

# Expérimentations sur le principe de l'alimentation à découpage de type fly-back en classe de terminale STI.

## I. INTRODUCTION

Les élèves de Terminale découvrant l'électronique de puissance au cours de l'année ne peuvent pas avoir une grande expérience des systèmes ayant un fonctionnement séquentiel. C'est pourquoi on peut faire le choix didactique de dissocier la fonction "accumulation d'énergie magnétique" de la fonction "hacheur" en présentant en premier lieu des expériences avec un interrupteur "à main".

D'autre part, j'ai constaté que beaucoup d'étudiants percevaient à tort l'alimentation fly-back comme l'association d'un hacheur et d'un transformateur, c'est pourquoi je débute mon étude par un montage de type hacheur à accumulation inductive non isolé.

## II. ACCUMULATION ET TRANSFERT D'ENERGIE MAGNETIQUE.

### II.1. Mise en évidence.

On réalise le montage de la **figure 1**. L'alimentation est réalisée avec un générateur de tension continue possédant une limitation ajustable du courant de sortie (METRIX AX 332). Lorsque K est fermé, elle débite un courant d'intensité  $I_l = 0,5 \text{ A}$ .

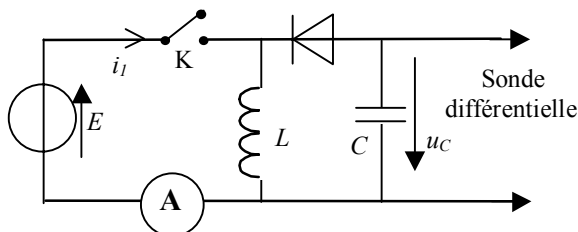
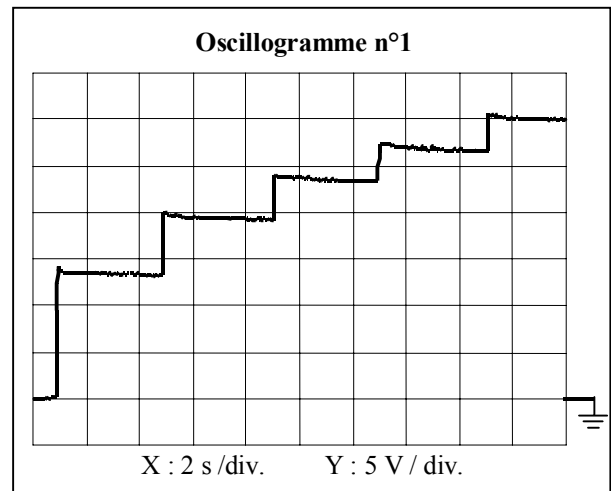


Figure 1

L'inductance utilisée est une inductance de lissage ( $L = 0,2 \text{ H}$  ;  $r = 1,4 \Omega$ ). Le condensateur est du type électrochimique ( $C = 220 \mu\text{F}$  ;  $U_{\text{max}} = 100 \text{ V}$ )

On visualise le courant  $i_l$  à l'aide d'une sonde à effet Hall et la tension  $u_C$  à l'aide d'une sonde différentielle atténuatrice (rapport 1/50 ; impédance d'entrée  $8 \text{ M}\Omega$ ).

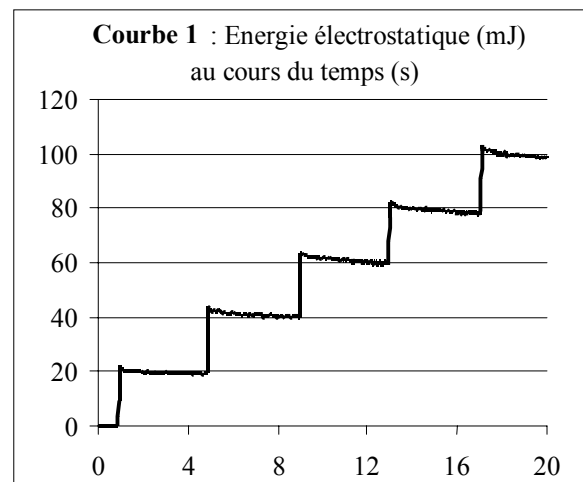
L'oscilloscope est en mode défilement (mode "ROLL" ou défilement) avec une vitesse de défilement réglée à  $2\text{s/div}$ . Ceci permet à l'expérimentateur de manœuvrer l'interrupteur avec une période d'environ 4 secondes : on obtient l'oscillogramme n°1.



La décharge du condensateur à travers la sonde différentielle se fait avec une constante de temps proche de 30 minutes ( $\tau = R \cdot C = 220 \mu\text{F} \cdot 8 \text{ M}\Omega = 1760 \text{ s}$ ).

On peut donc négliger la chute de tension due à cette décharge au cours des 20 secondes de l'enregistrement.

Nous transférons la courbe obtenue sur un ordinateur et nous traçons la courbe de  $(\frac{1}{2} \cdot C \cdot (u_C)^2)$  au cours du temps (**courbe 1**).



L'observation de cette courbe permet de vérifier que l'on fait varier l'énergie stockée dans le condensateur par saut de valeur constante :

$$\Delta W_{es} = \frac{1}{2} C (U_f^2 - U_i^2) \approx 20 \text{ mJ} \quad (1)$$

Cette énergie doit être comparée à l'énergie magnétique initialement stockée :

$$\Delta W_{em} = \frac{1}{2} L I_1^2 = 25 \text{ mJ} \quad (2)$$

La différence est égale aux pertes joules dans la résistance de la bobine, aux pertes dans la diode ainsi qu'aux pertes magnétiques (Cf. § V.1, annexe 1).

## II.2. Rôle de la charge sur la valeur de la tension de sortie

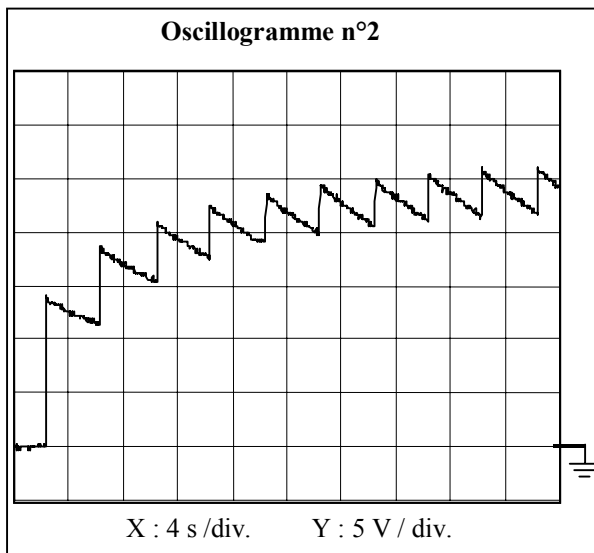
En l'absence de charge la tension aux bornes du condensateur ne peut que croître. Il est donc absolument nécessaire qu'une alimentation Fly-Back ne fonctionne pas à vide. Nous allons maintenant montrer que c'est la charge qui fixe le niveau de la tension de sortie dans le cas du fonctionnement que nous imposons (celui de la démagnétisation complète du circuit magnétique).

Pour que la tension aux bornes du condensateur soit périodique ( $U_{cf} = U_{ci}$ ), il faut que l'énergie consommée pendant la période soit égale à l'énergie que nous apportons. La fréquence valant  $\frac{1}{4}$  de Hertz, la puissance consommée par la charge doit être égale à :

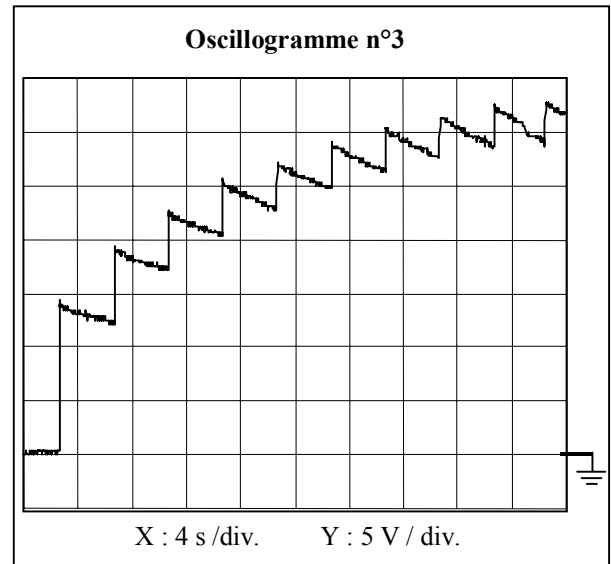
$$P = \frac{1}{2} L I_1^2 \cdot f = 6,25 \text{ mW} = \frac{U_{Ceff}^2}{R} \quad (3)$$

Nous choisissons de placer une résistance de charge égale à  $100 \text{ k}\Omega$  ce qui doit nous conduire à une valeur efficace proche de  $25 \text{ V}$ . Le condensateur étant déchargé, nous relevons la tension  $u_C$  obtenue après 9 basculements (**oscillogramme n°2**).

Nous constatons qu'à la fin de l'oscillogramme, nous sommes proches d'un régime établi et que la tension aux bornes du condensateur se stabilise comme prévu à une valeur proche de  $25 \text{ V}$ .



En reprenant l'expérience avec une résistance de charge de  $200 \text{ k}\Omega$ , la tension de sortie tend vers  $35 \text{ V}$  conformément à la relation (3) (**oscillogramme 3**).



## III. PRINCIPE DE LA FLY-BACK ISOLEE.

Nous savons que le transformateur possède une inductance propre magnétisante. L'idée est d'utiliser à la fois le transformateur pour stocker l'énergie et pour isoler la sortie de l'entrée (et/ou adapter l'impédance).

### III.1. Etude comparative.

Comparons les performances des trois montages représentés à la **figure 2**. Le transformateur utilisé est un transformateur Legrand  $230 \text{ V} - 2 \times 24 \text{ V} ; 63 \text{ VA}$ . Le nombre de spires de l'enroulement haute tension est exactement égal à 9 fois celui d'un des enroulements basse tension. L'alimentation continue délivre toujours un courant limité à  $0,5 \text{ A}$  et alimente l'un des deux enroulements basse tension. Le condensateur est initialement déchargé.

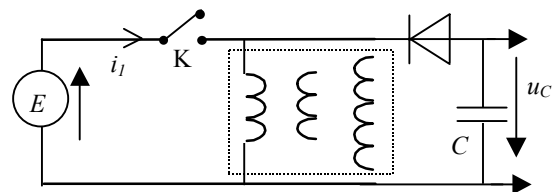


Figure 2a

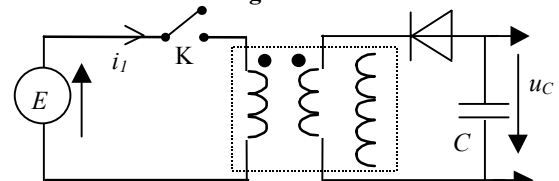


Figure 2b

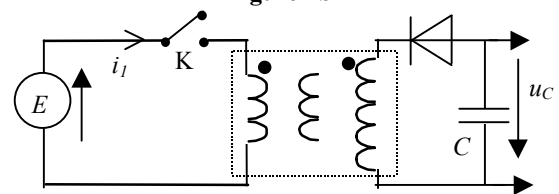
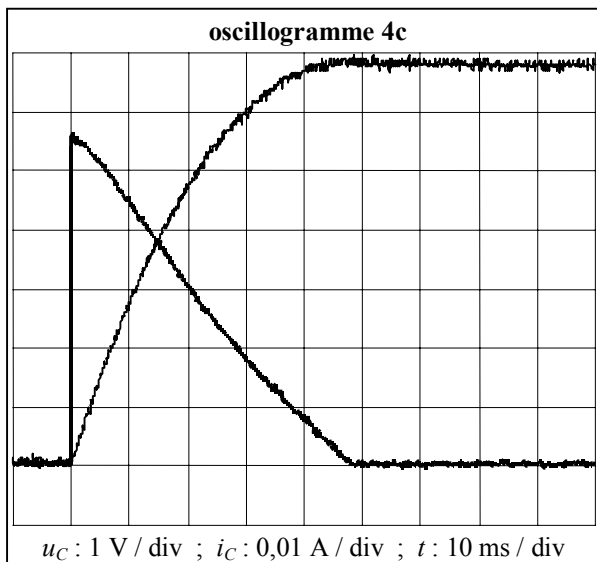
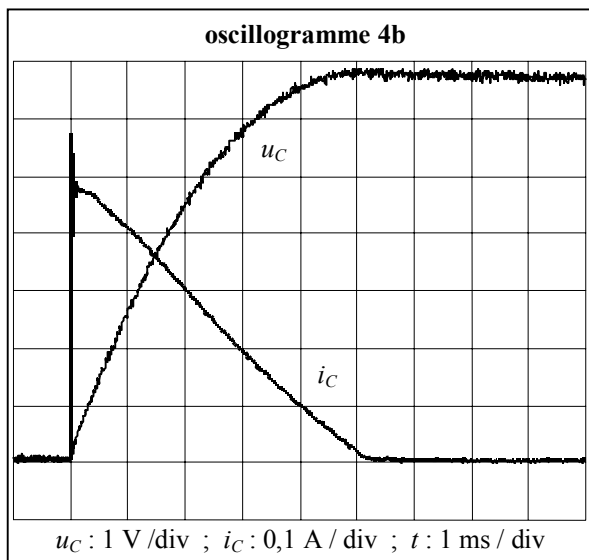


Figure 2c

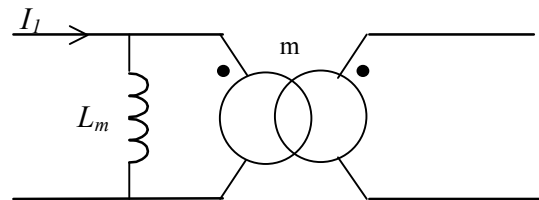
Le montage de la **figure 2a** est identique à celui de la **figure 1**, l'inductance  $L$  étant remplacée par l'un des enroulements basse tension du transformateur.

Pour les deux essais suivants, le condensateur est relié, soit à l'autre enroulement basse tension (**figure 2b**), soit à l'enroulement haute tension (**figure 2c**).

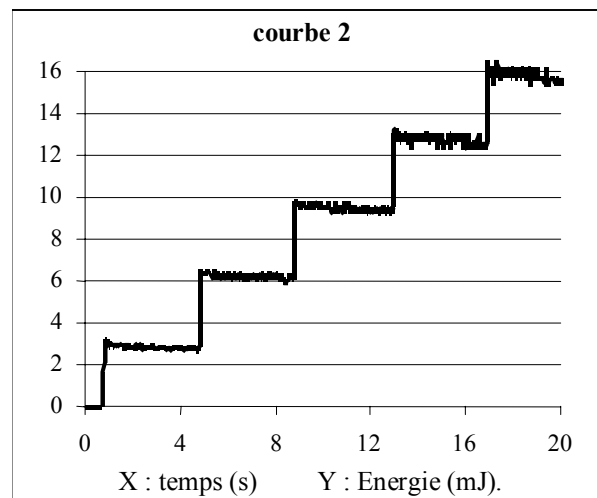
En réalisant plusieurs fois l'essai pour chacun des montages on constate que la tension qui s'établit aux bornes du condensateur vaut  $6,5 \pm 0,5$  V, ceci indépendamment du couplage utilisé. En revanche le courant qui apparaît dans le condensateur est 9 fois plus faible mais existe pendant 9 fois plus longtemps lorsqu'on réalise le couplage du montage de la **figure 2c** (**Oscillogrammes 4b et 4c**).



Ceci nous conduit à considérer le transformateur comme l'association d'une inductance  $L_m$  (l'inductance magnétisante) et d'un transformateur parfait de rapport de transformation  $m$  (montage 2b,  $m = 1$  ; montage 2c,  $m = 9$ ) : Le schéma (sans fuite et sans perte) de cette association est représenté **figure 3**.



La **courbe n°2** représente l'énergie stockée dans le condensateur de sortie lors d'une succession de 5 "fermeture-ouverture" de l'interrupteur  $K$  dans l'un des montages de la figure 2 (les variations de la tension de sortie étant indépendantes de  $m$ , on peut utiliser n'importe lequel des 3 montages de la figure 2 pour tracer cette courbe). On constate qu'à chaque manœuvre de l'interrupteur elle augmente d'une valeur proche de 3,2 mJ.



### III.2. Mesure des pertes, détermination de $L_m$ .

L'allure quasi "triangulaire" du courant au cours du temps (oscillogramme 4b) est suffisamment simple pour pouvoir faire une estimation correcte des pertes au niveau Terminale.

Les pertes par effet Joule dans le transformateur sont calculées à l'aide de :

$$W_{joule} = \int_0^{t_f} R \cdot i^2 dt \quad (4)$$

avec approximativement de 0 à  $t_f$  ( $\approx 5$  ms) :

$$i = \hat{I} - \frac{\hat{I}}{t_f} \cdot t \quad (5), \text{ d'où } W_{joule} = \frac{1}{3} \cdot R \hat{I}^2 \cdot t_f \quad (6)$$

La résistance de l'enroulement valant  $0,5 \Omega$ , les pertes par effet Joule sont proches de 0,2 mJ.

Les pertes dans la diode sont calculées à l'aide de :

$$W_{diode} = \int_0^{t_f} u_S \cdot i dt \quad (7)$$

$u_S$  étant la tension aux bornes de la diode passante. Si l'on suppose que cette tension est approximativement constante, l'expression devient alors :

$$W_{diode} = \frac{1}{2} \cdot U_s \cdot \hat{I} \cdot T \quad (8)$$

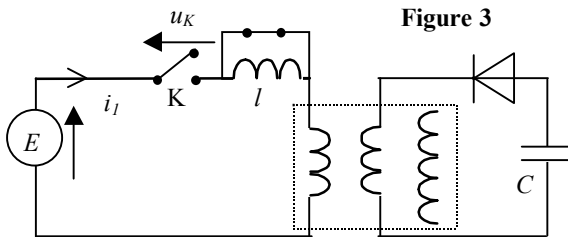
Avec la valeur observée de  $U_s$  ( $\approx 0,8$  V), le résultat numérique obtenu est proche de 1 mJ. L'énergie totale absorbée par le montage est donc proche de 4,5 mJ.

De  $\Delta W_{em} = \frac{1}{2} L_m I_1^2 = 4,5$  mJ, on tire  $L_m = 36$  mH.

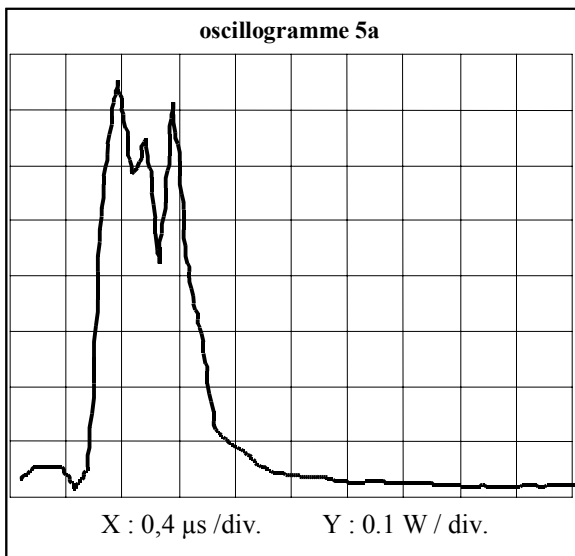
**Remarque :** cette valeur est très inférieure à celle déterminée lors de la modélisation en régime sinusoïdal (Cf. § V.2. annexe 2).

#### IV. CRITERES DE CHOIX DU CIRCUIT COUPLE.

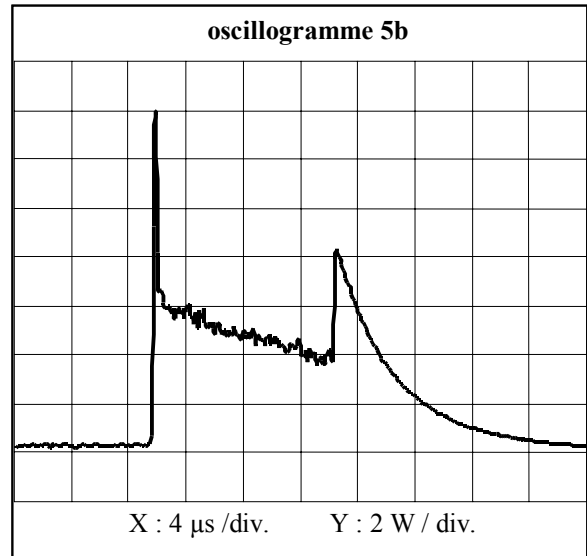
##### IV.1. Le couplage doit être le meilleur possible



L'acquisition du produit  $u_K \cdot i_l$  permet de visualiser les pertes dans l'interrupteur (**oscillogramme n°5a**).



L'introduction d'une très faible inductance  $l$  (quelques centaines de  $\mu$ H) dans la maille du primaire provoque une augmentation importante de la puissance dissipée par l'interrupteur (**oscillogramme 5b**)



##### IV.2. Un paradoxe apparent : $L_m$ doit être faible.

Considérons le cas où l'alimentation du montage est une source de tension égale à 10 V. Est-il plus judicieux de relier cette source de tension à l'enroulement "24 V" comportant 50 spires dont l'inductance est de l'ordre de 30 mH ou bien à l'enroulement "230 V" qui comporte 450 spires soit 9 fois plus et dont l'inductance, par conséquent, est 81 fois plus grande.

Nous devons d'abord rappeler que l'énergie stockée dans un circuit magnétique vaut :

$$W = \frac{1}{2} \mathfrak{R} \cdot \varphi^2 = \frac{1}{2} \mathfrak{R} \cdot (B \cdot S)^2 \quad (9)$$

$\mathfrak{R}$  étant la réluctance et  $S$  la section du circuit magnétique,  $B$  le champ magnétique que nous imposons dans le circuit.

Pour des raisons d'économie, il n'est pas intéressant de chercher à dépasser  $B_{sat}$ , le champ magnétique de saturation qui vaut, dans le cas de notre transformateur, environ 1,5 T. L'énergie qu'il est possible de stocker est donc limitée à

$$W_{max} = \frac{1}{2} \mathfrak{R} \cdot \varphi_{sat}^2 = \frac{1}{2} \mathfrak{R} \cdot (B_{sat} \cdot S)^2 \quad (10)$$

Ces trois grandeurs sont indépendantes du nombre de spires. Dans le cas où nous relierions l'enroulement comportant 50 spires, nous constatons qu'un courant de 0,5 A ne sature pas le transformateur et que nous stockons 7,5 mJ. Si nous utilisons l'enroulement de 450 spires et que nous voulons atteindre le même état magnétique, nous devons nous limiter à 1/9 de cette intensité soit 55,6 mA. L'énergie stockée reste bien égale à 7,5 mJ :

**On ne stocke pas plus d'énergie avec l'enroulement comportant le plus grand nombre de spires.**

Calculons ensuite la puissance que pourrait délivrer notre alimentation. Dans le premier cas, pour atteindre l'intensité de 0,5 A il nous faut une durée  $\Delta T_1$  avec :

$$\Delta T_1 = \frac{L_1 \cdot \Delta I_1}{E} = \frac{36 \text{ mH} \cdot 0,5 \text{ A}}{10 \text{ V}} = 1,8 \text{ ms} \quad (11)$$

La phase de restitution de cette énergie n'étant pas instantanée, nous ne pourrions donc pas dépasser une puissance transmise égale à

$$P_{\max} = \frac{\Delta W}{\Delta T_1} = \frac{4,5 \text{ mJ}}{1,8 \text{ ms}} = 2,5 \text{ W} \quad (12)$$

Dans le deuxième cas il nous faut une durée  $\Delta T_2$  qui est 9 fois plus grande que  $\Delta T_1$  pour stocker la même énergie, ce qui conduit à une puissance maximale 9 fois plus faible. **On stocke la même énergie plus lentement avec l'enroulement comportant le plus grand nombre de spires.**

### IV.3. La perméabilité du circuit magnétique doit être faible.

Reprenons l'expression de l'énergie magnétique (9) stockée en explicitant la réluctance :

$$W = \frac{1}{2} \left( \frac{l}{\mu S} \right) \cdot B^2 \cdot S^2 = \frac{1}{2\mu} \cdot B^2 \cdot (lS) \quad (13)$$

L'énergie maximum stockée à la saturation correspond au produit de trois termes :

$lS$  : Volume du circuit magnétique,

$B_{\text{Sat}}^2$  : carré du champ magnétique de saturation du matériau utilisé pour réaliser ce circuit.

$\frac{1}{2\mu}$ , ou  $\mu$  est la perméabilité du matériau utilisée.

L'énergie stockée sera d'autant plus grande que le matériau sera difficilement saturable et que sa perméabilité sera faible.

A la suite de ces deux paragraphes nous sommes amenées à dire que, pour réaliser une alimentation fly-back, il faut utiliser un circuit magnétique constitué de vide et comportant le nombre minimum de spires (une seule pour l'un des deux enroulements). Or ce n'est jamais le cas, nous allons expliquer pourquoi.

### IV.4. Du rêve à la réalité.

Réaliser un circuit couplé sans fuites dans le vide n'est possible que si les spires des deux circuits couplés sont bobinées aux mêmes endroits.

D'autre part, si l'énergie magnétique est localisée dans tout l'espace, il faut qu'aucun autre circuit ne soit traversé par le champ créé : ce qui revient à dire que nous devons nous réserver l'espace dans sa totalité. C'est impossible, d'autres circuits prélèveront donc une partie de l'énergie : pertes par rayonnements. L'énergie doit être "localisée" dans un circuit magnétique.

Enfin, les raisonnements du § IV. 3 ne sont valables que si la source de tension est réellement idéale i.e. pouvant débiter un courant qui tend vers l'infini en un temps qui tend vers zéro, ce qui n'est jamais le cas.

C'est pourquoi le circuit magnétique des alimentations à découpage de type fly-back est réalisé avec un maté-

riau ferromagnétique (en ferrite pour limiter les pertes par courants de Foucault), mais comporte un entrefer localisé ou réparti (poudre amagnétique mélangée avec le matériau ferromagnétique) afin que sa réluctance soit élevée et qu'il soit difficilement saturable.

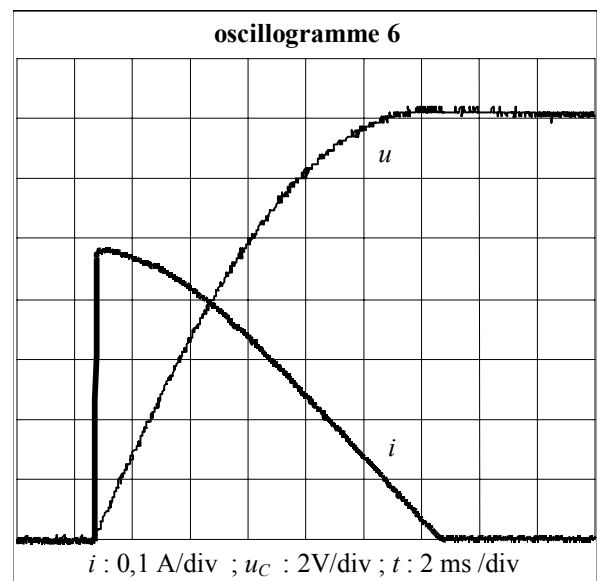
## V. ANNEXES.

### V.1. Annexe 1 : calcul des pertes.

Le courant  $i_c$  et la tension  $u_c$  aux bornes du condensateur correspondant à l'essai du §II sont représentés ci dessous (**oscillogramme 6**). En admettant qu'ils correspondent à des quarts de sinusoïde il est facile de calculer la valeur efficace du courant  $i$  ainsi que sa valeur moyenne. On peut donc de la même manière qu'au § III-2 calculer les pertes par effet Joule et les pertes dans la diode.

En considérant que la résistance totale du circuit est de l'ordre de  $1,5 \Omega$ , les pertes par effet Joule, calculées à l'aide de (4) en supposant que le courant a une allure sinusoïdale, sont légèrement inférieures à 2 mJ :

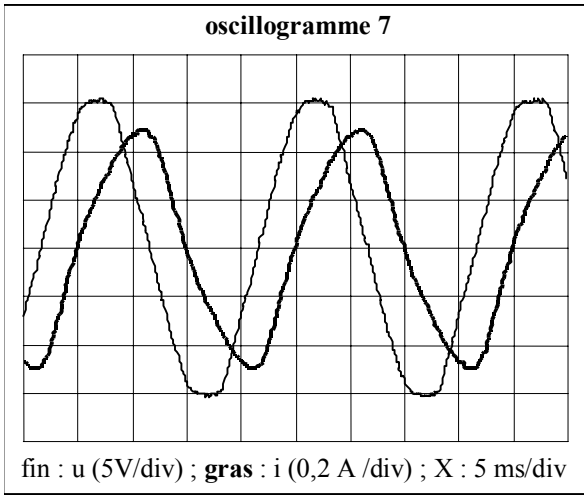
de 0 à  $t_f$  on a  $I_{\text{eff}} \approx \frac{0,5}{\sqrt{2}}$  et  $W_J = RI_{\text{eff}}^2 \cdot t_f$



Les pertes dans la diodes calculées à l'aide de (7) sont de l'ordre de 2,5 mJ. Les pertes magnétiques dans le fer ne peuvent pas être calculées mais doivent être de l'ordre du mJ pour que le principe de conservation de l'énergie soit vérifié.

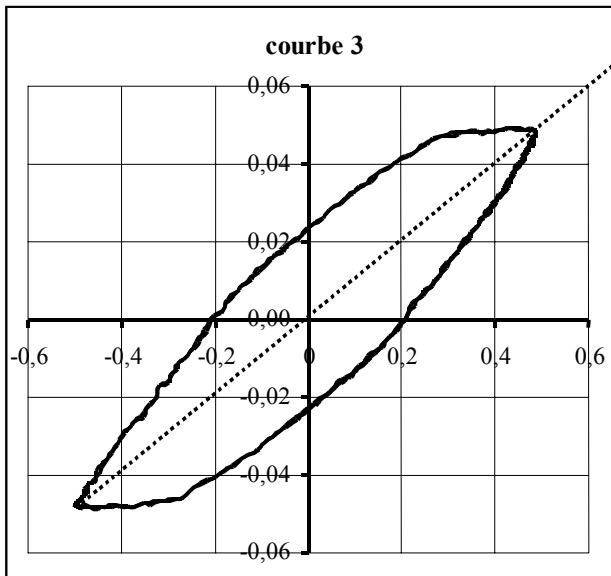
### V.2. Annexe 2 : comparaison du modèle en régime impulsionnel et du modèle en régime sinusoïdal.

La mesure de l'inductance propre de l'enroulement est effectuée à l'aide d'un essai en régime sinusoïdal à 50 Hz. On impose une tension suffisante pour obtenir un courant d'amplitude 0,5 A (**oscillogramme n°7**).



Nous en déduisons que, pour des courants de l'ordre de 0,5 A,  $L_m$  vaut environ 100 mH.

En effet :  $Z = \frac{U}{I} \approx 31 \Omega$  et comme la résistance est de l'ordre de  $0,5 \Omega$ , on a  $Z \approx L\omega$ .



Sur la **courbe 3** représentant le flux total dans le circuit en fonction du courant on retrouve cette valeur de 0,1 H : coefficient directeur de la droite en pointillée. Mais le fonctionnement que nous imposons au circuit magnétique n'a rien à voir avec un fonctionnement en sinusoïdal : le courant ne change pas de sens. Au niveau des énergies transmises au condensateur, nous devons tenir compte de l'hystérésis et de l'existence du champ rémanent.

### V.3. Annexe 3 : une fausse bonne idée.

On réalise le montage représenté à la **figure 4**. Par rapport au montage de la **figure 2b**, nous tentons d'augmenter l'énergie magnétique stockée en plaçant une bobine possédant une inductance de forte valeur en parallèle avec le primaire du transformateur. La diode au primaire a pour but d'aiguiller la totalité du courant primaire (toujours maintenu égal à 0,5 A) à travers l'inductance  $L$ . Nous savons déjà (§ IV-2) que l'augmentation de  $L$  diminue la puissance que l'on peut transmettre en régime établi. Mais nous allons montrer que nous n'augmentons pas non plus l'énergie trans-

mise du côté du condensateur lors d'un fonctionnement en monocoupe.

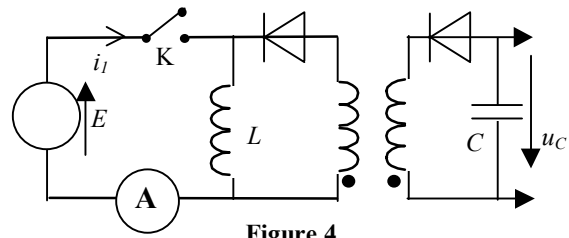


Figure 4

Avec le même mode opératoire que précédemment nous relevons la **courbe n°4** où est représentée l'énergie stockée dans le condensateur. Nous en déduisons que nous imposons des sauts d'énergie d'environ 3,1 mJ, c'est à dire moins important que ceux que l'on transfère lorsque l'on retire la bobine d'inductance  $L$ . L'étude détaillée de ce montage montre que l'on peut l'assimiler à celui représenté à la **figure 5**

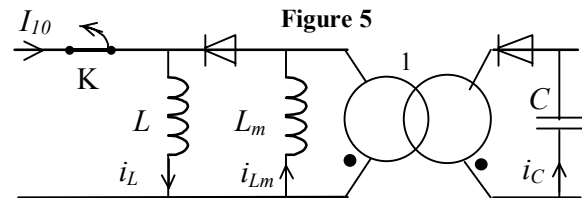
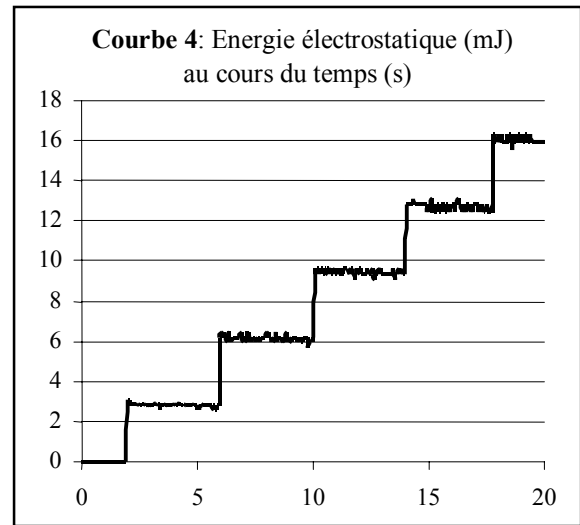


Figure 5

Les calculs (dont le détail peut être obtenu sur simple demande à l'adresse e-mail "Pascal.Loos@ac-nancy-metz.fr"), conduisent à un transfert d'énergie correspondant à :

$$\Delta W = \frac{1}{2} \cdot \frac{L_m \cdot L}{L_m + L} \cdot I_{10}^2 \quad (14)$$

donc forcément moins que ce que l'on transmet avec  $L_m$  seule. Le courant  $i_C$  s'annule dès que  $i_L = i_{Lm}$ , la plus grande partie de l'énergie stockée reste du côté primaire et se dissipe lentement dans les résistances de la bobine et du primaire du transformateur.