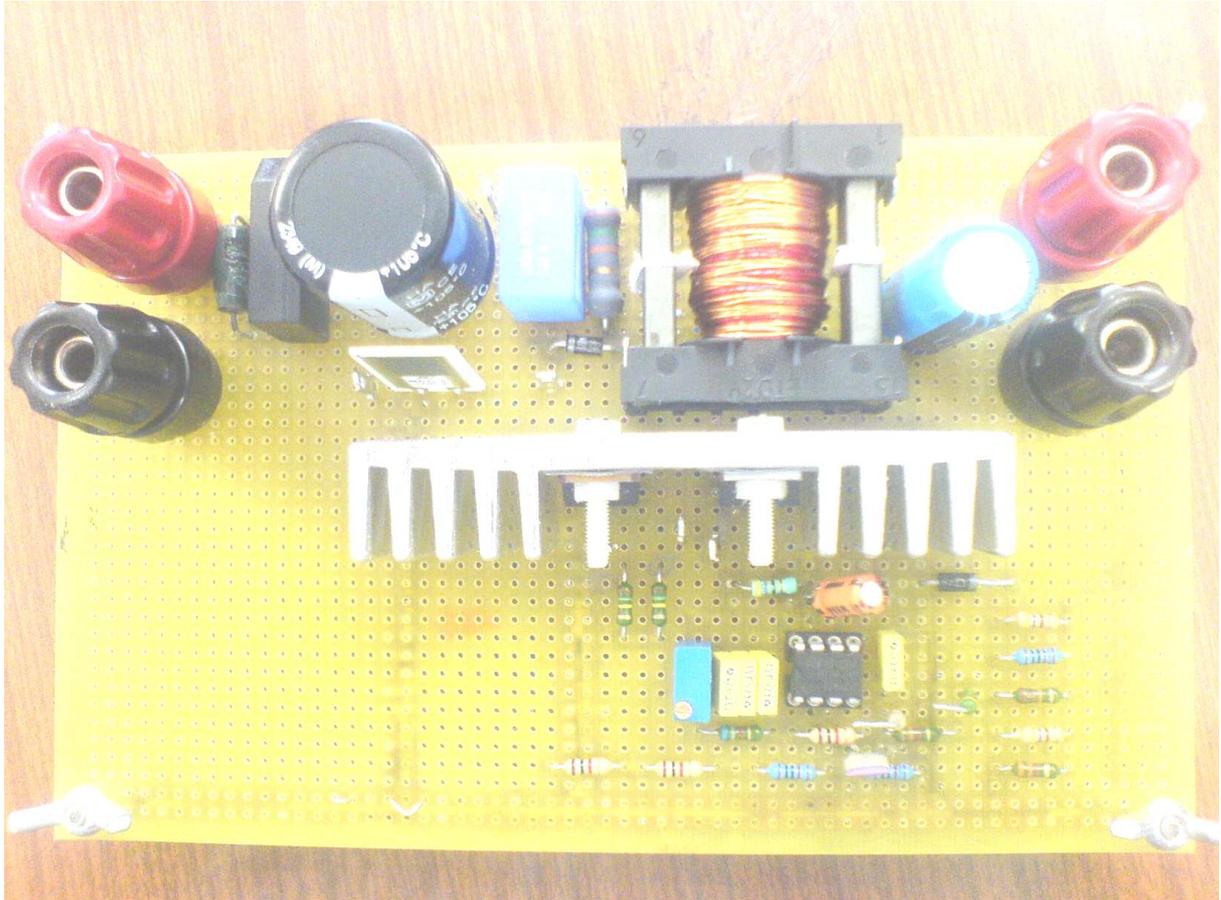


# *Alimentation à Découpage*



## *Flyback*

*BOYER Vincent*  
*GODEFROY Nicolas*

*M1-IUP GEII*

## Sommaire

• <a href="#">Cahier des charges</a>	p4
• <a href="#">Transformateur et Redresseur</a>	p5
• <b>Calcul Mathcad</b>	p5
• Mise en équation de notre système	
• Calcul des grandeurs utiles	
• Détermination des composants utiles	
• Choix transformateur	
• <b>Simulation Pspice</b>	p16
• Redresseur	
• Redresseur et Flyback	
• <b>Réalisation Physique</b>	p19
• Bobinage transformateur	
• Mesure à l'impédance mètre des grandeurs du transfo	
• <b>Calcul Mathcad</b>	p20
• Vérifications des paramètres du montage	
• Resimulations	
• <b>Test</b>	p21
• Résistance + Redresseur + Capacité	
• <a href="#">Ecrêteur</a>	p22
• <b>Calculs &amp; Simulations</b>	p22
• Dimensionnement composant	
• Simulation du montage avec écrêteur	
• <b>Tests</b>	p23
• montage puissance complet : primaire + écrêteur + secondaire	
• <a href="#">Commande 3842</a>	p24
• <b>Calculs &amp; Tests</b>	p24
• Oscillateur	
• <b>Calculs &amp; Tests</b>	p25
• Mesure du courant	
• Résistance grille	
• <b>Identification</b>	p27
• Fonction de Transfert du système	
• <b>Modification Rgrille</b>	p27
• <b>Calculs &amp; Tests</b>	p28
• Boucle de tension	
• Correcteur	
• Régulation sur 3 <sup>ème</sup> enroulement	
• Modification montage	
• Auto alimentation	
• <b>Modifications apportées au montage</b>	p30
• <a href="#">Récapitulatif final</a>	p32
• <a href="#">Conclusion</a>	p33
• <a href="#">Annexe : Schéma global</a>	

## • Cahier des charges

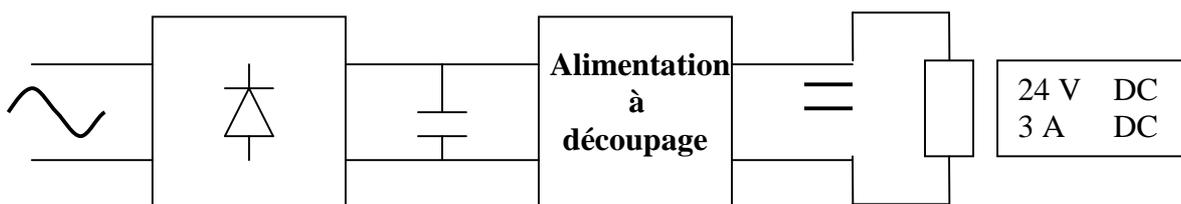
Le but de ce bureau d'étude était de concevoir et de réaliser une alimentation à découpage. L'alimentation à découpage sera de type Flyback permettant de réaliser une isolation galvanique, comportant une phase de magnétisation (stockage d'énergie), une phase de démagnétisation.

Cette alimentation devra suivre un certain cahier des charges :

**72 W** de puissance de sortie  
**24 V** de tension de sortie régulée  
**3 A** de courant de sortie régulée

**230 V efficace** de tension d'entrée  
**50 Hz** fréquence du réseau

**85 %** de rendement



Les professeurs nous ont donné un certain nombre de documents constructeurs de composants que nous devons utiliser tout le long de notre projet. Nous devons calibrer toutes nos grandeurs afin de ne pas détruire les composants.

Nous étions un minimum guidé sur les marges à prendre sur les grandeurs de types

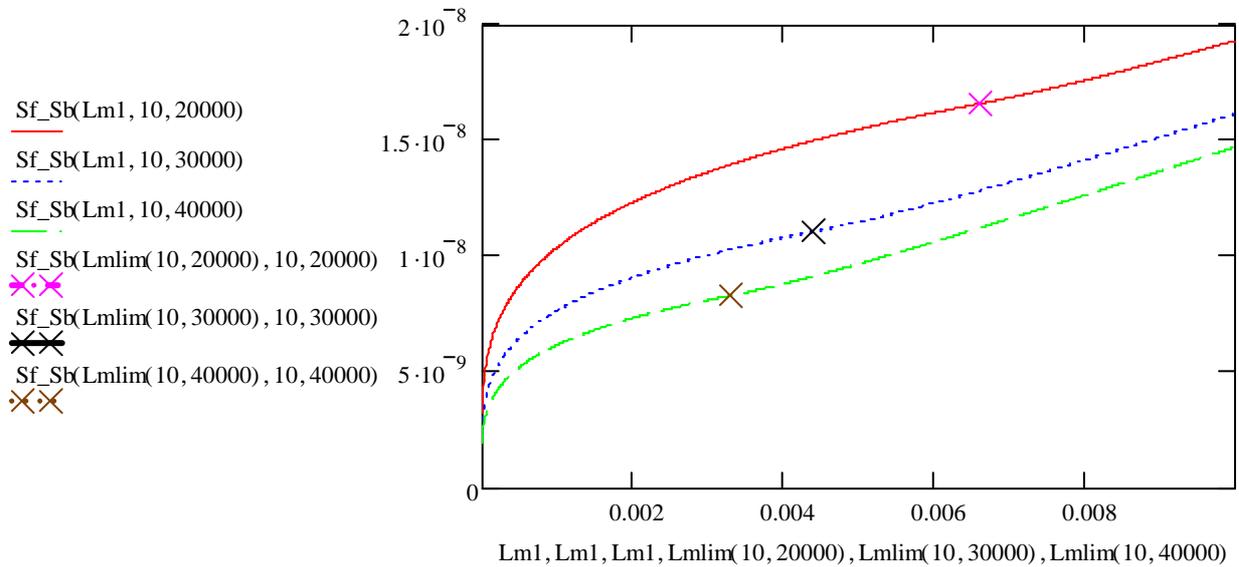
- courants,
- tensions,
- fréquence,
- rapport cyclique,
- dimensionnement des composants (transformateur, résistance, etc).

Nous exécuterons les calculs par le biais du puissant logiciel Mathcad et les simulations grâce à Pspice. Nous avons à notre disposition la salle de TP comportant tout le matériel nécessaire aux mesures et à la mise en œuvre de notre système.

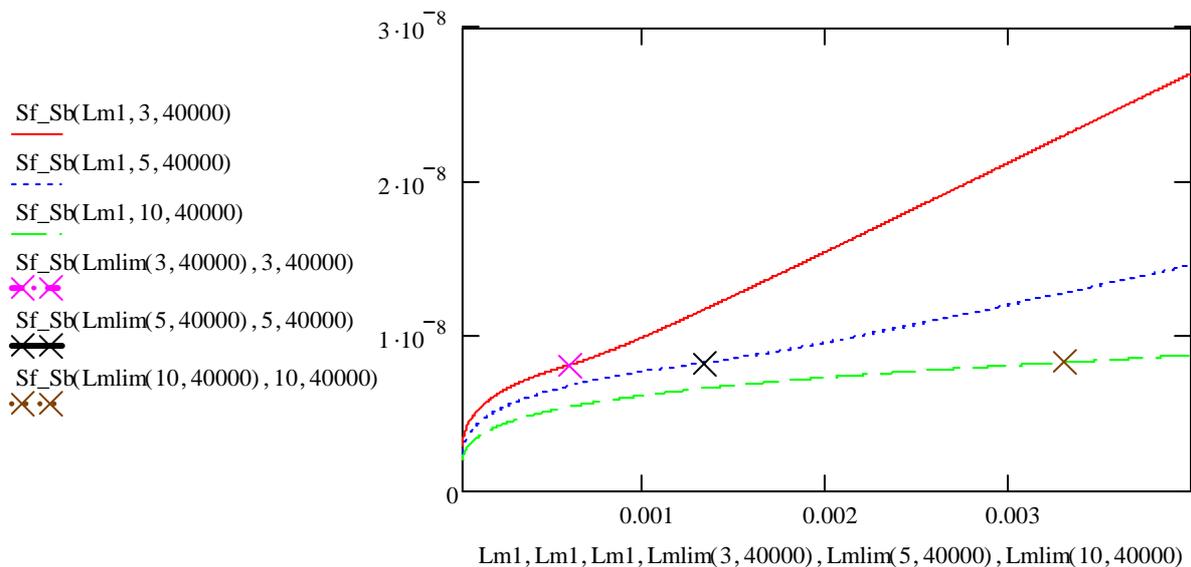
## • Transformateur & Redresseur

### • Calculs Mathcad

Courbes d'influence



Nous pouvons constater que l'augmentation de la fréquence de découpage diminue la taille du transformateur. Une variation de la valeur de l'inductance dans la zone limite continue/discontinue influe gère sur le Rapport Sfer/Scuivre ce qui est intéressant pour la réalisation.



Nous pouvons voir que l'augmentation du rapport de transformation diminue la taille du transformateur. Il est donc intéressant de l'augmenter, cependant il est limité par la tension maximale admissible par le transistor, dans notre cas,  $m$  maximal égale 7.

La taille du transformateur en conduction discontinue, soit une valeur d'inductance faible, est moindre par rapport à la conduction continue.

### Donnée de la réalisation

$$V_s := 24 \quad E := 230\sqrt{2} \quad f_d := 40000$$

$$I_s := 3 \quad P_s := V_s \cdot I_s \quad T_{\text{mw}} := \frac{1}{f_d}$$

$$B_{\text{max}} := 0.25 \quad P_s = 72$$

### Coefficients de foisonnement (ou de bobinage):

Ce coefficient prend en compte la place perdue lors du bobinage, pour le choix du transformateur. C'est à dire la place prise par les isolants des conducteurs, par le fait que les conducteurs soient ronds, qu'ils ne peuvent prendre entièrement la place bobinable et que notre bobinage est réalisé à la main. Le bobinage n'est pas parfait (perte de place). Nous choisissons un coefficient plus fort pour le secondaire, car les fils seront plus gros et en parallèle donc moins faciles à positionner dans le transformateur.

$$k_1 := 3 \quad k_2 := 4$$

### Densité de courant:

Les fils de notre transformateur passent du courant, ils sont donc susceptibles de chauffer. Le choix de la densité de courant permet d'éviter un échauffement. Une forte densité de courant fait chauffer les fils et pourrait détériorer le circuit magnétique du transformateur. Une faible densité de courant évite un échauffement, mais augmente la taille du transformateur dans l'étude théorique. Nous avons donc choisi une valeur de densité de courant intermédiaire. C'est une valeur référence dans de nombreuses applications.

$$\delta_2 := 5 \cdot 10^6 \quad \delta_1 := 5 \cdot 10^6 \quad \text{en A/m}^2$$

### Conductivité du cuivre:

$$\sigma := 5.07 \cdot 10^7$$

**Equation du système en conduction continue:**

$$\begin{aligned}
 Sf\_Sb\_cc(Lm, m, fd) := & \left\{ \begin{aligned}
 \alpha & \leftarrow Vs \cdot \frac{m}{(Vs \cdot m) + E} \\
 IT1 & \leftarrow \frac{Ps}{E \cdot \alpha} + E \cdot \alpha \cdot \frac{1}{2 \cdot Lm \cdot fd} \\
 Aen1 & \leftarrow \frac{Lm \cdot IT1}{Bmax} \\
 ITeff & \leftarrow \sqrt{\alpha \cdot \left[ \left( \frac{Ps}{E \cdot \alpha} \right)^2 + \frac{\left( \frac{E \cdot \alpha}{2 \cdot Lm \cdot fd} \right)^2}{3} \right]} \\
 IDEff & \leftarrow m \cdot \sqrt{1 - \alpha} \cdot \sqrt{\left( \frac{Ps}{E \cdot \alpha} \right)^2 + \frac{\left( \frac{E \cdot \alpha}{2 \cdot Lm \cdot fd} \right)^2}{3}} \\
 Sf\_n1 & \leftarrow \frac{ITeff}{\delta 1} \cdot k1 + \frac{IDeff}{\delta 2} \cdot \frac{k2}{m} \\
 Aen1 \cdot Sf\_n1 &
 \end{aligned} \right.
 \end{aligned}$$

**Equation du système en conduction discontinue:**

$$\begin{aligned}
 Sf\_Sb\_cd(Lm, m, fd) := & \left\{ \begin{aligned}
 T & \leftarrow \frac{1}{fd} \\
 \alpha & \leftarrow \frac{1}{T} \cdot \sqrt{2} \cdot \frac{(T \cdot Ps \cdot Lm)^{\frac{1}{2}}}{E} \\
 IT1 & \leftarrow 2 \cdot \frac{Ps}{\alpha \cdot E} \\
 Aen1 & \leftarrow \frac{Lm \cdot IT1}{Bmax} \\
 ITeff & \leftarrow \frac{1}{3} \cdot \sqrt{3} \cdot \left( T^2 \cdot \alpha^3 \cdot \frac{E^2}{Lm^2} \right)^{\frac{1}{2}} \\
 IDEff & \leftarrow \frac{1}{3} \cdot \sqrt{2} \cdot \sqrt{3} \cdot \left( \frac{1}{T} \cdot m \cdot \frac{Ps}{Lm} \cdot \frac{3 \cdot E^4 \cdot \alpha^4 \cdot T^2 - 6 \cdot Ps \cdot Lm \cdot E^2 \cdot \alpha^2 \cdot T + 4 \cdot Ps^2 \cdot Lm^2}{E^3 \cdot \alpha^3 \cdot Vs} \right)^{\frac{1}{2}} \\
 Sf\_n1 & \leftarrow \frac{ITeff}{\delta 1} \cdot k1 + \frac{IDeff}{\delta 2} \cdot \frac{k2}{m} \\
 Aen1 \cdot Sf\_n1 &
 \end{aligned} \right.
 \end{aligned}$$

### Choix du rapport de transformation m :

La tenue en tension du transistor mise à notre disposition est de 500V. Nous prenons une marge de sécurité de 50V (fonction écrêteur).

$$V_{tmax} = 450$$

L'équation reliant la tension maximale et le rapport de transformation est :

$$V_{tmax} = E + V_s \cdot m$$

Les valeurs de E et de  $V_s$  sont fixées par les données du problème.

On en tire:

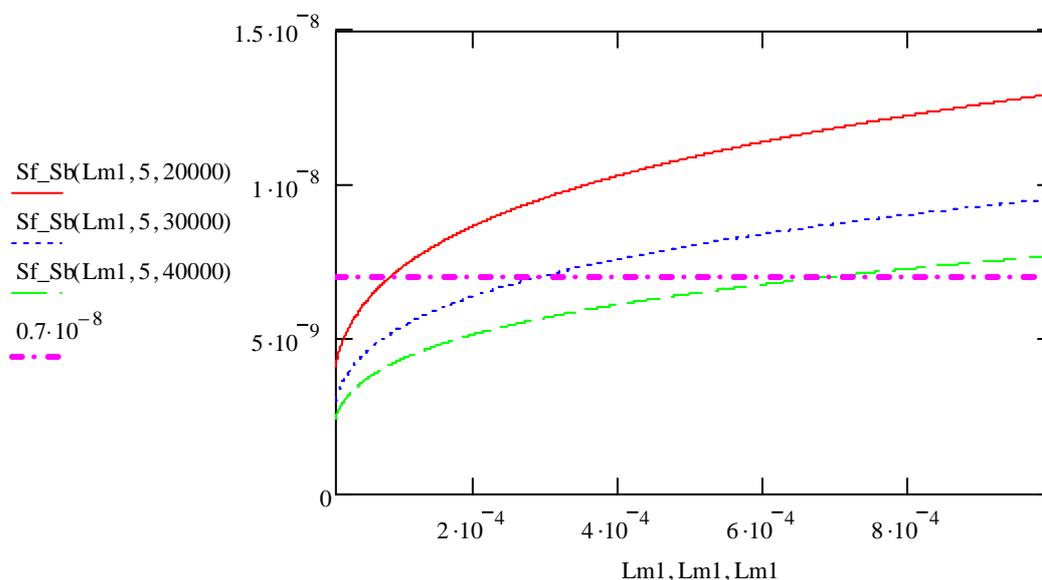
$$m := \frac{-(-V_{tmax} + E)}{V_s}$$

$$m = 5.197$$

Le rapport de transformation choisi est donc  $m = 5.197$ . Dans tous les cas m ne peut dépasser 7.28 qui correspond à un  $V_{tmax}$  de 500 (sans marge de sécurité).

### Démarche de l'étude

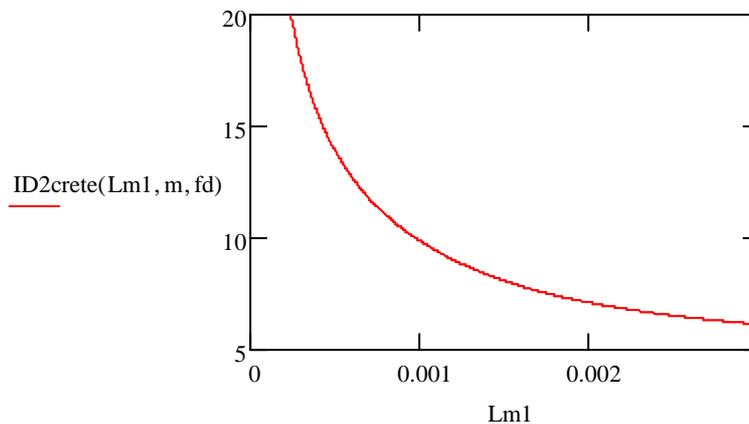
Pour la suite de la détermination des paramètres, nous avons fait le choix de vous montrer la démarche pour le ETD 29.



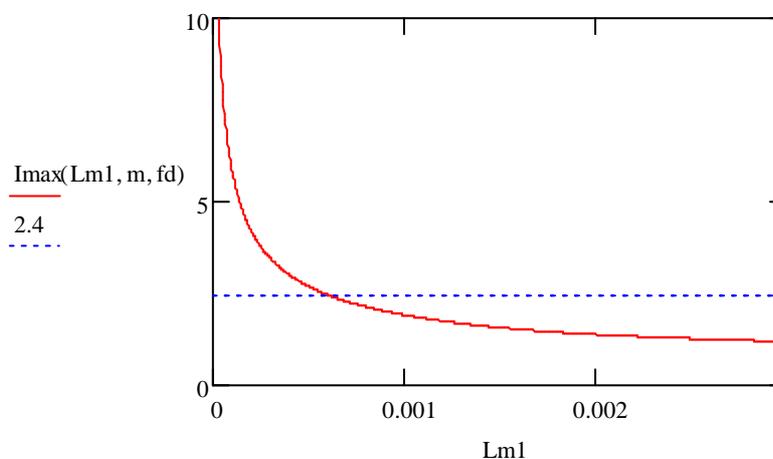
D'après les données techniques de l'ETD 29, le rapport  $0.7 \cdot 10^{-8}$  correspond au rapport maximale  $Sf/Sb$  admissible. Avec un rapport plus important, le bobinage risquerait de ne pas rentrer entièrement sur le support du ETD29.

Les données techniques nous interdisant de descendre en dessous de 0.5mH et voulant un rapport  $S_f/S_b$  inférieur à la valeur de l'ETD 29, il nous faut donc choisir une fréquence de découpage de 40 kHz.

Pour une fréquence de 40kHz, l'inductance magnétisante doit donc être inférieure à 0.7mH.



Avec le rapport de transformation et la fréquence de découpage choisis avant, la diode pouvant tenir 32 A, la tenue en courant de la diode n'est donc pas gênante pour le choix de l'inductance magnétisante.



Pour le transistor, son courant maximal est de 2.4 A, il ne faudra donc pas que l'inductance magnétisante soit inférieure à 0.6mH, au risque de le détériorer.

La valeur de l'inductance devra donc être située entre 0.6mH et 0.7mH. Nous allons la comparer à la valeur de l'inductance limite.

### Valeur de l'Inductance limite

L'inductance magnétisante limite est la valeur pour lequel le système est en limite de conduction continue/discontinue. Une valeur d'inductance inférieure mais le flyback en conduction discontinue et supérieure en conduction continue

$$L_{m\text{lin}}(m, fd) := \frac{E^2}{2 \cdot fd \cdot P_s} \cdot \left( \frac{m \cdot V_s}{E + m \cdot V_s} \right)^2$$

$$L_{m\text{lin}}(m, fd) = 1.411 \times 10^{-3} \text{ H}$$

Dans notre cahier des charges, le point de fonctionnement devait se trouver près du point discontinu/continu. Il correspond à une valeur d'inductance limite de 1.4mH. La valeur de  $L_m$  choisie pour le ETD 29 est de 0.65mH. Le montage sera donc en fonctionnement discontinu. Nous n'utilisons donc pas entièrement le circuit magnétique, mais l'intérêt de l'ETD 29 est le gain de place.

### Calcul des grandeurs utiles

Pour choisir entre les deux ETD mis à notre disposition (ETD29 et ETD34), nous avons calculé les grandeurs utiles dans les deux cas pour comparer.

ETD 29	ETD 34
fréquence de découpage (Hz)	
$fd := 40000$	$fd := 40000$
Inductance $L_m$ choisie (H)	
$L_m := 0.65 \cdot 10^{-3}$	$L_m := 1.42 \cdot 10^{-3}$
Inductance limite (H)	
$L_{m\text{lin}}(m, fd) = 1.411 \times 10^{-3}$	$L_{m\text{lin}}(m, fd) = 1.411 \times 10^{-3}$
rapport de surface $S_f/S_c$	
$S_f \cdot S_b(L_m, m, fd) = 6.822 \times 10^{-9}$	$S_f \cdot S_b(L_m, m, fd) = 1.146 \times 10^{-8}$
Rapport maximale de l' ETD	
ETD 29 $S_b \cdot S_f = 0.67 \cdot 10^{-8}$	ETD 34 $S_b \cdot S_f = 1.168 \cdot 10^{-8}$
Rapport cyclique	
$\alpha(L_m, m, fd) = 0.188$	$\alpha(L_m, m, fd) = 0.277$
Courant efficace dans le transistor (A)	
$I_{\text{Teff}}(L_m, m, fd) = 0.589$	$I_{\text{Teff}}(L_m, m, fd) = 0.485$
Courant efficace dans la diode (A)	
$I_{\text{Deff}}(L_m, m, fd) = 4.946$	$I_{\text{Deff}}(L_m, m, fd) = 4.068$
Courant maximal dans le transistor (A)	
$I_{\text{max}}(L_m, m, fd) = 2.353$	$I_{\text{max}}(L_m, m, fd) = 1.592$
Courant maximal dans la diode (A)	
$I_{D2\text{crete}}(L_m, m, fd) = 12.231$	$I_{D2\text{crete}}(L_m, m, fd) = 8.275$

Les avantages du ETD34 sont les suivantes, point de fonctionnement situé au point discontinu/continu et courant maximal dans le transistor et la diode faible. Pour le ETD29, l'intérêt principal est le gain de place. Le transformateur est plus petit que pour le ETD 34. Cependant, le point de fonctionnement est situé dans la zone discontinue et les valeurs des courants maximales se rapprochent des valeurs maximales admissibles par les composants.

En industrie, les dimensions des convertisseurs sont de plus en plus réduites, on cherche un gain de place. Nous avons donc choisi de prendre le ETD29 pour notre projet qui est plus petit, il utilise au maximum les capacités des composants mis à notre disposition.

Dans la suite du projet, les calculs, les simulations et les essais seront fait avec les caractéristiques de l'ETD29.

### Détermination des paramètres du transformateur

pour le ETD29  $A_{min} := 71 \cdot 10^{-6}$

$$n1 := \frac{Lm \cdot \text{Imax}(Lm, m, fd)}{B_{max} \cdot A_{min}} \quad \mu_0 := 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}$$

$$n1 = 86.181$$

Donc :  $N1 = 86$  **Nombre d'enroulements au primaire**

$$n2 := \frac{n1}{m} \quad m = 5.197$$

$$n2 = 16.74$$

Donc :  $N2 = 17$  **Nombre d'enroulement au secondaire**

$$e := \frac{n1^2 \cdot \mu_0 \cdot A_{min}}{Lm}$$

$e = 1.039 \times 10^{-3}$  en m **Entrefer du transformateur**

### Effet de peau

$$\text{Résistivité du cuivre} := 1.72 \cdot 10^{-8} \Omega \cdot m$$

L'effet de peau, est le fait que le courant ne passe pas uniformément dans la section d'un conducteur si celui-ci est traversé par un courant alternatif (à haute fréquence). Le calcul de l'effet de peau donne la distance par rapport aux bords du conducteur où le courant passera. Plus la fréquence sera grande, moins la distance avec le bord sera grande.

$$e_p := \sqrt{\frac{\rho}{\mu_0 \cdot \pi \cdot fd}}$$

$$e_p = 3.3 \times 10^{-4} \text{ m} \quad \text{soit} \quad e_p \cdot 10^3 = 0.33 \text{ mm}$$

### Diamètre maximal des fils de cuivres

$$S_{\max} := \pi \cdot (ep \cdot 10^3)^2 \quad \text{ou} \quad D_{\max} := ep \cdot 10^3 \cdot 2$$

$$S_{\max} = 0.342 \quad \text{en mm}^2 \quad \quad \quad D_{\max} = 0.66 \quad \text{en mm}$$

A partir de ce diamètre, une partie du conducteur ne sera pas utilisée (centre), c'est l'effet de peau. Il y aura donc un volume non utilisé soit une perte de place. Les fils utilisés seront donc inférieurs à ce diamètre.

### Surface cuivre primaire

Surface minimale de cuivre nécessaire au primaire

$$S_{cu1} := \frac{IT_{\text{eff}}(L_m, m, fd)}{\delta l}$$

$$S_{cu1} = 1.179 \times 10^{-7} \quad \text{m}^2 \quad \text{soit :} \quad S_{cu1} \cdot 10^6 = 0.118 \quad \text{mm}^2$$

### avec un fil de 0.4mm de diamètre avec 86 tours

$$S_{cu11} := \pi \cdot \left(\frac{D}{2}\right)^2 \quad \quad \quad D := 0.4$$

$$S_{cu11} = 0.126 \quad \text{mm}^2$$

**Bon car  $S_{cu11} \geq S_{cu1}$**

Section supérieure à la surface minimale nécessaire. Un fil est donc suffisant pour passer le courant.

$$S_{\text{total1}} := S_{cu11} \cdot n1 \cdot k1$$

$$S_{\text{total1}} = 32.798 \quad \text{mm}^2 \quad \quad \quad \textbf{Surface totale de l'enroulement primaire}$$

La surface totale prise par l'enroulement primaire est obtenue en multipliant la surface de cuivre d'un fil par le nombre de fils nécessaire au primaire et par le coefficient de foisonnement. Ce qui est approximativement équivalent à la place prise par les conducteurs, isolant compris et par l'imperfection du bobinage (fils ronds, bobinage main).

## Surface cuivre secondaire

Surface minimale de cuivre nécessaire au secondaire

$$S_{cu2} := \frac{I_{Deff}(L_m, m, f_d)}{\delta l}$$

$$S_{cu2} = 9.892 \times 10^{-7} \text{ m}^2 \quad \text{soit :} \quad S_{cu2} \cdot 10^6 = 0.989 \text{ mm}^2$$

avec un fil de 0.56mm de diamètre

$$D := 0.56 \text{ mm}$$

$$S_{cu2fil} := \pi \cdot \left(\frac{D}{2}\right)^2$$

$$S_{cu2fil} = 0.246 \text{ mm}^2$$

Surface inférieure à celle nécessaire, il faut donc mettre des fils en parallèle pour augmenter la section sans avoir de problème d'effet de peau.

nombre de fils en //

$$n_{bfil} := \frac{S_{cu2} \cdot 10^6}{S_{cu2fil}}$$

$$n_{bfil} = 4.016 \quad \text{soit} \quad \underline{\underline{4 \text{ fils en // } \phi 0.56 \text{ avec 17 tours}}}$$

$$n_{bfil} := 4$$

Nous avons pris quatre fils en parallèle, on aurait dû en prendre 5 car le nombre de fils trouvés est supérieur à quatre. Cependant, en réalisant le calcul dans le sens inverse avec 4 fils nous remarquons que la densité de courant trouvée est légèrement augmentée par rapport à la valeur désirée. 5.02 A/mm<sup>2</sup> au lieu de 5 A/mm<sup>2</sup>, ce qui est négligeable.

$$S_{total2} := S_{cu2fil} \cdot n_2 \cdot k_2 \cdot n_{bfil}$$

$$S_{total2} = 66.994 \text{ mm}^2$$

Surface de l'enroulement secondaire  
(puissance)

Un enroulement supplémentaire est nécessaire sur le secondaire, il permet d'alimenter la commande, et réguler la sortie en gardant l'isolement entre le secondaire de puissance et le primaire. Il consomme peu de courant, un fil de petit diamètre est donc suffisant. Il possède le même nombre de tours que le secondaire de puissance pour obtenir la même tension.

### avec fil de 0.4mm 17 tours

$$Stotal3 := Scufil1 \cdot n2 \cdot k2$$

$$Stotal3 = 8.545$$

$$Stotal2 + Stotal3 = 75.539$$

$$Stotal := Stotal1 + Stotal2 + Stotal3$$

$$Stotal = 108.337 \text{ mm}^2$$

Surface de l'enroulement secondaire (commande)

Surface totale de l'enroulement secondaire

Surface totale du bobinage

Pour le ETD 29: WINDING AREA de 95mm<sup>2</sup>

Nous obtenons à la fin une surface totale du bobinage de 108 mm<sup>2</sup>. La surface bobinable sur un ETD 29 est de 95mm<sup>2</sup>. Il est donc normalement impossible de bobiner le transformateur entièrement. D'après notre expérience, un coefficient de foisonnement de 4 est élevé si le bobinage est réalisé correctement. La surface de bobinage est donc inférieure en pratique, ce qui c'est révélé vrai. L'ETD 29 est largement suffisant pour rentrer le bobinage.

### Dimensionnement du redresseur

#### Capacité de sortie

Le cahier des charges nous impose une chute de tension maximum sur la tension redressée de 30% de la valeur crête de la tension d'entrée, sur un temps de 10ms. C'est à dire une ondulation de 97V en 10ms.

Pour cela, il faut tout d'abord calculer la résistance équivalente du flyback vue par le pont redresseur

$$Ps := 72 \text{ W} \quad V_{max} := 230\sqrt{2} \text{ V}$$

$$Req := \frac{V_{max}^2 \cdot \eta}{Ps} \quad \text{Rendement : } \eta := 0.85$$

$$Req = 1.249 \times 10^3 \text{ } \Omega$$

Ensuite :  $t := 10 \cdot 10^{-3}$

$$V_{max} \cdot e^{-\frac{t}{\tau}} = 0.7 \cdot V_{max}$$

Calcul de la constante de temps de décharge du redresseur

$$\tau := \frac{-t}{\ln(0.7)}$$

$$\tau = 0.028$$

Calcul du condensateur :

$$C := \frac{\tau}{R_{eq}}$$

$$C = 2.245 \times 10^{-5} \text{ F} \quad \text{soit} \quad 22 \mu\text{F}$$

Le condensateur minimal pour respecter le cahier des charges est de 22 $\mu$ F. En pratique le condensateur mis à notre disposition est de 68 $\mu$ F, largement supérieur au condensateur demandé. L'ondulation de tension sera donc plus faible.

### Résistance de limitation

Au démarrage, les diodes vont devoir supporter un fort pic de courant, dû au condensateur de sortie qui n'est pas chargé. Plus il se chargera, moins le pic sera important. Pour que les diodes ne soient pas détruites au premier pic nous allons placer une résistance (R<sub>limite</sub>) en entrée de pont pour limiter ce pic.

Avec une résistance de 5.1 $\Omega$

$$I_{pic} = \frac{V_{max}}{R_{limite}}$$

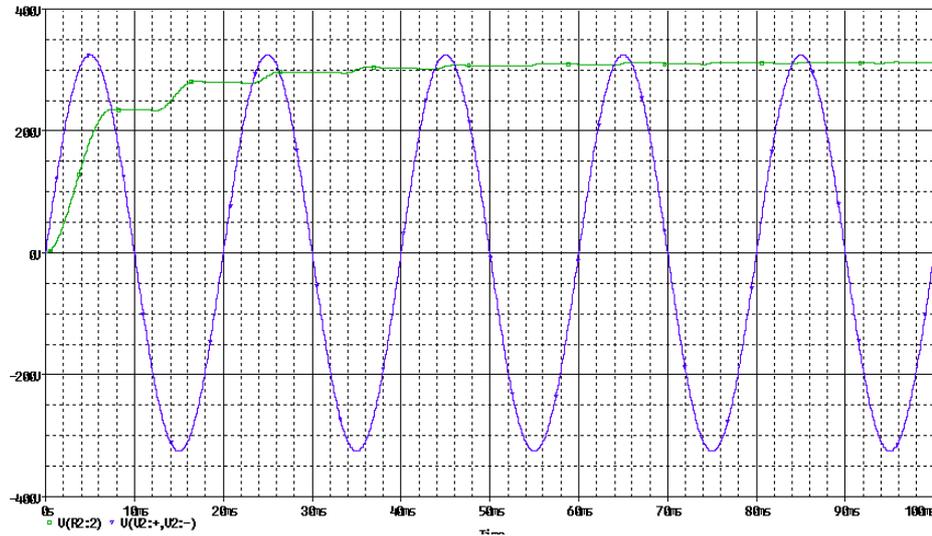
$$I_{pic} := 60 \text{ A}$$

Le premier pic sera d'environ 60 A, les diodes du redresseur peuvent supporter 300A pic, cette résistance est donc correcte.

- Simulation Pspice

### Simulation Redresseur

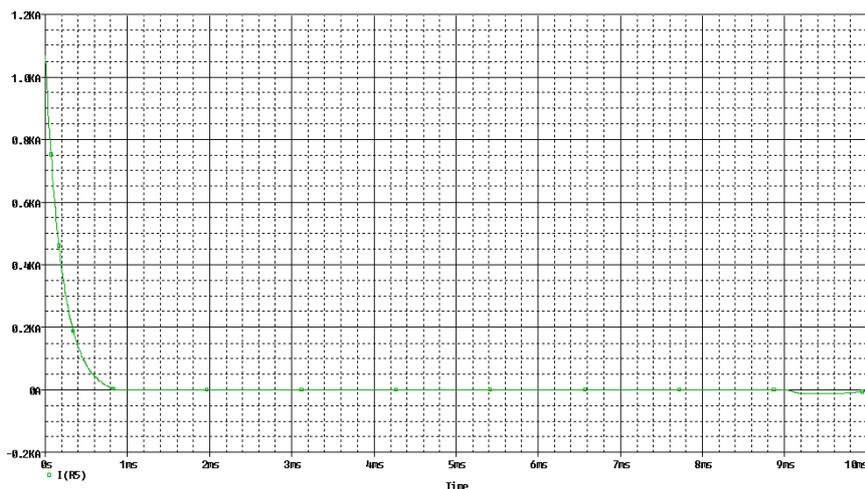
Pour le schéma voir [annexe](#)



bleu : Tension d'alimentation  
vert : Tension de sortie (redresseur)

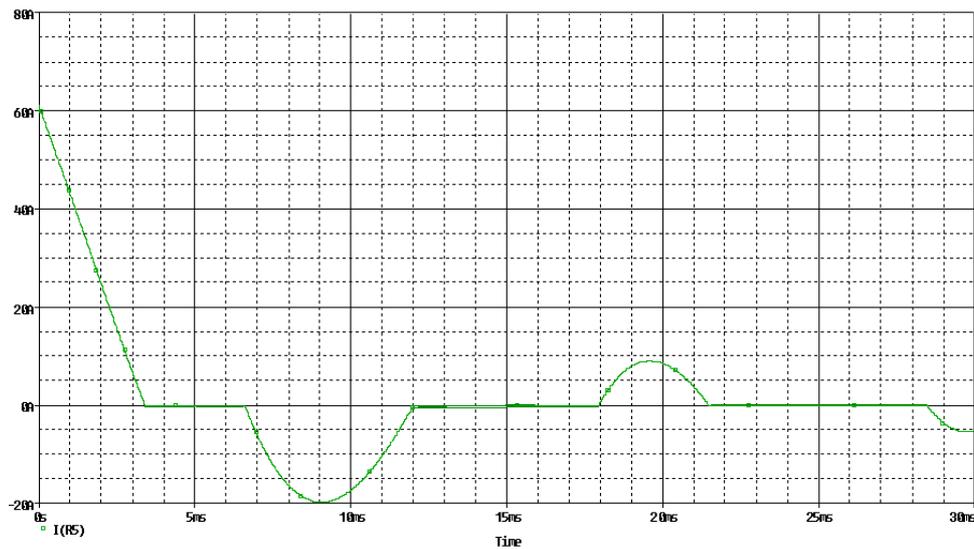
Nous pouvons visualiser la tension de sortie aux bornes du condensateur qui se charge. En régime stable, elle atteint presque la tension  $V_{max}$ , environ 325V. L'ondulation est quasiment nulle dû au surdimensionnement du condensateur de sortie.

### Sans Résistance de limitation :



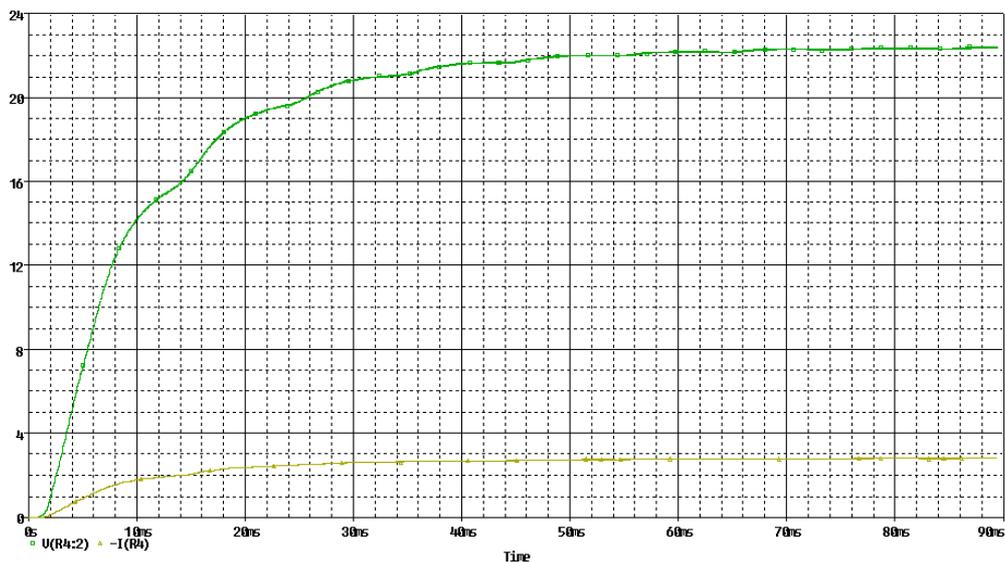
Sans résistance de limitation, le courant de démarrage atteint plus de 1kA. Les diodes supportant 300A maximum, elles ne supporteront pas. Il faut donc ajouter la résistance de limitation.

Avec résistance de limitation :



Avec une résistance de 5.1 Ohms, le pic de courant est réduit à environ 60A. Ce pic de courant est donc supportable pour les diodes du redresseur.

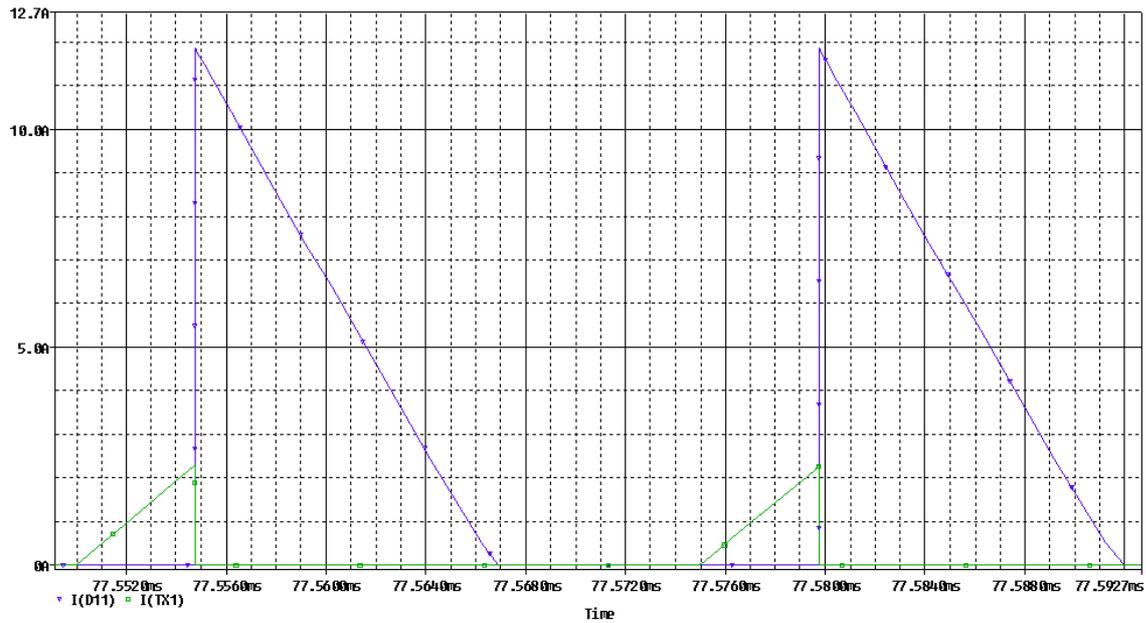
### Simulation Redresseur + Flyback



vert : tension de sortie du flyback

jaune : courant dans la charge

En régime permanent, la tension de sortie du flyback est de 22.4V environ. En théorie, nous devrions avoir 24V, mais la tension d'entrée du flyback est légèrement inférieure à la tension  $V_{max}$  (325V) ; il y a aussi des chutes de tension dans les diodes. Le courant quant à lui est de 2.8A en régime permanent, ce qui nous donne une puissance de sortie de 63W au lieu de 72W en théorie.



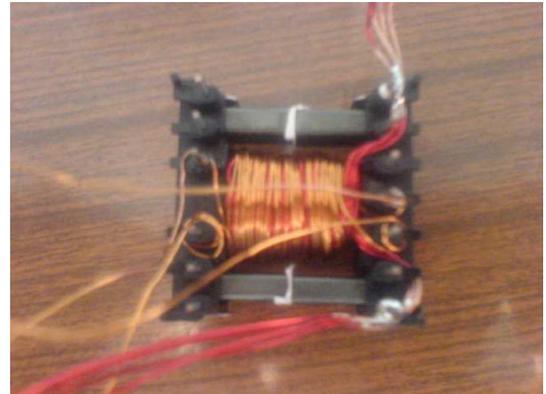
bleu : courant dans la diode du secondaire

vert : courant dans le transistor

La valeur du courant maximal dans le transistor est de 2.3A et celle de la diode de 12A, cela correspond aux valeurs trouvées par le calcul. Nous pouvons remarquer que le courant dans la diode s'annule avant la période de découpage. Le montage est bien en conduction discontinue comme nous en avons fait le choix.

## • Réalisation Physique

Après le dimensionnement et les simulations réalisées au préalable, nous avons bobiné le notre transformateur. Le châssis utilisé est le plus petit qui nous était proposé : le châssis de type ETD 29. Nous sommes, d'après les calculs, limite en surface bobinable. Cependant nous avons gardé une marge suffisante sur les coefficients de foisonnement (de 4). Nous avons quand même pris le plus petit châssis ne sachant comment le bobinage allé s'effectuer et quelle surface il allait prendre réellement au final. Nous avons bobiné le transformateur avec les caractéristiques calculées.



Nous avons a notre disposition une carcasse plastique qui nous servira de support pour le bobinage, et 2 parties ferromagnétiques formant le circuit magnétique. Ce dernier crée un entrefer où l'énergie est stockée.

Nous avons tout d'abord commencé par bobiner le plus proprement possible et le plus grand nombre de tours, le primaire 1 fil  $\Phi = 0.4$ . Comme celui-ci est tout seul, il a était aisé de le bobiner sur une longueur.



Pour diminuer l'inductance de fuite au maximum nous avons entrelacé les bobinages primaire et secondaire. Donc nous avons ensuite bobiné sur la première ligne du primaire, les quatre fils de cuivre formant le secondaire  $\Phi = 0.56$ . Et ainsi de suite, jusqu'à effectuer le nombre de tours nécessaires.

Vous pouvez voir sur la photo ci-contre, le transformateur bobiné. Nous avons été obligé de rajouter des petits bouts de papier pour augmenter l'entrefer, donc augmenter l'énergie stockée dans le transformateur. Cela permet de diminuer  $L_m$  (inductance magnétisante) afin quelle respecte au mieux les caractéristiques déterminées.

• **Calculs Mathcad**

**ETD 29 : Caractéristique de notre transformateur**

$n1 := 86 \quad n2 := 17$

Nous effectuons trois mesures pour déterminer

- > L'inductance de fuite
- > L'inductance magnétisante
- > Le rapport de transformation

Grâce à l'impédance mètre nous mesurons les grandeurs suivantes

Mesure en court-circuit coté primaire

$Lf := 5 \cdot 10^{-6}$

Mesure en circuit ouvert mesure coté primaire

$L1 = Lf + Lm \quad L1 := 0.76 \cdot 10^{-3} \quad Lm := 0.755 \cdot 10^{-3}$

Mesure en circuit ouvert mesure coté secondaire

$L2 = \frac{1}{m^2} \cdot Lm \quad L2 := 30 \cdot 10^{-6} \quad m := 5.01$

$Lf = 5 \times 10^{-6} \quad Lm = 7.55 \times 10^{-4} \quad m = 5.01 \quad k := 0.996$

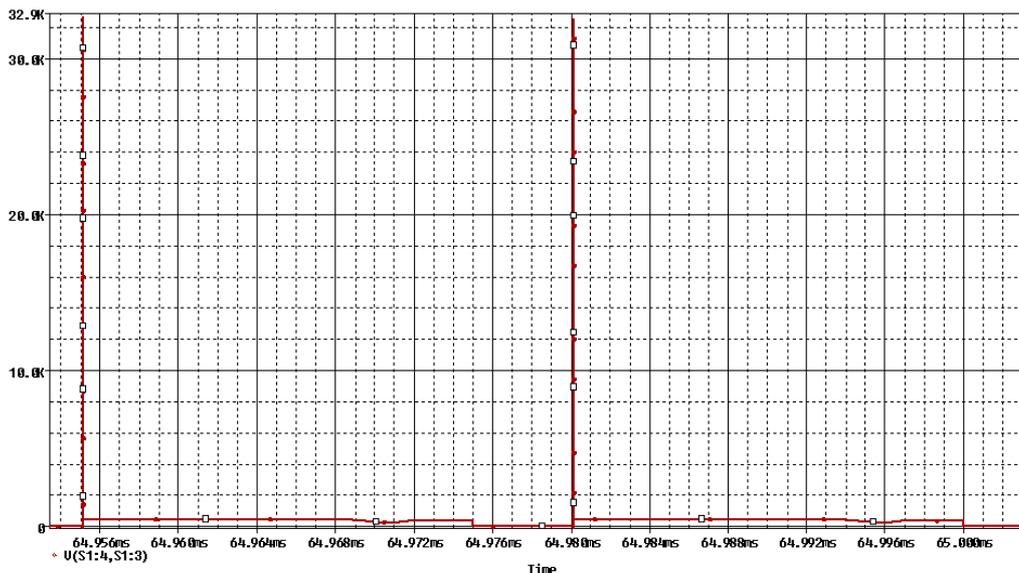
Les valeurs réelles du transformateur sont donc 5.01 pour le rapport de transformation et 0.755mH pour l'inductance magnétisante. Pour vérifier, que les valeurs soient toujours en accord avec le cahier des charges, nous refaisons les calculs sous Mathcad.

<b>ETD 29</b>
<b>Inductance Lm choisie (H)</b>
$Lm := 0.755 \cdot 10^{-3}$
<b>Rapport cyclique</b>
$\alpha(Lm, m, fd) = 0.203$
<b>Courant efficace dans le transistor (A)</b>
$ITeff(Lm, m, fd) = 0.568$
<b>Courant efficace dans la diode (A)</b>
$IDeff(Lm, m, fd) = 4.678$
<b>Courant maximal dans le transistor (A)</b>
$Imax(Lm, m, fd) = 2.184$
<b>Courant maximal dans la diode (A)</b>
$ID2crete(Lm, m, fd) = 10.94$

Avec les valeurs réelles de notre transformateur, les courants maximaux dans les composants sont diminués. Il y a donc une plus grande marge de sécurité sur les composants. C'est donc un point favorable.

## Simulation du flyback réel

Les simulations ont été refaites avec les valeurs réelles du transformateur. Leurs formes sont identiques aux simulations précédentes, elles n'ont donc pas été relevées. Cependant l'ajout d'une inductance de fuite sur le transformateur créé des surtensions aux bornes du transistor lors des commutations.



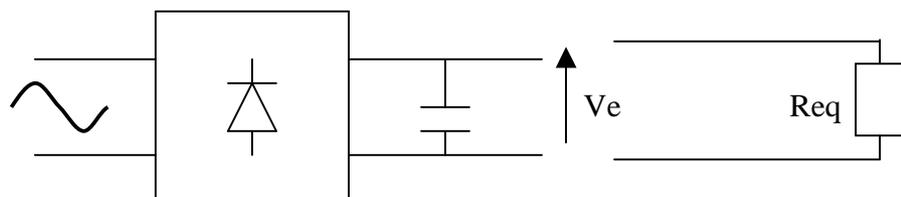
rouge : tension aux bornes du transistor (Vds)

Lors des commutations, des surtensions allant jusqu'à 30kV apparaissent sur le transistor. Celui-ci ne pourrait pas supporter. Il nous faut ajouter un écrêteur à notre montage

### • Tests

Nous avons commencé par souder les composants suivants :

- la résistance d'entrée  $R_{lim} = 5,1 \Omega$
- le pont redresseur de diodes
- la capacité d'entrée de filtrage de la tension



Les premiers tests sont effectués sur le schéma représentatif ci-dessus. Nous testons sous tension nominale 230V eff le pont redresseur avec la charge équivalente.

Nous sommes passés à la suite car nous n'avons rencontré aucun problème et aucunes formes d'onde non désirées. Nous sommes passé au dimensionnement de l'écrêteur.

- Ecrêteur

- Calculs & Simulations

**Dimensionnement de l'écrêteur**

$$\Delta V := V_{mos_{max}} - V_e - m \cdot V_s$$

$$\Delta V = 54.491$$

$$\Delta V := -\Delta V \quad \text{Sachant que } \Delta V \text{ est négatif}$$

$$\Delta V = -54.491$$

$$V_{ce} := \Delta V - m \cdot V_s$$

$$V_{ce} = -174.731$$

$$R_e := \frac{2 \cdot \Delta V \cdot (\Delta V - m \cdot V_s)}{f_d \cdot L_f \cdot I_{mos_{max}}^2}$$

$$R_e = 1.967 \times 10^4$$

$$P_e := \frac{V_{ce}^2}{R_e}$$

$$P_e = 1.552$$

Pour dimensionner  $C_e$  nous avons un critère,  $V_{ce}$  doit être constant sur une période de découpage.

Il faut que  $R_e \cdot C_e > 10 / f_d$

$$C_e > \frac{10}{f_d \cdot R_e} \quad C_e > 12.879910^{-9}$$

Comme nous avons une puissance dissipée ( $P_e$ ) pas très grande, nous pouvons utiliser des résistances de plus fortes valeurs et moins dissipatives. Nous pouvons faire cela car notre inductance de fuite n'est pas élevée. Nous allons donc écrêter plus fortement.

Nous avons à notre disposition :  $R_e := 15 \cdot 10^3$

On recalcule désormais la puissance dissipée,  $P_e$

$$P_e := \frac{V_{ce}^2}{R_e} \quad P_e = 2.035$$

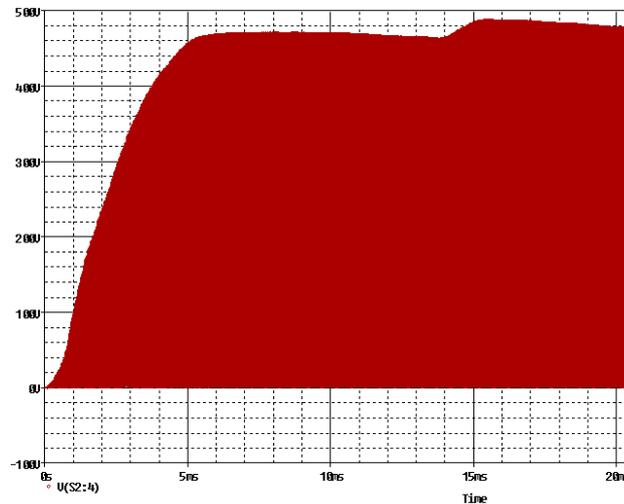
On ne dépasse toujours pas la puissance de dissipation de la résistance de 3 W

On peut donc redimensionner  $C_e$ , qui veut maintenant 22nF.

Après une simulation sur Pspice, avec les grandeurs des composants dimensionnés auparavant.  $R_e = 15k\Omega$  et  $C_e = 22 \text{ nF}$ , nous avons pu observer que le condensateur était trop faible et cela nous donnait une trop grande ondulation sur l'écrêtage,  $V_{ce}$  n'est pas assez constant sur une période de découpage.

Nous avons pris 220 nF pour la valeur de  $C_e$ . Nous passons donc à une constante de temps ( $R_e \cdot C_e$ ) de l'ordre de  $100/f_d$  au lieu de  $10/f_d$ , constante de temps plus grande soit un  $V_{ce}$  plus constant.

Pour le couple de valeur précédente, on obtient un écrêtage de:  $\Delta V := -45 \text{ V}$



rouge : tension aux bornes du transistor (Vds)

Avec l'insertion du montage écrêteur, les surtensions aux bornes du transistor sont limitées. Nous pouvons visualiser que la tension maximale aux bornes du transistor est maintenant d'environ 475V au lieu de 30kV sans écrêteur.

La simulation nous confirme que 220nF est plus judicieux que la valeur précédente. Nous avons une ondulation aux bornes de l'écrêteur très faible. L'ondulation persistante sur la valeur maximale de la tension transistor est dû non pas à l'ondulation de la tension Vce, mais à l'ondulation de la tension en sortie de redresseur.

### • Tests

Nous avons commencé par dessouder la charge équivalente et souder les composants suivants :

- le transistor
- la diode du secondaire de puissance
- le transformateur
- la résistance de mesure  $R_{mes} = 1 \Omega$
- la capacité de sortie
- l'écrêteur complet (résistance + capacité + diode)

Les tests se sont effectués sous tension réduite car nous commandons le transistor avec un rapport cyclique de 50%. Le rapport cyclique nominal est de 0.18. Tel que le montage est actuellement, il n'a aucune protection au niveau du courant transité dans le transistor. C'est pour cela que nous visualisons les formes d'ondes sous tension d'entrée réduite.

Les formes d'ondes visualisées sont :

- la tension de sortie Vs
- la courant transistor via la tension sur la résistance de  $1 \Omega$  : mesure nécessaire à ne pas détruire le composant
- l'écrêteur fonctionne correctement
- vérification de la puissance dans la résistance de l'écrêteur

Les formes d'onde sont correctes et celles attendues, nous permettant de continuer le projet sereinement.

- Commande 3842

- Calculs & Tests : Oscillateur

Dans un premier temps, il faut **dimensionner l'oscillateur** permettant de recréer la fréquence de découpage de notre système. La fréquence de découpage est de **40 KHz** et grâce à la formule nous en déduisons les deux paramètres  $R_t$  et  $C_t$  permettant de calibrer la fréquence de découpage.

$$f_d = \frac{1.72}{R_t \cdot C_t}$$

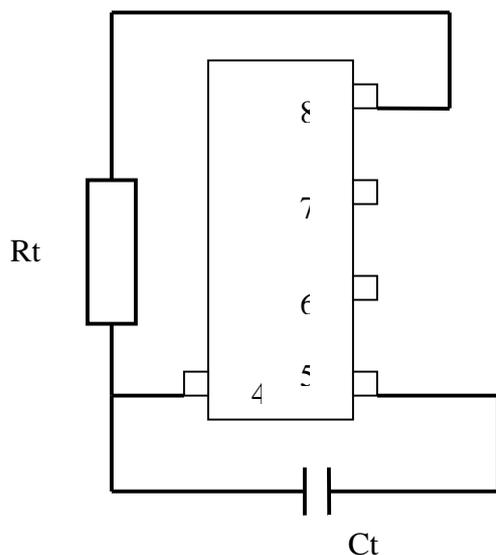
Nous choisissons de dimensionner en premier le condensateur  $C_t$ , pour en déduire  $R_t$ .

$C_t$  choisi = 4,7 nF

$$R_t := \frac{1.72}{f_d \cdot C_t} \quad R_t = 9.149 \times 10^3 \ \Omega$$

Nous avons choisi de prendre  $R_t$

$R_t = 7.8 \text{ k}\Omega$  fixe + 2 k $\Omega$  variable (potentiomètre)

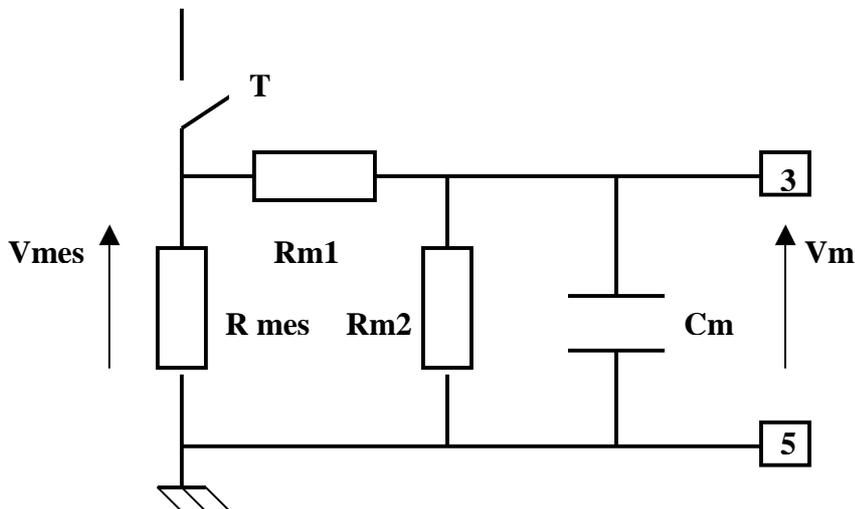


Avant de continuer toutes opérations, nous avons testé et **réglé l'oscillateur**. Nous l'alimentons à l'aide d'une alimentation stabilisée. Nous visualisons sur l'oscilloscope la forme d'onde de la pin 4, en réglant le potentiomètre nous fixons la période de notre système à 25  $\mu$ s.

## • Calculs & Tests : Mesure de courant

La mesure du courant passant dans le transistor MOS se fait à l'aide d'une résistance de mesure  $R_{mes} = 1 \Omega$  ; Ce qui nous permet de récupérer une image sans changement d'échelle. Le courant maximal que notre transistor devra passer est de  $I_{max} = 2,2 \text{ A}$

Le schéma proposé est le suivant :



D'après le montage ci-dessus, quand le courant transistor sera à 2,2 A, on voudra que la tension  $V_m$  soit égale à 1V. Cette tension  $V_m$  est en fait comparée à une référence interne au 3842 de 1V. Cela donne les équations suivantes.

$$V_m = \frac{R_{m2}}{R_{m1} + R_{m2}} \cdot V_{mos} \quad \rightarrow \quad \frac{R_{m2}}{R_{m1} + R_{m2}} = \frac{1}{I_{mos_{max}} R_{mes}}$$

$$\rightarrow \quad R_{m1} = 1.2 R_{m2}$$

De plus, nous avons certaines contraintes à respecter sur la constante de temps de ce pont diviseur de tension face à la fréquence de découpage.

$$20 \cdot fd = \frac{1}{R_{eq} \cdot C_m} \quad R_{eq} = \frac{R_{m1} \cdot R_{m2}}{R_{m1} + R_{m2}}$$

$C_m$  sert à filtrer les parasites lors de la communication

*Condition :*

- $C_m$  trop petit, pas ou peu de filtrage
- $C_m$  trop grand, on ralentit trop la dynamique du système
- $R_{m1} + R_{m2} \gg \text{quelques } 10 \text{ k}\Omega$

C'est pour cela que nous prenons le couple de résistance **Rm1 = 12 kΩ** et **Rm2 = 10 kΩ** pour être au plus près de la condition. Cela nous donne la valeur de la capacité **Cm = 470 pF** Nous dimensionnons la résistance de grille à **Rgrille = 22 Ω**, et soudons les composants suivants :

- Rm1, Rm2 et Cm
- Rgrille
- 2 résistance de même valeur ( 10 kΩ )
- le composant de commande 3842

(Voir schéma global annexe)

$$V_b := 5 - V_e$$

$$V_e = 3,6 - V_{\text{imax}}$$

$$\text{alors } 0,6 < V_e < 3,6$$

Le principe de ces tests était de commander le transistor MOS par le biais de l'image du courant que nous prenons aux bornes de la résistance de mesure.  $V_e$  est l'image du courant maximal auquel le transistor s'ouvre. Le but de cet essai permettra d'identifier le montage en retrouvant sa fonction de transfert.

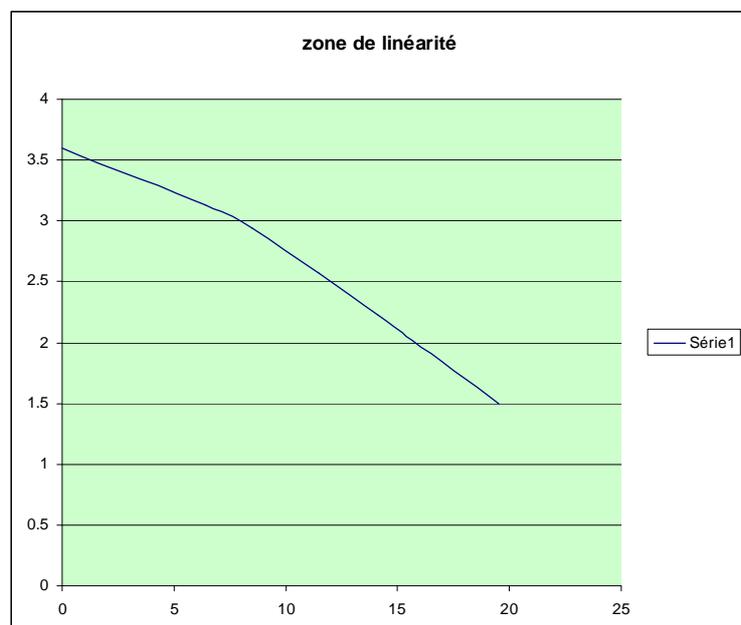
Pour démarrer les manipulations, il faut fixer la tension  $V_e$  au dessus de 3,6V afin de ne pas commander le transistor ; cela signifie que le courant maximal demandé dans le transistor est nul donc il ne conduit pas. Si l'on baisse cette tension, il voit qu'il n'est pas au courant maximal, donc il commande le transistor.

Ensuite nous augmentons la tension d'entrée progressivement et nous réduisons la tension  $V_e$ , démarrnant le processus de transfert d'énergie.

Avant de passer à l'identification, nous regardons la plage de linéarité du système. Nous envoyons une tension sur  $V_e$  que nous faisons varier et nous retenons la valeur de la sortie coté puissance correspondante à cette tension  $V_e$ .

La tension d'entrée ( 130V eff ) est réduite pour éviter de détruire un composant (le transistor en particulier).

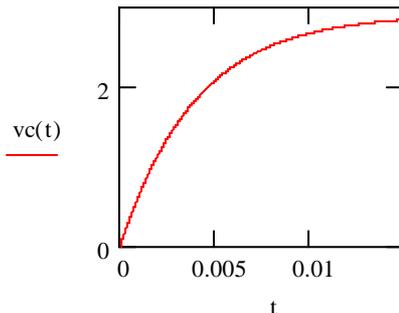
Nous en déduisons la zone de linéarité comprise entre 3 V et 1.5 V de tension de commande  $V_e$ . Cette mesure est essentielle pour la suite des événements ; elle permet de savoir si nous identifions bien la fonction de transfert sur une plage linéaire. Nous utiliserons un échelon situé autour de 2,5 V.



## • Identification

L'identification va nous permettre de trouver la fonction de transfert du système, dans le but de compenser les pôles. Nous envoyons une tension  $V_e$  carrée de faible fréquence afin de voir la réponse du système en boucle ouverte. Il s'avère que la fonction de transfert de ce circuit ressemble à la réponse à un échelon d'un système du 1<sup>er</sup> ordre.

$$FTBO = \frac{A}{1 + \tau \cdot p}$$



'vc(t)' est la réponse temporelle de la tension de sortie à un échelon de tension d'entrée de 0.42V

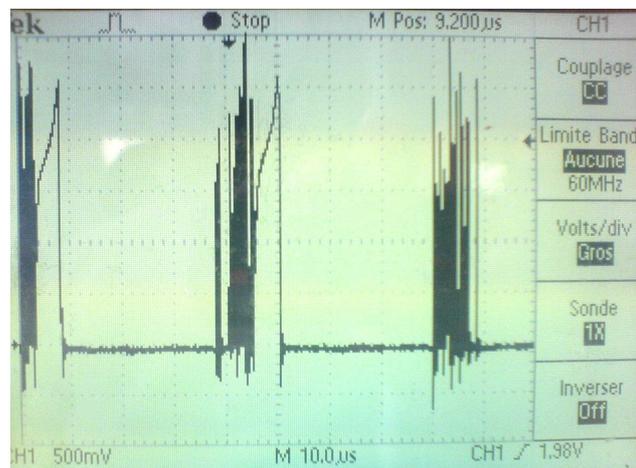
$$A = 2.9 / 0.42 = 6,9$$

$$\tau = 4 \text{ ms}$$

De cette courbe, on retrouve le Gain  $A$  et la constante de temps  $\tau$ . Ces paramètres sont indispensables pour calculer les éléments de la boucle de tension. Cette mesure s'est effectuée sous une tension d'entrée réduite de 130V eff. Mais pour une plus grande précision, nous aurions dû faire toutes ces mesures sous tension nominale d'entrée.

## • Modification grille

Pendant l'identification, nous avons regardé toutes les grandeurs mesurables du système. Nous nous sommes aperçu que la tension de commande de grille n'était pas celle escomptée. La tension de commande du transistor MOS devait être la plus propre possible, c'est-à-dire que sa forme s'apparente à une tension créneau suivant un rapport cyclique  $\alpha = 0.18$ . Or la tension que nous visualisions ne se résumait qu'à une forme de bruit pendant le temps de conduction. Ce qui avait comme conséquence de ne pas commander le transistor pendant toute la durée de conduction désirée (Cf figure ci-contre).



Nous avons pris la décision d'augmenter la valeur de la résistance de grille initialement à 22  $\Omega$ , à la valeur de 33 $\Omega$  puis 47 $\Omega$  : 33 $\Omega$  n'étant pas suffisant mais apportant un nette amélioration de la tension de commande transistor, nous sommes passé à la résistance de grille **Rgrille = 47  $\Omega$** . Désormais, la tension de commande du MOS était de la forme carrée suivant le rapport cyclique  $\alpha$ . Le transistor était commuté beaucoup plus proprement qu'au préalable.

En augmentant la résistance nous avons cependant augmenté la constante de temps de la grille. C'est pour cela que nous avons effectué les calculs suivants, afin de voir si ce changement de résistance influe beaucoup sur le courant du MOS.

Avec  $R_{grille} = 47\Omega$

$$R_g := 47 \quad \Omega$$

$$C_{iss} := 360 \cdot 10^{-12} \quad F$$

La constante de charge de la grille est donc de:

$$\tau := R_g \cdot C_{iss}$$

$$\tau = 1.692 \times 10^{-8}$$

Le transistor va conduire environ  $3\tau$  après la demande du 3842. Ce retard introduit une augmentation supplémentaire du courant. Nous allons la calculer.

$$\Delta i := 3 \cdot \tau \cdot \frac{E}{L_m} \quad \text{avec} \quad E := 230\sqrt{2} \quad L_m := 0.755 \cdot 10^{-3}$$

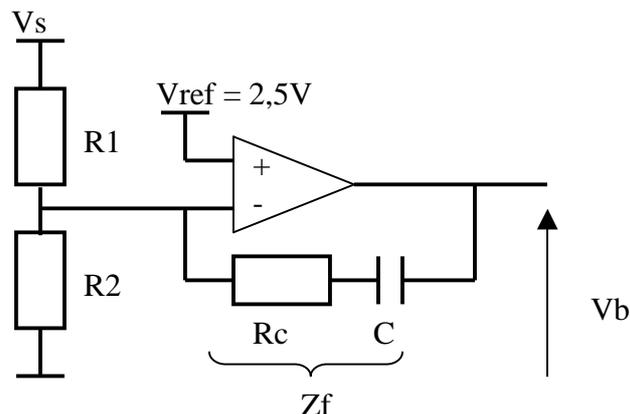
$$\Delta i = 0.022 \quad A$$

Avec une résistance de grille de  $22\Omega$ , l'augmentation du courant était de  $10\text{mA}$ .

Avec une résistance de grille de  $47\Omega$ , l'augmentation du courant est de  $22\text{mA}$ .

Ce nouveau retard introduit une hausse du courant dans le transistor de  $12\text{mA}$ , ce qui est négligeable, et ne risque pas de détruire le transistor.

### • Calculs & Tests : Boucle de tension et Correcteur



La boucle de tension va nous permettre de réguler la tension de sortie continue à  $24\text{V}$ . Il faut donc réaliser un pont diviseur de tension pour que la tension continue de sortie soit comparée à une tension de référence  $2,5\text{V}$ . Pour effectuer l'isolation galvanique nous prendrons la tension de sortie du 3<sup>ème</sup> enroulement.

Mais pour le moment, nous exécuterons les manipulations en récupérant la tension continue de sortie du côté puissance. Cela implique que nous n'avons pas d'isolation galvanique mais ceci n'est que temporaire.

Le calcul du correcteur se fait à l'aide des équations du montage réalisées par le circuit.

$$V_{ref}^x = 2,5V$$

$$V_{ref}^x = V_{ref} \cdot \frac{R1 + R2}{R2}$$

La compensation des pôles/zéros se fait par

$$\tau = R_c \cdot C$$

En Boucle ouverte, une fois compensée

$$\frac{V_s}{V_{ref}^x} = \frac{A}{R1 \cdot C \cdot p}$$

En boucle fermée

$$\frac{V_s}{V_{ref}^x} = \frac{1}{1 + \frac{R1 \cdot C}{A} \cdot p}$$

Nous arrivons avec les conditions suivantes :

$$\frac{R1 \cdot C}{A} \text{ du même ordre que } \tau \text{ (environ 2 fois plus rapide)}$$

$$\frac{R1 + R2}{R2} = \frac{24}{2,5} \quad \rightarrow \quad R1 = 8,6 R2$$

$$R_c * C = \tau \quad (\tau = 4ms)$$

Cela nous donne un jeu de résistances et de condensateurs respectant les contraintes vues précédemment :

$$C = 470 \text{ nF}$$

$$R_c = 8,47 \text{ k}\Omega$$

$$R1 = 32,47 \text{ k}\Omega$$

$$R2 = 3,77 \text{ k}\Omega$$

Nous testons le tout sous tension nominale 230V eff d'entrée et avec une double charge. Nous constatons que les formes d'onde attendues sont bonnes. Nous effectuons donc les manipulations avec charge nominale 8Ω. L'isolation galvanique n'est pas respectée pour le moment mais tout est OK alors passons à la suite...

- **Modifications apportées au montage**

Afin de répondre au cahier des charges, nous nous sommes consacré à l'utilisation du 3<sup>ème</sup> enroulement

Nous n'avons pas tout de suite effectué les tests sous auto alimentation du composant de commande 3842, pour bien voir et analyser les problèmes possibles. Pour cela nous avons récupéré le 3<sup>ème</sup> enroulement et la diode en prenant précaution de ne pas inverser les bornes homologues. Nous rajoutons une résistance équivalent au 3842 au borne de Caux afin d'alimenter le 3842 par alimentation stabilisée. Cette résistance se calcule en prenant la tension vue par le circuit de commande sur le courant qu'il absorbe afin de fonctionner correctement.

$$R_{eq3842} := \frac{24}{0.016} \rightarrow 1.5 \text{ k}\Omega$$

Nous alimentons ce montage et visualisons les formes d'onde du secondaire de puissance et du 3<sup>ème</sup> enroulement. A ce moment précis nous commandons l'alimentation flyback par régulation de tension avec isolation galvanique.

Nous effectuons les tests sous tension d'entrée réduite 110V eff et visualisons les formes d'onde des deux secondaires. A ce stade du jeu les tensions sont de même formes : parfaitement continue de valeur 24V. En augmentant la tension d'entrée, l'allure des tensions du 3<sup>ème</sup> enroulement et de secondaire de puissance ne coïncident plus. C'est-à-dire que la tension du secondaire de puissance était ondulée alors que celle du secondaire de commande était lissée et de valeur 24 V.

Tels que nous sommes, la constante de temps du coté puissance n'est pas du tout la même que la constante de temps de la partie commande. Nous interprétons cette observation en s'appuyant de la visualisation de la tension de la diode Daux : la diode ne conduit que toutes les 3 périodes. Nous en déduisons que le 3<sup>ème</sup> enroulement ne voit pas les problèmes ou les distorsions de formes d'onde. Il est parfaitement lissé à la tension 24 V, il ne commande pas le transistor. La tension secondaire de puissance à le temps de diminuer.

Nous prenons l'initiative de diminuer la constante de temps du coté commande vue que l'on ne peut changer celle du coté puissance (on changerait la fonction de transfert). Nous changeons Caux afin d'obtenir environ la même constante de temps, à 5  $\mu$ F.

On teste le tout et visualisons les grandeurs qui nous intéressent, en l'occurrence les deux tensions secondaires. Celles-ci commencent à onduler à partir de 150V eff de tension d'entrée. Nous en déduisons que le gain A n'est pas bon car celui-ci a été trouvé lors de l'identification sous 110V eff de tension d'entrée. L'identification aurait dû se faire sous tension d'entrée nominale. Sous tension nominale, le gain 'A' est plus grand, il diminue la constante de temps du système en boucle fermée (Cf équation ci-dessous).

$$\tau = \frac{R \cdot C}{A}$$

On choisit de diminuer la constante de temps en boucle fermée, **3 fois plus rapide** que la constante de temps en boucle ouverte de 4 ms. Cela change donc les valeurs des composants Rc et C. Cela devrait améliorer les formes d'onde pour une tension d'entrée plus forte et surtout nominale.

**C = 141 nF**  
**Rc = 28,6 kΩ**

Nous testons de nouveau, visualisons les tensions des deux secondaires sous tensions d'entrée nominale 230v eff, charge double pour commencer puis charge nominale 8Ω. L'alimentation du 3842 est toujours faite par le biais de l'alimentation stabilisée.

Ce qu'on aperçoit :

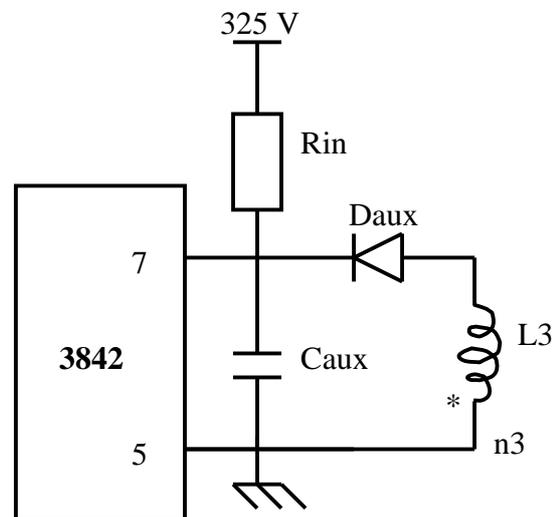
- Nous retrouvons une ondulation identique sur les deux sorties secondaires : même réponses temporelles.
- La commande de la grille est parfaitement carrée suivant le rapport cyclique  $\alpha$  de 0,18.

Hypothèse : l'ondulation vue du coté secondaire serait peut être dû à l'alimentation stabilisée qui fournirait une masse flottante.

### Auto alimentation

Vue que toutes les modifications apportées au montage et que celui-ci fonctionne, il ne nous reste plus qu'à effectuer le dernier point.

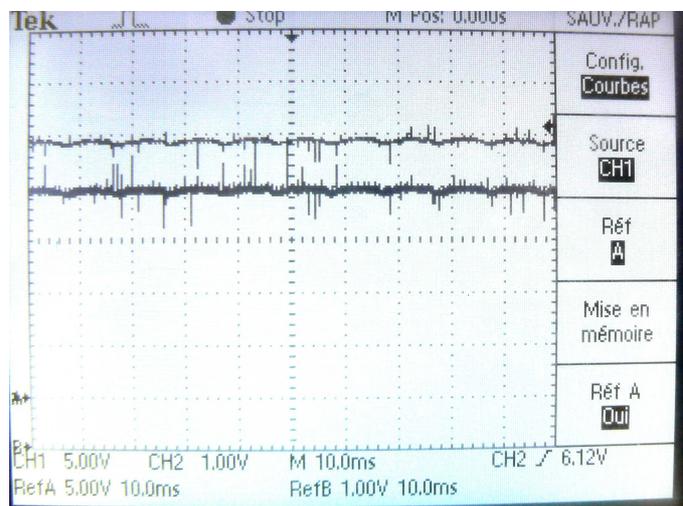
Cela consiste à alimenter le composant de commande 3842 par ces propres moyens lors de la mise sous tension d'entrée 230Veff. Nous réalisons le montage ci-contre et prenons précaution de retirer la résistance équivalente 1,5 kΩ que nous avons inséré dans le système.



Nous effectuons les derniers tests du projet. Réaliser une alimentation à découpage de type flyback ([schéma globale annexe](#)). Nous visualisons les grandeurs qui nous intéressent :

- Tension nominale d'entrée
- Régulation en tension correcte
  - Sortie puissance 24V continue 3A
  - Sortie commande 24V continue
- Pas d'ondulation coté secondaire : cela vérifie l'hypothèse que l'alimentation stabilisée donnait une masse flottante dans le système.

*Ça fonctionne, ça régule, le cahier des charges est respecté...*



- **Récapitulatif final**

### Transfert de puissance

*Dimensionnement*

$$f_d = 40 \text{ KHz}$$

$$\alpha = 0.202$$

$$I_{t \text{ max}} = 2,2 \text{ A}$$

$$I_{d \text{ max}} = 10,9 \text{ A}$$

*Transformateur*

ETD 29

$$m = 5,01$$

$$n_1 = 86$$

$$n_2 = 17$$

$$L_f = 5,10 \mu\text{H}$$

$$k = 0,996$$

$$L_m = 0,755 \text{ mH}$$

*Ecrêteur*

$$R_e = 15 \text{ k}\Omega - 3 \text{ W}$$

$$C_e = 220 \text{ nF}$$

Diode écrêteuse

$$P_e = 1,8 \text{ W}$$

### Commande

*Dimensionnement*

$$f_d = 40 \text{ KHz}$$

$$\tau = 4 \text{ ms}$$

$$A = 6,9047$$

*Oscillateur*

$$R_t = 9,14 \text{ k}\Omega$$

$$C_t = 4,7 \text{ nF}$$

*Mesure de courant*

$$R_{m1} = 10 \text{ k}\Omega$$

$$R_{m2} = 12 \text{ k}\Omega$$

$$C_m = 470 \text{ pF}$$

$$R_{\text{grille}} = 47 \Omega$$

$$C_{\text{aux}} = 5 \mu\text{F}$$

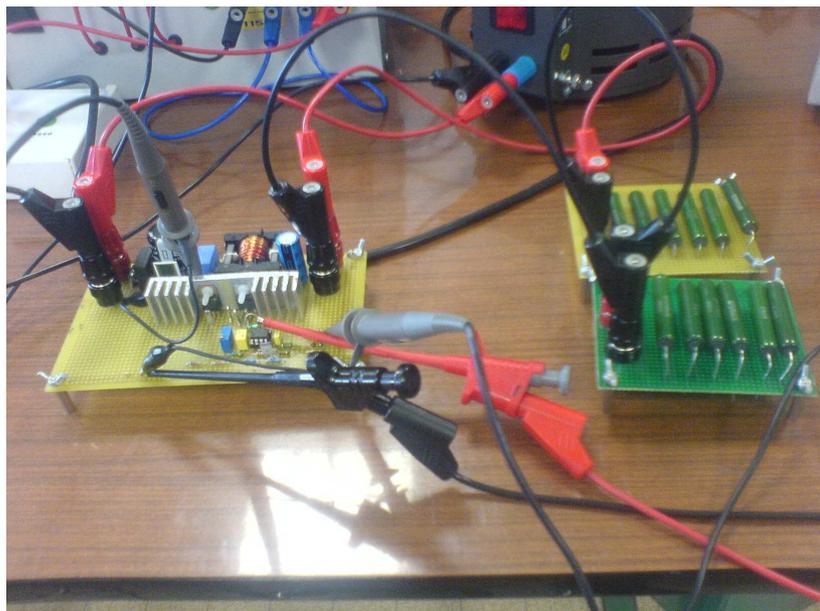
*Régulation de tension*

$$R_1 = 32,47 \text{ k}\Omega$$

$$R_2 = 3,77 \text{ k}\Omega$$

$$R_c = 26,6 \text{ k}\Omega$$

$$C = 141 \text{ nF}$$



- Conclusion



*Ce bureau d'étude nous a permis de mettre en valeur notre sens de l'analyse et de réflexion.*

*Il a fallu combiner nos compétences et faire valoir notre sens de l'équipe pour arriver à nos fins. Ce type d'environnement de travail apporte beaucoup, aide à la compréhension du système et rapproche du monde industriel.*

*Ce projet fut intéressant car nous avons créé dispositif électrique qui se trouve en vente dans le commerce. Il touche le grand public, et de nombreux grands constructeurs se battent sur ce marché. Développer de A à Z cette alimentation à découpage de type flyback a été ludique.*

*La partie théorique et simulation ont été une bonne introduction et une approche sérieuse à la compréhension du système Flyback.*

*La partie réalisation nous a ouvert les yeux sur les problèmes de conception : inductance de fuite, importance des marges de sécurité et du placement des composants sur la carte*

*(Compatibilité électromagnétique : CEM)*

