanique.

Question 2: T3 se bloque car  $V_{BE(T3)} = -0.7V$  ( $V_{D1}$  en inverse sur  $V_{BE(T3)}$ )

Question 3:  $V_{max} = 220V \cdot \sqrt{2} = 311V$  ;  $V_{moy} \approx 300V$  ;  $U_R = 300 - 12 = 288V$  ;  $U_R^2/R = 8.3W$  !

Question 4: La tension vue par le transistor bloqué est égale à 600V

Avec  $V_{BE} = 0$ ,  $V_{CEmax}$  blocage  $\neq V_{CEO}$  : c'est insuffisant.

Avec  $V_{BE} < 0$ ,  $V_{CEmax}$  blocage  $\neq V_{BEO}$ , et  $V_{BEO} > 600V$

Lorsque T2 est saturé,  $V_{BET1} = -(\text{tension du dipôle } D_{Z1\_4}, 7\mu F)$  : blocage par une tension négative.

*Calcul du transformateur:*

Question 5:  $P = 17.8W$

Question 6: application de la formule de Boucherot :  $n_1 = 301$  spires;  $n_2 = 25$  spires  
*Diamètre du fil: 2 possibilités de calcul pour la section du conducteur.*

→ par l'occupation de la fenêtre cuivre : les 301 spires occupent  $19.5mm^2$  avec un coefficient de remplissage de 0.5

→ par  $I_{eff} = J \cdot s$  avec  $I_{eff} = I_{max}/\sqrt{6}$ ,  $I_{max} = 4 \cdot I_{moy}$  et  $I_{moy} = P/V_e$

d'où  $s = 0.0323mm^2$ , diamètre du fil primaire: 20/100

Pour le secondaire : 70/100

Question 7: calcul de l'entrefer.

*Détermination de  $m_r$  d'après les données constructeur.*

*Sans entrefer,  $AL = 5500$  or sans entrefer,  $L = n^2 \cdot m_0 \cdot m_r \cdot A_e / l$ , d'où  $m_r = 2215$*

$l/\mu_r$  n'est pas négligé, on a vu à la question 6 comment calculer  $I_{max}$ ,  $l = 42mm$ .

⇒  $e = 0.43mm$

Question 8:

→ quelle tension à fournir ⇒ nombre de spires.

→ quel courant moyen, d'où  $I_{max}$ ,  $I_{eff}$  et donc  $s$ .

Question 9:

La constante de temps du réseau ( $220\Omega, 2.2nF$ ) est  $0.484\mu s$  or  $T = 33.3\mu s$  ( $f = 30kHz$ )

Ce filtre atténue le bruit de commutation et ne change pas la forme (triangulaire) de la tension aux bornes de  $R_{sc}$ , image du courant.

Comme  $I_{max} = 0.237A$  ⇒  $R_{sc} = 2\Omega$ , choix:  $1.8\Omega$

Remarques:

*Les circuits intégrés plus récents ont un courant de polarisation plus faible; si le transistor hacheur est un MOS, la puissance de commande est très faible : la résistance de collecteur de T3 peut être remplacée par une CTP, le transistor T3 peut alors disparaître.*

*La résistance de 10W placée en sortie du pont de Graëtz pour limiter le courant d'appel dans le condensateur de filtrage et les diodes, peut être remplacée par une CTN.*

*Les formules établies supposent une répartition uniforme du flux ce qui n'est pas le cas. Elles apportent cependant une grande simplification tout en ayant une précision de 10 à 15% ce qui est suffisant pour des maquettes devant subir la réalité des essais. La valeur trouvée au cours de l'exercice pour  $m_r$  est 2215 alors que le data-book donne ce paramètre sous la dénomination  $m_e$  avec une valeur de 1970.*