

## ALIMENTATION A DECOUPAGE FLY BACK

*Ph Dondon© Copyright 2000*

[retour page accueil Ph.Dondon](#)

### I) BUT DE LA MANIPULATION

Le but de la manipulation est d'analyser une alimentation "fly back" (à accumulation) et mesurer ses performances. Ce type de convertisseur est fréquemment utilisé dans les systèmes petite et moyenne puissance (<150W) type micro-ordinateur, écran de PC, etc... **Préparation indispensable...**

### II) RAPPELS SUR LE MAGNETISME ET LES COMPOSANTS MAGNETIQUES

#### II.1) Circuits magnétiques

##### II.1.1) Les matériaux

On distingue deux types de matériaux : les matériaux durs (aimants permanents) et les matériaux doux (ceux qui nous intéressent ici). Parmi ceux-ci, on trouve les "ferrites". Ces matériaux sont des composés chimiques à base d'oxyde de fer associés à des métaux tels que Manganèse-Zinc(Mn-Zn) ou Nickel-Zinc (Ni-Zn). Pour limiter les pertes magnétiques, les ferrites sont utilisées dès que la fréquence de travail dépasse 1kHz environ.

##### II.1.2) Cycle d'hystérésis

Les matériaux sont caractérisés par leur cycle d'hystérésis. En ce qui concerne les ferrites, l'induction à saturation  $B_s$  est de l'ordre de 0,3 à 0,5 Tesla.

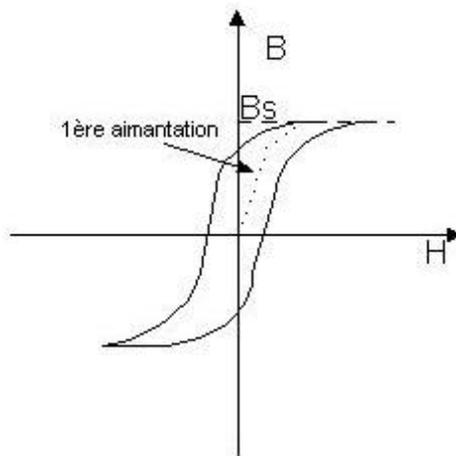
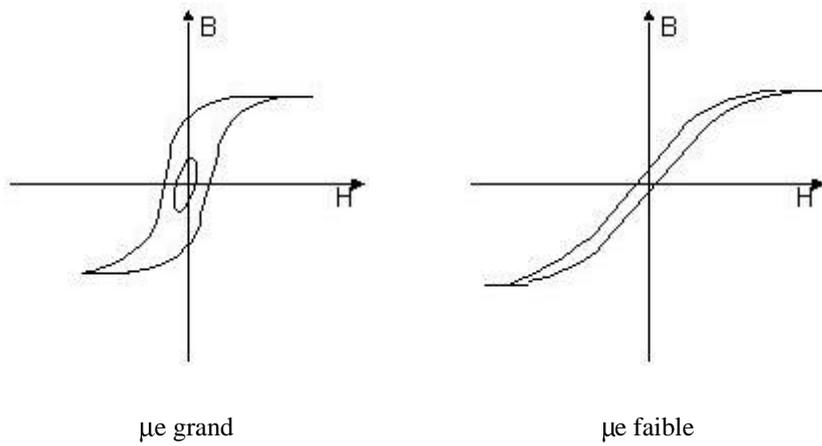


Figure 1 : hystérésis

Pour un matériau donné, la forme du cycle d'hystérésis dépend :

- de la température :  $B_s$  décroît avec la température et s'annule à une température dite de Curie  $T_c$ ,
- de la fréquence avec laquelle le cycle est décrit,
- des traitements qu'a subi le matériau

Si l'on introduit un entrefer localisé ou réparti dans le circuit magnétique, la perméabilité  $\mu_r$  est modifiée pour devenir une perméabilité effective  $\mu_e$ . Plus l'entrefer est important, plus  $\mu_e$  est faible (cf. figure 2).

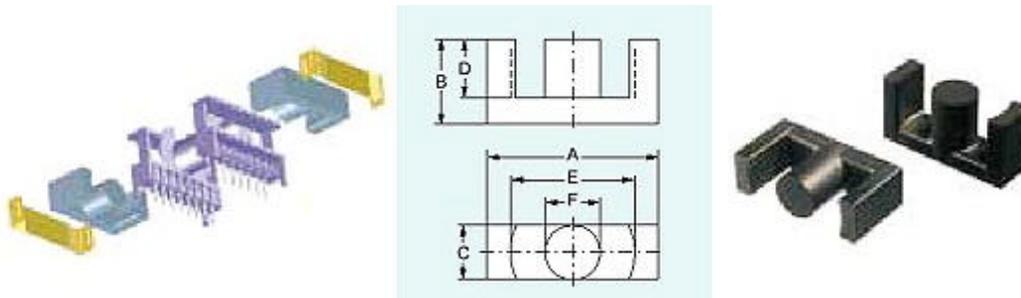


*On peut donc appliquer un courant électrique ( $H \Leftrightarrow I$ ) beaucoup plus important avec un circuit à entrefer, avant d'atteindre la saturation du matériau.*

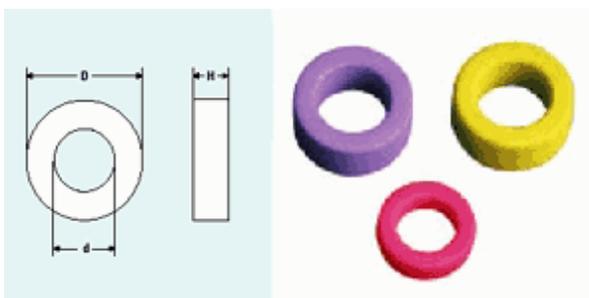
Figure 2 : effet de la perméabilité effective  $\mu_e$

### II.1.3) les formes de circuits

- \* noyaux en E : jambe centrale de section carrée
- \* noyaux EC : idem avec jambe centrale cylindrique
- \* noyaux ETD : (idem EC avec encoche)



- \* noyaux EFD : idem mais plus plats
- \* noyaux en U : forte puissance et/ou haute tension
- \* les tores : faible rayonnement et fort couplage



- \* les pots RM : excellent blindage

Les tableaux fournis en annexes donnent des éléments pour le choix des matériaux et géométrie en fonction de l'application.

### II.1.4) Les pertes

a) pertes par courant de Foucault

Lorsque la fréquence de travail augmente, des courants sont induits en surface du circuit. Ces pertes sont proportionnelles au carré de la fréquence.

b) pertes par hystérésis

Elle dépendent de l'aire du cycle d'hystérésis décrit et de la fréquence.

c) pertes supplémentaires (traînage magnétique, relaxation)

En fait, les fournisseurs donnent dans les catalogues, les pertes magnétiques totales (en mW/cm<sup>3</sup>) sous forme de courbes ou de formules approchées :

$$P_T = K.F^m.B^n.$$

avec : K constante du matériau

$$1,3 < m < 1,6$$

$$2 < n < 2,6$$

## II.2) Les composants électroniques de stockage

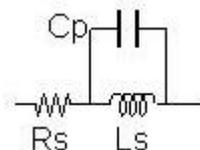
### II.2.1) Les inductances simples

Les inductances peuvent stocker une énergie électrique sous forme magnétique, puis la restituer. On peut naturellement réaliser des bobinages à air. Mais, l'utilisation de circuits magnétiques tels que présentés ci-avant permet :

- 1) de diminuer l'encombrement, à valeur égale, de l'inductance,
- 2) de confiner le flux magnétique dans un espace restreint et ainsi de limiter les rayonnements parasites.

Les inductances sont utilisées essentiellement dans des applications de filtrage, de conversion d'énergie (alimentations à découpage non isolées...), et d'interrupteur magnétique (inductances saturables).

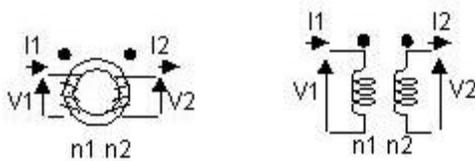
Le schéma électrique équivalent d'une inductance simple L est le suivant :



où  $R_s$  représente la résistance série du fil bobiné et  $C_p$  les capacités parasites inter spires.

### II.2.3) Les transformateurs et inductances couplées

Si l'on veut isoler l'entrée d'un convertisseur de sa sortie, (par exemple entrée 220V redressé et sortie 0-5V), il faut utiliser un composant inductif à deux enroulements indépendants assurant une isolation galvanique, tout en autorisant le transfert d'énergie.



$n_1$  : nombre de spires au primaire

$n_2$  : nombre de spires au secondaire

: le point indique le sens des enroulements

(ici V1 et V2 en phase)

Deux éléments permettent cette opération : le transformateur et les inductances couplées. Bien que physiquement identiques, le fonctionnement de l'un et l'autre et le processus de dimensionnement sont totalement différents :

a) fonctionnement en transformateur parfait

on a  $v_1/v_2 = n_2/n_1$  et  $i_2/i_1 = n_1/n_2$  :

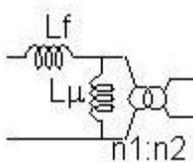
la puissance absorbée par le primaire est égale à tout instant à la puissance fournie par le secondaire.

b) fonctionnement en inductances couplées

*C'est le cas dans les alimentations Fly back.* Le transfert de puissance se fait en deux temps : l'énergie est, dans une première phase, stockée au primaire puis, dans un deuxième temps, restituée au secondaire. Ce type de fonctionnement nécessite l'emploi de deux interrupteurs synchronisés, l'un sur le primaire, l'autre sur le secondaire.

c) modélisation

On modélise les imperfections de ces composants par une inductance magnétisante  $L_\mu$  (qui tient compte de la réluctance non nulle du circuit magnétique), une inductance de fuite  $L_f$  (qui tient compte des flux de fuite dans l'air et le cuivre), associées à un transformateur parfait.



*Les inductance de fuite sont responsables de surtensions (potentiellement destructives) au moment des commutations dans les alimentations à découpage.*

**Nota** :  $L_\mu$  est obtenue en mesurant l'inductance au primaire, secondaire à vide.  $L_f$  est obtenue en mesurant l'inductance au primaire, secondaire en court circuit.

#### II.2.4) Effet de la saturation du matériau magnétique

Lorsque le matériau entre en saturation, l'inductance apparente chute rapidement. Supposons en effet, qu'un échelon de tension  $E$  soit appliqué aux bornes de l'inductance  $L$ . Le flux  $\Phi$  croît alors linéairement ( $E = d\Phi/dt$ ), le courant également (avec une pente  $E/L$ ). Puis, lorsque l'induction  $B_s$  est atteinte, le courant augmente (figure 1b) toujours mais avec une pente beaucoup plus importante : l'inductance apparente diminue donc fortement.

En pratique le courant pourra augmenter jusqu'à  $I_{max}$ , valeur limite déterminée par la résistance série  $R_s$  généralement faible, de l'inductance. **Cette augmentation non contrôlée peut conduire à la destruction d'un ou plusieurs composants** du circuit dans lequel est placé l'inductance.

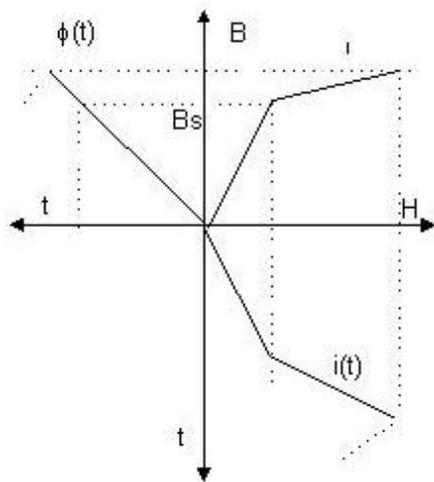


Figure 1a

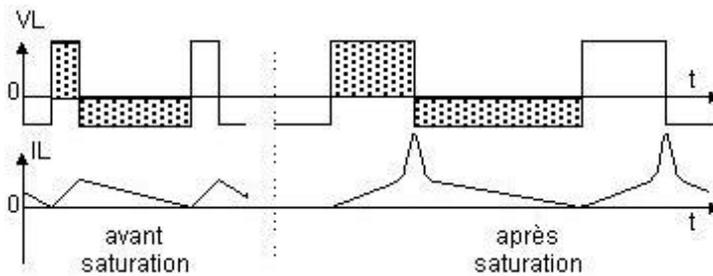


Figure 1b

**Il est donc impératif** de dimensionner l'inductance pour ne jamais atteindre la saturation (à la température de fonctionnement réelle). **Ceci implique, entre autre, que  $I_{\text{moyen}}$  soit constant ( $di/dt_{\text{moyen}} = 0$ ).** La valeur **moyenne** de la tension aux bornes de l'inductance est alors **nécessairement nulle**.

*Ph Dondon© Copyright 2000*

### III) RAPPEL SUR LES ALIMENTATIONS

#### III.1) Généralités

Une alimentation a pour rôle de délivrer des tensions continues (3V, 5V, 10V...) à partir d'un réseau alternatif ou continu. Celles-ci permettent d'alimenter des circuits électroniques logiques ou analogiques. On distingue deux types d'alimentations :

- les alimentations à régulation linéaire ( LM7805 par exemple)
- les alimentations à découpage

#### III.2) Principe général de l'alimentation à découpage

Le secteur alternatif est redressé puis filtré. La tension continue obtenue est "découpée" par un ou plusieurs interrupteurs (transistors bipolaires ou MOS). Ce découpage s'effectue en général à des fréquences supérieures à une vingtaine de KHz (au delà des fréquences audibles) jusqu'à quelques MHz. Le transfert d'énergie de l'entrée vers la sortie, se fait par l'intermédiaire d'une inductance ou d'un transformateur qui stocke l'énergie sous forme magnétique puis la restitue au rythme du découpage. **La régulation de tension se fait par action sur le temps de conduction de (s) l'interrupteur(s).**

Puisque l'interrupteur fonctionne en commutation, les pertes du montages sont faibles. Elles se décomposent en pertes de conduction et pertes de commutation. Elles seront beaucoup plus faibles que dans le cas d'une alimentation fonctionnant en linéaire.

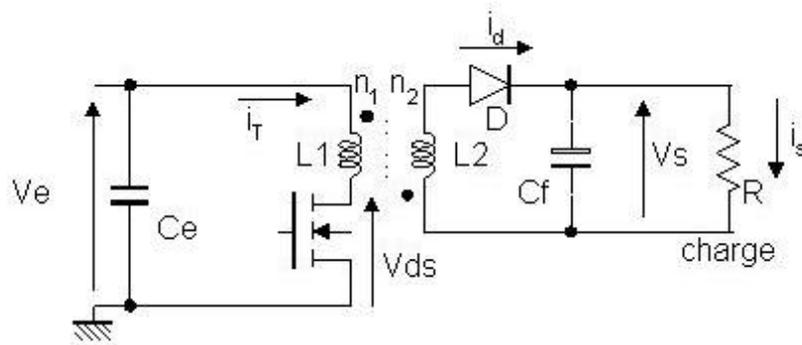
Par ailleurs, plus la fréquence de découpage sera élevée, plus les dimensions de l'inductance ou du transformateur pourront être réduites. On gagnera ainsi en encombrement.

#### III.3) Avantages et inconvénients

Le principal intérêt de l'alimentation à découpage est son bon rendement (65 à 90%). Par contre, les problèmes de régulation et de C.E.M (compatibilité électromagnétique) sont plus difficiles à maîtriser.

### IV) ALIMENTATION FLY BACK

### IV.1) Principe



Le fonctionnement est tout à fait semblable à celui d'un hacheur survolteur (boost) ou dévolteur (buck). On peut distinguer deux phases :

Phase 1 : on accumule de l'énergie dans L1 (transistor passant et diode D bloquée)

Phase 2 : on bloque le transistor, D s'amorce et l'énergie est transférée à la sortie à travers D.

Le condensateur Ce sert de découplage pour le câblage de l'entrée et fournit la composante alternative du courant absorbé à l'entrée.

Le condensateur Cf lisse la tension de sortie.

**Nota :** (1) Le primaire L1 et le secondaire L2 ne conduisent jamais en même temps (contrairement à la structure "forward"), ce qui justifie le pointage opposé (● sur le schéma) des enroulements.

(2) Il existe deux modes de fonctionnement avec chacun ses avantages et inconvénients :

- démagnétisation complète ou régime discontinu

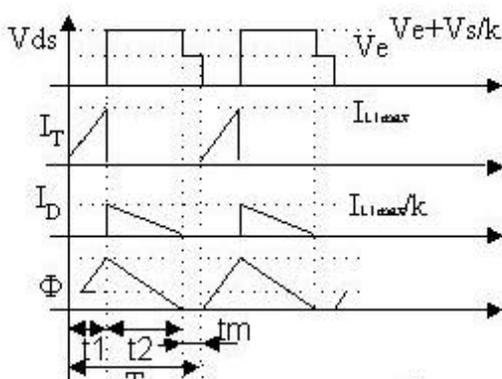
- démagnétisation incomplète ou régime continu

Dans la suite du texte, on pose  $k = n2/n1$  : rapport du nombre de spires secondaire/primaire et on assimile les composants commutant à des interrupteurs idéaux.

### IV.2) Modes de Fonctionnement (étude simplifiée)

#### a) Discontinu

Le mode de fonctionnement est appelé discontinu lorsque le flux dans les enroulements a le temps de s'annuler au cours d'un cycle (cf figure 3).



Pendant le temps  $t_1$ , le transistor est passant et  $I_T$  croît linéairement jusqu'à la valeur :

$$I_{L1 \max} = \frac{V_e}{L_1} \cdot t_1 \quad (1)$$

La diode D est bloquée et supporte une tension inverse :  $V_s + k \cdot V_e$

L'énergie emmagasinée dans le circuit magnétique vaut alors :

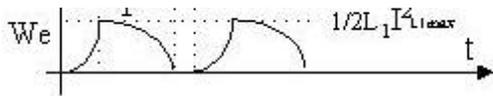


Figure 3

$$W_e = \frac{1}{2} \cdot L_1 \cdot I_{L1max}^2 \quad (2)$$

En posant  $t_1 = \alpha T$ , il vient de (1) et (2) :

$$W_e = \frac{1}{2} \cdot V_e^2 \cdot (\alpha T)^2 / L_1 \quad (3)$$

L'énergie ne pouvant pas subir de discontinuité, on a, au moment du blocage du transistor :

$$W_e = \frac{1}{2} \cdot L_1 \cdot I_{L1max}^2 = \frac{1}{2} \cdot L_2 \cdot I_{L2max}^2 \text{ avec } n_2 \cdot I_{L2max} = n_1 \cdot I_{L1max} \quad (4)$$

D devient alors passante. La tension de sortie  $V_s$  (supposée constante) se retrouve aux bornes du secondaire (à 1 Vd près). Elle est ramenée au primaire dans le rapport  $1/k$  d'où :

$$V_{ds} = V_e + V_s/k \quad (5)$$

Le courant  $I_d$  décroît linéairement avec une pente  $-V_s/L_2$ . Si le temps de blocage du transistor est assez long,  $I_d$  s'annule, le flux magnétique également. Toute l'énergie a été transférée. Il s'en suit un temps mort pendant lequel il n'y a plus aucune variation ( $d\Phi/dt=0$ ) donc  $V_{ds}$  "retombe" à la valeur  $V_e$ .

A partir de l'équation (3) on peut alors calculer la tension de sortie  $V_s$ . En effet, la puissance au primaire vaut  $P_e = W_e/T$ . En supposant le montage sans pertes, elle est intégralement transmise à la charge ; La puissance disponible en sortie  $P_s$  est donc égale à  $P_e$ . Comme on a aussi :  $P_s = V_s^2/R$ , il vient :

$$V_s = \alpha \cdot V_e \cdot \sqrt{\frac{R \cdot T}{2 \cdot L_1}} \quad (6)$$

Or,  $P_s = V_s \cdot I_s$ . On en déduit immédiatement la relation  $I_s = f(V_s)$  :

$$I_s = \frac{V_e^2 \cdot \alpha^2 \cdot T}{2 \cdot L_1} \cdot \frac{1}{V_s} \quad (7a)$$

d'où l'expression de  $L_1$  :

$$L_1 = \frac{V_e^2 \cdot t_1^2}{2 \cdot P_s \cdot T} \quad (7b)$$

$$I_{eff} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2(t) dt}$$

On exprime les valeurs efficaces des courants primaire et secondaire :

soit ici :

$$I_{Teff} = \frac{I_{L1max}}{\sqrt{3}} \sqrt{\frac{t_1}{T}} \quad \text{et} \quad I_{Deff} = \frac{I_{L1max}}{k \cdot \sqrt{3}} \sqrt{\frac{t_2}{T}} \quad (8)$$

Enfin, rappelons que le courant moyen à travers  $L_1$  étant constant (cf. § II.2.4), la tension moyenne aux bornes du primaire est nulle. On a donc :

$$t_2 \cdot V_s/k = V_e \cdot t_1 \quad (9)$$

Pour faire un "design" en mode discontinu, on prend en plus :

$$t_1 + t_2 < 0,8.T \quad (10)$$

Les équations (5), (6), (7b), (8), (9) et (10) servent de base au calcul et au dimensionnement de l'alimentation en mode discontinu.

**Nota :**

(1) On remarque que le rapport de transformation  $k$  n'intervient pas dans la relation (6) et que  $V_s$  dépend de la charge  $R$  : le système est une *source de puissance*. **Une régulation en tension est donc indispensable**. De plus l'alimentation flyback doit impérativement être chargée : elle ne peut pas fonctionner à vide.

(2) Par contre, le rapport  $k$  impose la tension de claquage  $V_{(BR)DSS}$  du transistor :

$$V_{ds_{max}} = E + V_s/k$$

(3) Le courant étant fortement discontinu, le condensateur de filtrage  $C_f$  sera très sollicité.

### b) Continu

Dans ce mode de fonctionnement, le flux dans le circuit magnétique ne s'annule jamais. Les formes d'ondes théoriques sont données en figure 4.

Le courant moyen dans  $L_1$  étant constant, la tension moyenne aux bornes du primaire est nulle. On a donc :

$$\alpha.T. V_e = V_s/k (1-\alpha) T$$

( avec  $t_1 + t_2 = T$  et  $t_1 = \alpha T$  )

D'où :

$$V_s = \frac{\alpha}{1-\alpha} \cdot k \cdot V_e \quad (11)$$

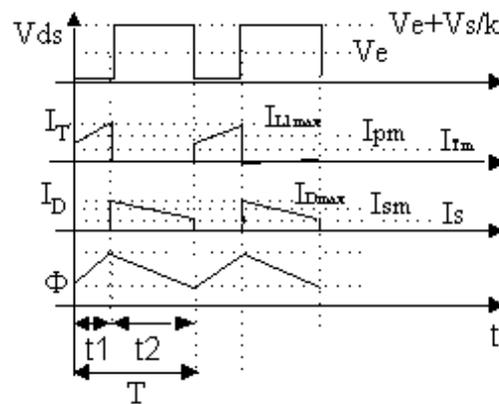


Figure 4

Par ailleurs on a toujours :

$$V_{ds_{max}} = V_e + V_s/k$$

La puissance disponible pour la charge s'écrit :

$$P_s = V_s \cdot I_s \text{ avec } I_s = I_{d_{moyen}}$$

D'où l'on tire la valeur moyenne  $I_{sm}$  de l'impulsion de courant (durée  $t_2$ ) au secondaire :

$$I_{sm} = \frac{1}{(1-\alpha)} \cdot \frac{P_s}{V_s} \quad (12)$$

En supposant le montage sans pertes, ( $P_s = P_e$ ), on déduit la valeur moyenne  $I_{pm}$  de l'impulsion de courant (durée  $t_1$ ) au primaire :

$$I_{pm} = \frac{1}{\alpha} \cdot \frac{P_s}{V_e} \quad (13)$$

Pour calculer  $L_1$ , on se place à la limite du régime continu. (forme d'onde trapèze -> triangle). On a alors :

$$I_{L1\max} = 2.I_{pm} \text{ et comme } I_{L1\max} = \frac{V_e}{L1} t1$$

on obtient :

$$L1 = \frac{V_e^2 \cdot \alpha^2 \cdot T}{2 \cdot P_s} \quad (14)$$

**Les équations (11), (12), (13), (14) servent de base au calcul et au dimensionnement de l'alimentation en mode continu.**

**Nota :**

- (1) On remarque que la relation (11) est (à k près) très similaire à celle du dévolteur ou du survolteur. En contrôlant  $\alpha$ , on peut passer d'un abaisseur à un élévateur de tension.
- (2) La tension de sortie dépend du rapport de transformation k et du rapport cyclique mais n'est plus fonction de la charge R. Contrairement au régime discontinu, le système est une *source de tension*.
- (3) La tenue en tension du transistor doit être supérieure à  $E+V_s/k$  soit, d'après (11),  $E/(1-\alpha)$ . **Un bornage supérieur de  $\alpha$  est donc indispensable.**

**c) Régime critique**

Ce mode marque la frontière entre les régimes discontinu et continu. Les relation (6) et (11) sont valables

simultanément : 
$$I_s = \frac{V_e^2 \cdot \alpha^2 \cdot T}{2 \cdot L1} \cdot \frac{1}{V_s} \text{ et } V_s = \frac{\alpha}{1-\alpha} \cdot k \cdot V_e$$

De (11) on tire : 
$$\alpha^2 = \frac{V_s^2}{(V_s + k \cdot V_e)^2} \text{ d'où :}$$

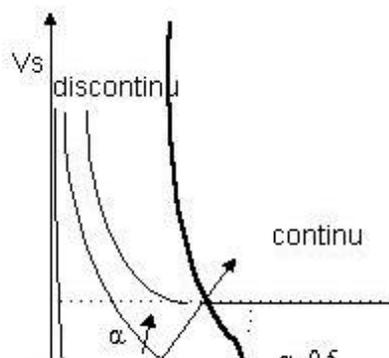
$$I_s = \frac{V_e^2 \cdot T}{2 \cdot L1} \cdot \frac{V_s}{(V_s + k \cdot V_e)^2}$$

Le lieu des points  $I_s = f(V_s)$  correspondant peut être reporté sur la caractéristique de sortie donnée ci après (cf. § IV.3). ( $I_s$  est maximum pour  $dI_s/dV_s=0$  soit  $V_s = k \cdot V_e$ , ce qui donne d'après (11)  $\alpha = 0,5$ )

**IV.3) Caractéristiques de sortie**

**a) Caractéristiques de sortie statique**

On peut tracer la caractéristique de sortie  $I_s = f(V_s)$  (avec  $f=1/T$ ) à partir de l'analyse des modes de fonctionnement qui a précédé (figure5). On passe du mode discontinu au mode continu lorsque le courant de sortie  $I_s$  augmente.



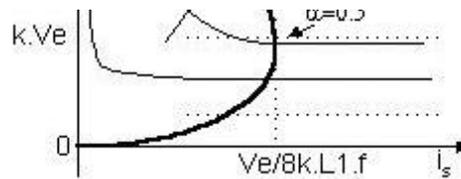
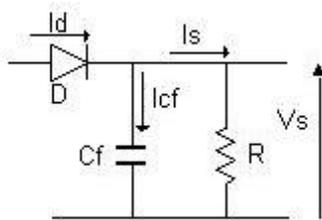


Figure 5

**b) condensateur de sortie, ondulation résiduelle**

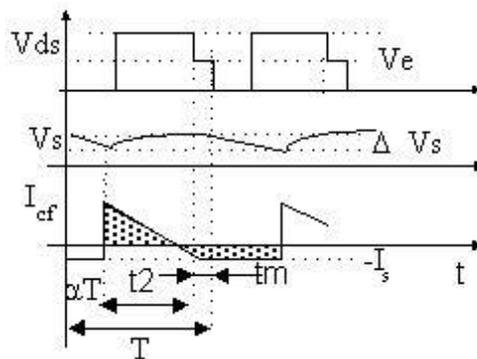
On obtient l'ondulation de tension de sortie en supposant le courant de sortie Is constant et continu. Le courant dans Cf est donc le courant dans D diminué de Is et lorsque D est bloquée Cf se décharge à courant constant (figure 6).



$$\Delta V_s = I_s \cdot \frac{t_2 + t_m}{C_f} \quad (12)$$

avec  $0 < t_m < 0,2.T$

$$\text{et } I_{d_{\text{moyen}}} = I_s \quad (13)$$



la valeur moyenne du courant  $I_{cf_{\text{moyen}}}$  est nulle : les aires hachurées sont identiques (car  $V_{s_{\text{moyen}}} = \text{constante}$ ).

Figure 6

**Nota :**

Il faudra choisir un condensateur dont la résistance série parasite est la plus faible possible, car celle-ci occasionne un pic de tension en sortie, au blocage du transistor.

**IV.4) Comparaison des modes de fonctionnement**

Quelque soit le mode de fonctionnement, une des principales limitation du "fly back" est de **ne pas pouvoir fonctionner à vide** : l'énergie ne peut plus être transférée à la sortie et donc **risque de surtension et destruction du transistor et ou de la diode**.

- en mode continu, on peut obtenir une puissance supérieure pour un même dimensionnement. (Courant moyen plus grand pour un courant crête identique). Par ailleurs, si l'on travaille avec un transistor bipolaire, on doit prendre  $V_{CEO} > E + V_s/k$ . Vce doit être inférieur à  $V_{CEO}$  lors de l'amorçage. Cependant la valeur de L1 est plus grande qu'en mode discontinu et le montage répond plus lentement aux changements de courant de charge.

- en mode discontinu, le choix d'un transistor bipolaire sera moins contraignant car au moment de l'amorçage,  $V_{ce} = V_e$ . L1 est plus petite et le système est plus rapide. Mais Cf est plus sollicité.

**IV.5) Processus de calcul de l'alimentation et de choix des composants**

**IV.5.1) Mode discontinu**

a) Chercher dans les "data sheet" la tension de claquage  $V_{(BR)DSS}$  du transistor MOS (ou  $V_{CEO}$  pour un bipolaire) à utiliser. Choisir la fréquence de découpage.

- b) Prendre  $V_{dsmax} = 2/3 \cdot V_{(BR)DSS}$  (marge de sécurité : prise en compte les pics de tension résiduels)
- c) Connaissant E et Vs voulue, déduire le rapport k de l'équation (5)
- d) Calculer le temps de conduction t1 à partir de (9) et (10)
- e) Connaissant Ps (cahier des charges), calculer L1 à partir de (7b)
- f) Calculer  $I_{L1max}$  à partir de (1) puis  $I_{L1}$  et  $I_{L2}$  efficace à partir de (8) et (10)
- g) Déduire la section des conducteurs primaire et secondaire. (Un fil de cuivre supporte environ  $5A/mm^2$  ; tenir compte de l'effet de peau éventuellement)
- h) Vérifier que le transistor choisi supporte bien le courant  $I_{L1max}$
- i) Choisir une diode à faible seuil (minimisation des pertes en conduction), supportant  $I_{L2}$  efficace et  $I_{L2max}$ , ainsi qu'une tension inverse supérieure à :  $V_s + k \cdot E$
- j) Dimensionner le transformateur
- choisir le matériau magnétique et une géométrie (cf tableau en annexe)
  - calculer l'énergie maximale W (en J) emmagasinée à t1 (à partir de (4))
  - déterminer avec les abaques la dimension du noyau et l'entrefer (cf annexe)
  - déduire le Al du noyau avec entrefer expérimentalement (impédancemètre)
  - déduire le nombre de spires au primaire et au secondaire
  - vérifier l'encombrement du bobinage et l'espace réellement disponible
  - itération éventuelle sur la taille du noyau.
- k) Calculer la valeur condensateur de sortie à partir de (12)

#### IV.5.1) Mode continu

- a) Chercher dans les "data sheet" la tension de claquage  $V_{(BR)DSS}$  du transistor MOS (ou  $V_{CEO}$  pour un bipolaire) à utiliser. Choisir la fréquence de découpage.
- b) Prendre  $V_{dsmax} = 2/3 \cdot V_{(BR)DSS}$  (prise en compte les pics de tension résiduels)
- c) Connaissant E, déduire le rapport k de l'équation (5)
- d) Connaissant Vs, déduire  $\alpha$  à partir de (11)
- e) Connaissant Ps (cahier des charges), calculer  $I_{sm}$  et  $I_{pm}$  de (12) et (13)
- f) Calculer L1 à partir de (14)
- g) Vérifier que le transistor choisi supporte bien le courant  $I_{pm}$  et  $I_{L1max} = 2 \cdot I_{pm}$  (cas le plus défavorable)
- h) Choisir une diode supportant  $I_{sm}$  et  $I_{L2max}$ , ainsi qu'une tension inverse supérieure à :  $V_s + k \cdot E$

- i) Dimensionner le transformateur
- j) Calculer la valeur condensateur de sortie à partir de (12) avec  $t_m=0$

#### IV.6) Circuit d'asservissement de tension

##### IV.6.1 ) Généralités

L'asservissement est indispensable pour les raisons indiquées précédemment et en particulier en mode discontinu.  $V_s$  est asservie à la valeur souhaitée grâce à une tension de référence  $V_{ref}$  et par une boucle de retour PWM ou PFM qui contrôle le rapport cyclique (cf. figure 8). En PWM, la largeur de l'impulsion est modulée, à fréquence constante. En revanche, la PFM consiste à moduler la fréquence de découpage en gardant la largeur d'impulsion constante. Des circuits spécialisés du commerce (Unitrode, Maxim) existent pour réaliser ces fonctions.

La difficulté de l'asservissement Fly back, réside dans le fait que la sortie est isolée de l'entrée. Une partie du circuit d'asservissement (comparateur) doit donc être alimentée sur la sortie pour assurer un asservissement le plus précis possible. L'autre partie, qui commande le driver, doit être alimentée sur l'entrée.

=> **Une isolation par transfo ou opto-coupleur est donc nécessaire sur la chaîne de retour.**

=> **On étudiera soigneusement le démarrage de l'alimentation !?!**

On utilise, dans notre exemple, une modulation de type PWM obtenue par comparaison d'un signal triangulaire  $V_t$  avec la tension de contre réaction continue  $V_c$ . Lorsque l'asservissement est correctement réalisé, la tension de sortie devient indépendante des paramètres de la boucle et on a, alors :

$$V_s = \frac{R_1 + R_2}{R_2} V_{ref}$$

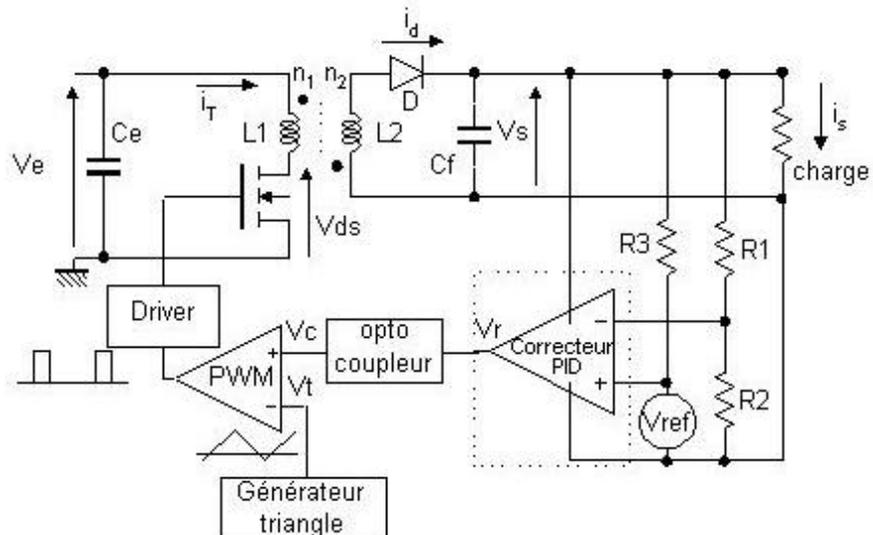


Figure 8 : principe de l'asservissement

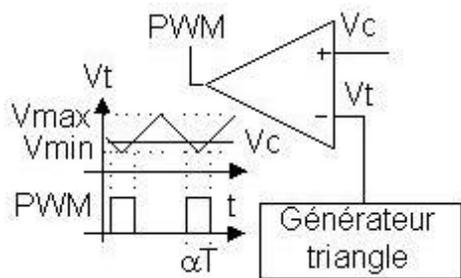
Comme pour tout asservissement, la stabilité de la boucle doit être étudiée. Or, **un convertisseur est un circuit non linéaire : son comportement dépend du mode de fonctionnement (continu ou discontinu) et de la charge.**

Pour le modéliser, on ouvre la boucle entre  $V_c$  et  $V_r$  et on "linéarise" autour d'un point de fonctionnement. Après avoir calculé (et/ou mesuré) la fonction  $V_s/V_c$ , on étudie le correcteur approprié (entre  $V_s$  et  $V_r$ ).

##### IV.6.2) Modélisation de la boucle ouverte (mode discontinu)

La fonction de transfert  $V_s/V_c$  est du type passe bas 1er ou 2ème ordre (**suivant le mode de fonctionnement discontinu ou continu**).

##### a) Calcul du gain statique $G_0=V_s/V_c$



Si l'on suppose  $V_t$  triangulaire parfaite et symétrique,

$$\alpha = \frac{V_c - V_{min}}{V_{max} - V_{min}}$$

on a :

$$V_s = \alpha V_e \sqrt{\frac{R \cdot T}{2 \cdot L1}} \text{ (d'après (6))}$$

d'où il vient :

$$G_o = \frac{dV_s}{dV_c} = \frac{1}{(V_{max} - V_{min})} \cdot V_e \sqrt{\frac{R \cdot T}{2 \cdot L1}}$$

Le gain statique de la boucle dépend donc de la charge R . On montre qu'il en est de même pour la fréquence de

$$f_c = \frac{1}{(2 \pi R \cdot C_f)} \cdot \frac{2 + k \frac{V_e}{V_s}}{1 + k \frac{V_e}{V_s}}$$

coupeure, ( , qui complique le calcul du correcteur. **On le choisira pour assurer la stabilité dans le pire cas.**

**b) Etude qualitative du correcteur**

Lorsque  $V_c$  augmente,  $\alpha$  augmente et  $V_s$  augmente. Pour stabiliser la boucle, il est nécessaire que  $V_r$  diminue pour "s'opposer" à la variation positive de  $V_c$ . Le correcteur doit donc avoir un grand gain en statique et effectuer une "fonction inverseur". Un AOP monté en comparateur inverseur pourrait à priori suffire. Cependant, la réponse interne en fréquence de l'AOP engendre une instabilité qu'il faut supprimer par l'adjonction d'un correcteur PID. (cf figure 11 et 12). Son calcul résulte d'un compromis stabilité-rapidité.

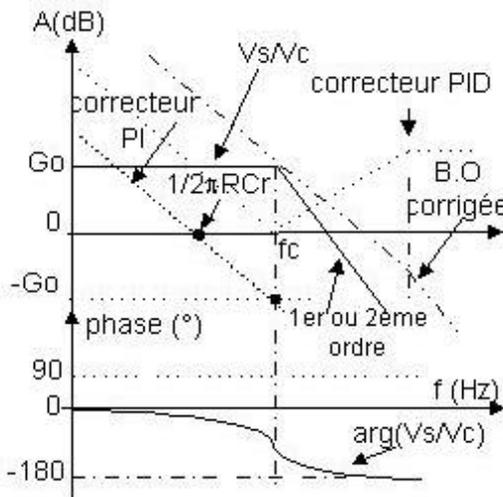


Figure 11

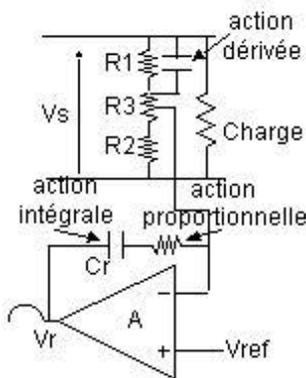


Figure 12

Dans l'exemple du correcteur PI, il faudra choisir  $1/2\pi RCr < f_c/10$  pour assurer la stabilité minimale du montage. Avec  $C_r$  capacité de contre réaction sur l'AOP et  $R = (R1+kR3)/(R2+(1-k)R3)$ . On aura l'avantage d'une très bonne stabilité mais l'inconvénient d'un comportement très lent en réponse à un échelon de charge.

Avec un correcteur PID, la réponse sera plus rapide.

On peut envisager ensuite un correcteur plus sophistiqué pour optimiser la vitesse de réponse de la boucle, voir même un correcteur numérique, auto adaptatif en fonction de la charge.

#### IV.7) Démarrage et protection

**En l'absence de précaution**, la mise sous tension de l'alimentation (ou une manipulation hasardeuse!), peut causer des dommages **irréversibles** :

- 1) surtension en sortie temporaire, et destruction des montages "utilisateurs" connectés.
- 2) non démarrage de l'alimentation et risque de destruction du transistor interrupteur.

Pour éviter ces problèmes, il faut ajouter à l'alimentation fly back :

##### a) un circuit de démarrage doux (présent sur la maquette)

Il permet à la tension de sortie de converger lentement jusqu'à sa valeur nominale par valeur inférieure, par une augmentation progressive de la tension  $V_c$  au moment de la mise sous tension. **Attention**, le circuit de "soft start" nécessite un condensateur, qui peut introduire une constante de temps dans la boucle de retour et donc une instabilité. Sa valeur doit être suffisamment grande pour que l'établissement soit progressif, mais pas trop (constante de temps inférieure à au moins 10 fois la constante de temps naturelle  $1/f_c$  de la boucle) pour ne pas pas interférer dans les problèmes de stabilité.

##### b) une limitation en courant (non présente sur la maquette)

Il suffit d'ajouter un capteur de courant en série sur le transistor et de bloquer celui ci en cas de dépassement. (Protection en cas de variation brutale de charge)

##### c) une protection en cas de baisse de la tension d'entrée

Connue sous le nom de "UnderVoltage LockOut" (UVLO), elle maintient "off" le transistor en cas de chute de la tension d'entrée. La relance passe forcément pas le démarrage doux. (l'entrée de commande est prévue sur la maquette mais non réalisée).

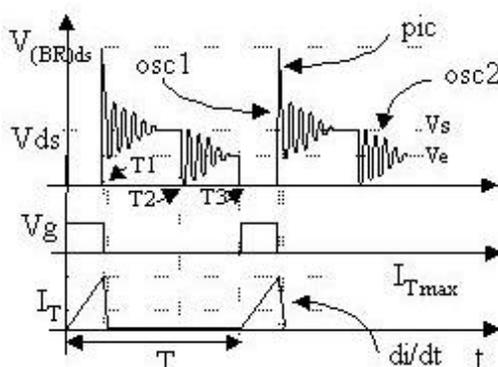
##### d) fonctionnement mode burst (présent sur la maquette)

Lorsque l'alimentation est "à vide", (absence de charge), Il n'y a pratiquement pas besoin de transférer d'énergie vers la sortie. Il suffit juste de compenser les pertes du condensateur  $C_f$  et du réseau d'asservissement. Pour cela, le transistor est placé "on" de temps en temps sans respecter la périodicité de la fréquence de découpage.

*Cependant la régulation "à vide" est toujours une difficulté dans les alimentations à découpage.*

#### IV.8) Snubber

Les formes d'ondes théoriques données précédemment sont, en fait, très loin de la réalité. Il apparaît sur le drain des oscillations parasites (cf Figure 13). Celles ci peuvent être destructrices pour les composants et occasionnent des pertes qu'ils faut minimiser.



Elles s'expliquent par la présence des capacités parasites des différents composants du montage (inductance, transistor et diode).

Figure 13

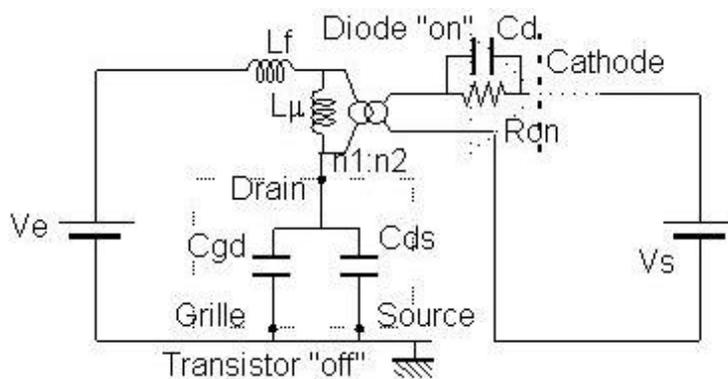
a) A l'instant T1

L'énergie est stockée au primaire. Elle est transférée au secondaire mais il reste de l'énergie dans l'inductance de fuite  $L_f$  (que l'on peut "localiser" dans le drain du transistor). Son évacuation provoque un pic de surtension dont la valeur atteint la tension de claquage du transistor (cf exemple data sheet IRF 540 diode de protection intégrée) .

**La réduction de ce pic passe par la réalisation d'un transformateur très soigné avec une inductance de fuite la plus faible possible.**

b) A l'instant T1 +

L'énergie est intégralement passée au secondaire et l'inductance de fuite a libéré son énergie. Le transistor est bloqué et la diode passante. Le schéma équivalent instantané est donné ci après.



Où  $C_d$  est la capacité de diffusion de la diode, polarisée en direct,  $C_{gd}$  la capacité grille-drain du transistor MOS et  $C_{ds}$  celle de drain-source.

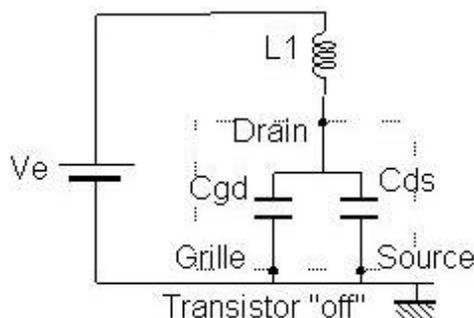
La valeur  $C_{gd} + C_{ds} = C_{oss}$  dépend la tension  $V_{ds}$  (drain-source). Elle s'obtient à partir des réseaux de courbes  $C_{oss} = f(V_{ds})$  donnés par les data sheet constructeur. (Cf. data sheet IRF540 en annexe).

La valeur  $C_d$  de la diode est aussi donnée sur les data sheet (cf. annexe), mais dans des conditions de test particulière de tension et de fréquence. Pour plus de précision, il faudra donc la caractériser dans les conditions proches du fonctionnement réel.

L'inductance  $L_f$  résonne avec  $C_{oss}$  et les capacités parasites du transformateur. ( $L_\mu$  court-circuitée d'un point de vue dynamique car  $V_s$  tension DC ramenée au secondaire)

c) A l'instant T2

Le transistor MOS est bloqué, la diode D se bloque. D'un point de vue dynamique, le schéma équivalent est alors :



$L1 (=L_\mu, \text{ secondaire ouvert})$  résonne alors avec  $C_{oss}$ . Avec une condition initiale  $V_{ds} = V_e + V_s/k$ .

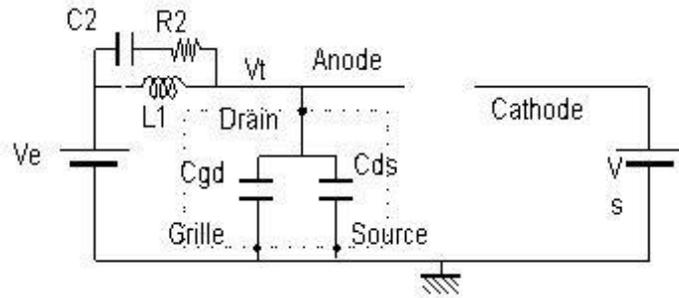
Les oscillations sont naturellement amorties par les résistances internes des enroulements.

Pour réduire ces oscillations on a recours à un circuit snubber (circuit RC série) placé en parallèle sur le primaire.

- Si R2 est seule, le réseau sera bien amorti, mais la résistance dissipe de l'énergie inutilement en statique.

- Si C2 est très grande, cela introduit un dV/dt à la mise "off" du transistor préjudiciable au temps de commutation.

Une association R, C série est donc ainsi parfaitement justifiée.



En prenant :  $1/C2.2\pi Fo \ll R2$  (1), l'impédance équivalente Ze totale, à la fréquence Fo est celle d'un réseau R2//L//Coss :

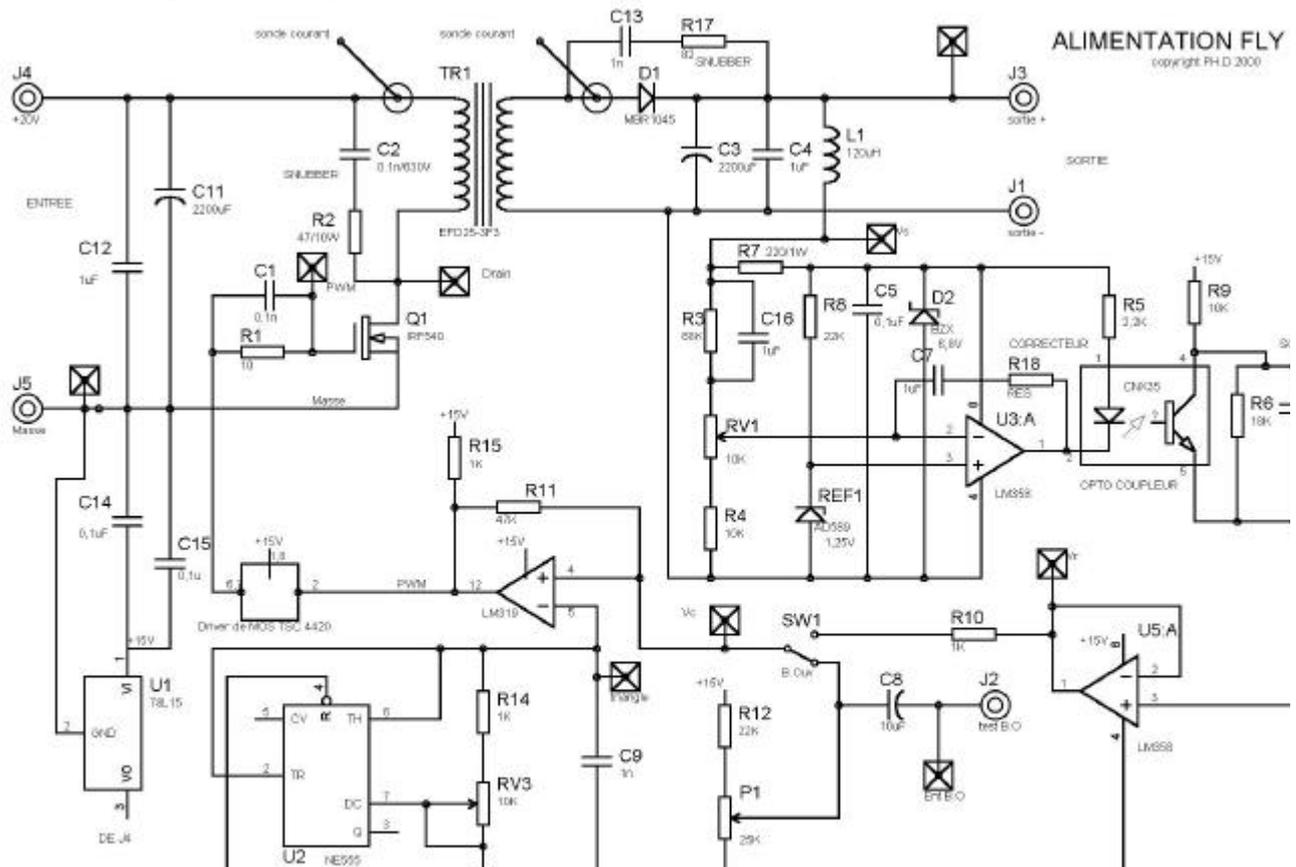
$$Z_e = \frac{\frac{2z}{\omega_0} \cdot p}{1 + \frac{2z}{\omega_0} p + \frac{p^2}{\omega_0^2}} \quad \text{avec} \quad z = \frac{1}{2R} \sqrt{\frac{L}{C_{oss}}} \quad \text{et} \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C_{oss}}}$$

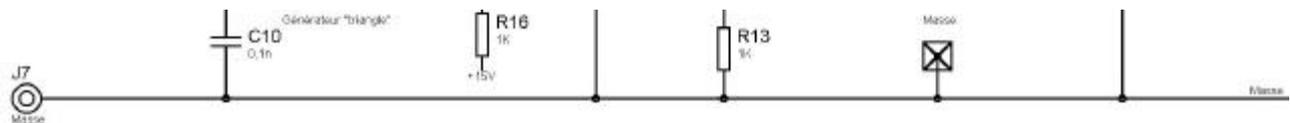
On déduit la valeur de R2 en se plaçant au régime critique  $z = 1$ . On choisit ensuite la valeur de C2 pour satisfaire l'inégalité (1).

**De plus, il faudra :**

- choisir la tenue en tension du condensateur en fonction du pic de tension ( $\approx$  qq.150V)
- choisir une résistance R *non inductive* et la dimensionner pour absorber l'énergie perdue, "déplacée" du transistor vers le snubber. (Attention, R peut dissiper plusieurs W....).

**REMARQUE :** On peut s'affranchir, le cas échéant, de snubber en utilisant un transistor surdimensionné ( tension de claquage de 800V par ex)





## V) CALCUL DES ELEMENTS DU MONTAGE Fly back

### V.1) Cahier des charges

On demande les caractéristiques suivantes :

- $V_s = 10V$ ,  $I_s = 5A$  (max) (soit  $P_s = 50W$ )
- $V_e$  comprise entre 15 et 30V
- Fréquence de découpage 100 kHz

### V.2) Conception de l'alimentation

- Calculer les composants du montage (transformateur, Cf,) pour un fonctionnement en mode discontinu. (**Rapport de transformation  $k = 1/2,3$** )
- Justifier le choix de l'IRF540 et de la diode MBR1045
- Justifier le choix du comparateur 319 NPN et de la résistance de tirage  $R_{15} = 1K\Omega$ .
- Justifier le choix du correcteur intégral LM358 PNP
- Quel est le rôle du driver TSC4420 ?
- Choix du NE555 : intérêt de  $1/3 V_{cc} < V_t < 2/3 V_{cc}$ .

## VI) EXPERIMENTATION

*Ph Dondon© Copyright 2000*

### AVERTISSEMENT :

Cette manipulation demande un maximum de précautions.

=> **PLACER LA LIMITATION DE COURANT à 2A sur l'alimentation de puissance..**

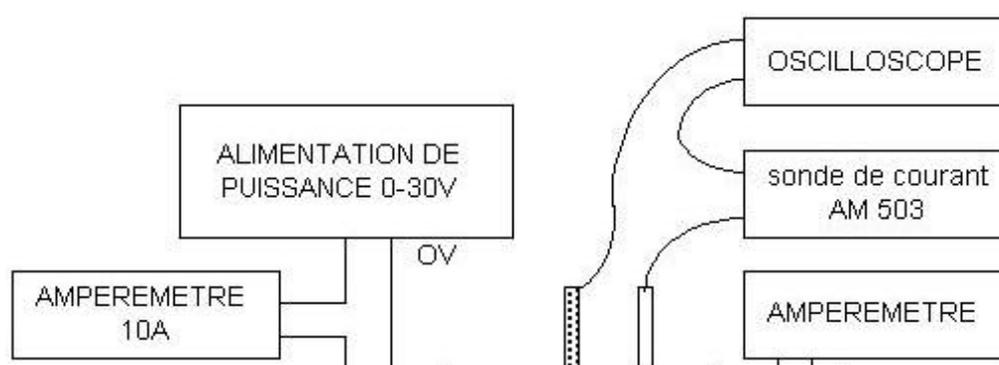
=> **S'ASSURER QU'UNE CHARGE EST TOUJOURS PRESENTE SUR LA SORTIE**

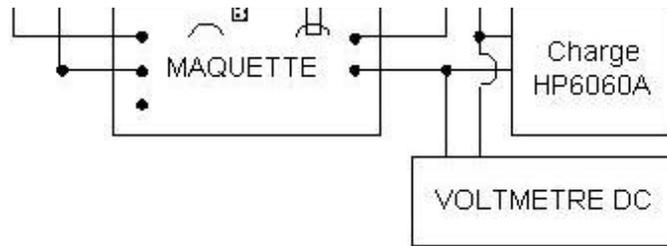
=> **LIRE LA NOTICE DE LA CHARGE ELECTRONIQUE HP6060**

=> **ENTRE CHAQUE OPERATION, remettre le potentiomètre P1 ( $\alpha$ ) à ZERO**

=> **SURVEILLER EN PERMANENCE LA TENSION DE SORTIE : ELLE NE DOIT EN AUCUN CAS DEPASSER 20V**

### VI.1) Banc de mesure





## VI.2) Mesures en boucle ouverte

### • Relevé des formes d'ondes principales

1. Retirer le circuit "snubber" R2 C2. Ouvrir la boucle en J1. Le cavalier est placé en position (Réglage manuel par le potentiomètre P1 du rapport cyclique)
2. Fixer le courant absorbé par la charge HP6060A à 0,1A. **Vérifier que P1 est à 0.**
3. Placer les sondes sur les points PWM et Drain.
4. Débrancher l'alimentation de puissance puis régler la tension d'entrée  $V_e=18V$ . Mettre la maquette sous tension.
5. Tourner très doucement P1 jusqu'à apparition des forme d'onde. STOP. Relever les courbes PWM, Drain, courant primaire et secondaire.
6. **Remettre le potentiomètre à zéro puis couper l'alimentation.**
7. Exploitation des relevés :

- Dans quel mode de fonctionnement se trouve t on ?

- En estimant les premiers dépassements relatifs D et D', les pseudo fréquences  $F_p$ ,  $F'_p$  de chaque régime oscillatoire sur la tension de drain, calculer les amortissements  $z$  et  $z'$  et les fréquences de résonance  $F_o$ ,  $F'_o$  associées. On rappelle

$$D = \exp\left(\frac{-\pi z}{\sqrt{1-z^2}}\right) \quad \text{et} \quad F_p = F_o \sqrt{1-z^2} \quad \text{pour un système du 2ème ordre.}$$

- Retrouver ces résultats en utilisant les data sheet, les valeurs de composants fournies et les résultats du § IV.8).

- Calculer un snubber "moyen" permettant de minimiser ces deux régimes oscillatoires.

8. Placer sur la maquette le snubber proposé.
  1. Répéter les étapes 2 à 6 en relevant les nouvelles formes d'onde sur la tension de drain ainsi que le courant dans le snubber. Conclusion.

### • Caractéristiques de sortie

- On demande de tracer  $V_s = f(I_s)$  avec  $\alpha$  (rapport cyclique) en paramètre.
- Mettre la charge OFF. Amener doucement  $\alpha$  à 10%. **Vérifier que  $V_s$  ne dépasse jamais 20V.**
- Augmenter progressivement le courant la charge jusqu'à 2A, en surveillant en permanence  $V_s$ . Relever une première courbe. ETEINDRE l'ALIMENTATION.
- Placer une charge de  $25\Omega$  en parallèle sur la charge HP6060A. Allumer l'alimentation. Amener  $\alpha$  à 0,2. **Vérifier que  $V_s$  ne dépasse jamais 20V.** relever une deuxième courbe jusqu'à 2A. ETEINDRE l'ALIMENTATION.
- Placer une charge de  $18\Omega$  en parallèle sur la charge HP6060A. Allumer l'alimentation. Amener  $\alpha$  à 0,5. **Vérifier que  $V_s$  ne dépasse jamais 20V.** relever une deuxième courbe jusqu'à 2A. ETEINDRE l'ALIMENTATION.
- En se référant au § IV.2) a) et § IV.3) Estimer les valeurs asymptotiques lorsque  $I_s$  tend vers l'infini. Comparer avec la pratique. Conclusion sur les régimes continu et discontinu.

### • Fonction de transfert en boucle ouverte :

- Fixer la charge à  $20\Omega$  (HP6060 mode resistance). cavalier en position 1. Relever la courbe de **transfert statique** en boucle ouverte  $V_s=f(V_c)$  en faisant varier doucement la tension  $V_c$  par le potentiomètre P1. **Veiller à maintenir  $V_s$  inférieure à 20V.**

- Recommencer la manipulation avec une charge de  $20\Omega$ . **Veiller à maintenir  $V_s$  inférieure à 20V. Remettre P1 à zéro.**
- Comparer les résultats avec les résultats du § IV.6.2) a).
- Fixer le courant dans la charge à 0,5A. Régler doucement P1 pour avoir  $V_s=10V$ . Appliquer une tension alternative  $v$  de 200mV en J2 et relever la réponse dynamique  $v_s/v(\text{entB.O})=f(\omega)$  (gain et phase) pour une fréquence comprise entre 5Hz et 500Hz. (Mesure indirecte de  $v_s$  en relevant avec la sonde de courant AM503-couplage DC-  $i_s = v_s/R$  pour préserver l'isolation entrée sortie). **Remettre P1 à zéro et éteindre l'alimentation.**

### VI.3) Mesures en mode asservi

- **Câblage préalable :** Court-circuiter le point froid de la sortie (borne noire) et la masse. Le fonctionnement du montage sera le même mais entrée et sortie ne sont plus isolés. Ainsi, on peut observer facilement les signaux en sortie avec l'oscilloscope sans tiroir d'isolement.
- **Calcul du correcteur :**
- Pour un correcteur intégral, déduire des mesures précédentes la valeur minimale du condensateur  $C_r$  du correcteur pour assurer la stabilité de la boucle.(cf § IV.6.2) b).
- Vérifier expérimentalement la stabilité de la boucle. Diminuer la valeur de  $C_r$  et mettre en évidence l'apparition d'une instabilité. Expliquer.
- **Régulation en tension et en charge :**

Fixer le courant dans la charge à 0,1A. **Refermer la boucle** en mettant le cavalier **en position 2**. Mettre sous tension. Vérifier que la tension de sortie s'établit à 10V.

- Faire varier  $V_e$  de 18V à 30V et tracer  $V_s=f(V_e)$ . Remettre  $V_e=18V$ .
- Faire varier le courant de 0,1 à 1,5A. Tracer  $V_s$  en fonction de  $I_s$ . Conclusion.
- **Réponse à un transitoire de charge :**
- En utilisant la fonction "transient" de la charge HP6060 faire des sauts de courant de 0,1A à 1A à une fréquence de variant de 1Hz à 1000Hz. Relever tension et courant de sortie, dans le cas d'un correcteur intégral simple puis de celui du PID (à calculer).
- Eteindre l'alimentation.
- Conclusion sur la précision, la rapidité de l'asservissement et la nature de sa réponse (linéarité et ordre).
- **Régulation en tension à vide :**

Mettre en route l'alimentation. Débrancher la charge. Observer la tension de sortie  $V_s$  au voltmètre, PWM et  $V_c$  à l'oscilloscope. Conclusion. En mode monocoup mettre en évidence le fonctionnement en "burst" (cf § IV.7)d).

- **Consommation à vide**
- Mesurer la consommation à vide.
- **Rendement**
- Tracer la courbe  $\eta = P_s/P_e = f(I_s)$  en faisant varier la charge de  $5\Omega$  à  $100\Omega$ . Eteindre l'alimentation +15V basse puissance.
- **Démarrage doux**
- Localiser sur le schéma, les composants du "soft start" R9,R6,C6 et expliquer le fonctionnement. Calculer la constante de temps apportée par ce circuit et vérifier qu'elle n'influe pas sur la stabilité de la boucle retour. A quoi sert R6 ?
- Mettre en route l'alimentation à vide. Relever en mode monocoup l'établissement de  $V_c$  et PWM et  $V_s$ .

## VII) ANNEXES

**A - Schéma électrique de la maquette**

**B - Critères de choix des noyaux magnétiques**

**C - Data sheet TSC4420, IRF540, AD 589, MBR1045, noyau EFD25**

**D - Mini mode d'emploi charge électronique HP6060A**

### A - CHOIX DES NOYAUX

(source documents Philips)

#### I.) Les types de ferrites, repérage Philips

Les ferrites sont de différents types NiZn, MnZn, MgZn. Les références Philips sont données sous forme d'un code à 3 caractères où le chiffre de gauche X indique la nature de la ferrite :

Si X =2 : MgZn,

Si X=3 : MnZn,

Si X=4 : NiZn

Exemple : 3F3, 2B1, 4F1

#### II.) domaines d'application

Les domaines d'applications sont en général donnés par les fournisseurs en tête de Data Book.

Exemple :

3C15 : fréquences basses, alimentation à découpage

3C30 : fréquences moyennes, alimentation à découpage

3C85 : fréquences moyennes <200kHz, applications industrielles

3C90 : idem, pertes réduites

3F3 : fréquence jusqu'à 700kHz, alimentations à découpage et tout montage de puissance

3F4 : fréquences jusqu'à 3MHz, alimentations à résonance

4F1 : Fréquences jusqu' 10MHz, alimentations à résonance

### III.) Equivalence des désignations de quelques fournisseurs

Fabricant	Désignation des ferrites					
Philips	3F4	3F3	3C85	3C81	3E2A	3E5
Thomson LCC		F2	B2	B1	A4	A2
Magnetics	K	R	BP	F	J	W
Fair Rite		78	77		75	76
Siemens	N47	N67		N41	T35	T38
TDK	PC50	PC40	PC30		H5B	H5C2
MMG			F 44	F 5	F 10	
Ceramic Mag	MN8CX	MN80	MN60	MN67	MN60LL	MC25
Token		2500B2	2500B	3100B	6000H	12001H
Ferrite international			TSF 05	TSF 10	TSF 15	

### I.V.) Choix de la géométrie du noyau en fonction du type d'alimentation

Ce choix est orienté par la qualité du couplage des enroulements et l'encombrement physique.

"+" favorable, "0" neutre, "-" moins favorable.

Type de noyau	Type d'alimentation		
	Fly back	Forward	Push pull
E	+	+	0
Planar E	-	+	0
EFD	-	+	+
ETD	0	+	+
EC	-	0	+
U	+	0	0
RM	0	+	0
EP	-	+	0
P	-	+	0

<b>Tores</b>	-	+	+
--------------	---	---	---

### V.) Choix de la taille du noyau en fonction de la puissance de l'alimentation

Ce tableau permet d'orienter le choix de l'utilisateur, sachant cependant que la solution n'est jamais unique...

Puissance (W)	Taille du noyau (exemple indicatif)
<5	RM4; P11/7; R14;EF12.6; U10
5 à 10	RM5; P14/8
10 à 20	RM6; E20; P18/11; R23; EFD15
20 à 50	RM8; P22/13;U20; RM10; ETD29; E25
50 à 100	ETD29; ETD34; EC35; EC41;RM12; EFD25
100 à 200	ETD34; ETD39; ETD44;EC41; EC52; RM14; P36/22; E30; R56; U25; U30; EFD30
200 à 500	ETD 44; ETD49;E55;E52;E42; U37
>500	E65; EC70; U93; U100

### V.I) Calcul de l'entrefer

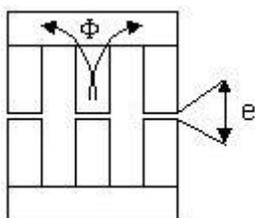
Compte tenu des énergies généralement mise en jeu, il est indispensable de créer un entrefer dans le circuit afin de ne pas saturer le matériau magnétique.

Lorsqu'on a présélectionné une géométrie, on utilise les abaques constructeurs pour déterminer l'entrefer (air gap en mm) en fonction de l'énergie maximale transférée (en mJ).

**Attention :** La valeur de l'entrefer obtenue avec les abaques correspond à **l'entrefer total du circuit magnétique**. Dans le cas d'un circuit en forme de E, l'entrefer physique est :

$$e = \text{air gap}/2$$

(et non /3 comme on pourrait croire) car le flux traversant la jambe centrale donc le bobinage, est divisé par deux dans les jambes latérales.



L'entrefer peut être réalisé artisanalement en glissant une feuille de papier découpée à la forme du noyau, ou bien sur mesure par les fabricants pour des productions en quantité.

### D- FONCTIONNEMENT DU HP6060A

Le HP6060 est une charge électronique programmable 300W maximum. Elle fonctionne en mode tension, résistance ou courant.

**Dans cette manipulation, on l'utilisera en mode courant.** Dans ce type de fonctionnement, l'appareil tire un courant constant programmé par l'utilisateur en face avant.

**CONNEXION :** la connexion se fait par l'arrière. Attention les 2 bornes sont polarisées et ne sont pas équivalentes... connecter le + au + et le - au - !!!!

**MISE SOUS TENSION** : L'appareil s'initialise.

**NE JAMAIS TOUCHER à la fonction *Short on/OFF***

**PROGRAMMER UN COURANT :**

Taper MODE puis CURRENT. Sélectionner la gamme de courant voulue, ici 6A : *taper sur RANGE puis entrer au clavier "6" enter.*

*Taper sur CURRENT puis entrer la valeur numérique voulue au clavier (ex 0.1 enter).*

La charge peut être activé on/OFF avec la touche INPUT ON/OFF.

**TRANSITOIRE DE CHARGE :**

L'appareil peut effectué des sauts de charge entre deux valeurs :

Choisir avec la touche CURRENT la première valeur et TRANS LVL deuxième.

Choisir la fréquence des sauts *FREQ suivi de valeur numérique (en Hz) et enter.*

Activer ou non les sauts avec TRANS ON/OFF.

**PROGRAMMER UNE VALEUR DE RESISTANCE :**

Programmer la valeur voulue en  $\Omega$ . Puis la mettre en service avec INPUT ON avant d'allumer le convertisseur Fly back.

Pour plus de détails, se référer à la notice complète.

*Ph Dondon© Copyright 2000*