

ALIMENTATION A DECOUPAGE POUR PA TGA4915

Ce projet a été initié par Michel F6BVA suite à la mise au point de PA 24GHz utilisant le circuit TGA4915 de Triquint. Ce circuit nécessite une tension d'alimentation de 6V avec un courant de repos de 4,2A, atteignant 8A en pointe. Si l'on couple deux circuits, ces courants sont évidemment doublés. Le problème est donc de générer cette alimentation à partir d'une batterie de 12V, puisque la majorité du trafic s'effectuera en portable.

L'utilisation d'un régulateur linéaire conduirait à un gaspillage d'énergie inacceptable avec un rendement de 50% et une dissipation de 96W dans le cas d'un ampli à deux TGA4915. Une solution à découpage, procurant un rendement supérieur à 80% s'impose donc.

J'ai donc entrepris la réalisation d'une alimentation selon le cahier des charges suivant :

Tension d'entrée : $12V \pm 2V$

Tension de sortie : réglable de 6V à 9V

Courant maximal de sortie : 20A

Ondulation de la tension de sortie < 100mV

Rendement > 80%

Coupure de l'alimentation pendant les phases de réception et en cas de disparition de la tension négative de polarisation.

Les essais du premier prototype ayant été concluants, nous avons décidé d'en faire une version plus compacte, intégrant la génération de la tension de polarisation négative et pouvant rentrer dans un boîtier schubert standard. Ceci résulte du travail d'une équipe composée de F5BQP, F5UAM, F1YI, F1CHF qui a redessiné le circuit imprimé et moi-même F6CSX, ce qui montre une fois de plus que grâce à internet il est possible de travailler ensemble malgré l'éloignement géographique.

Le circuit présenté ne se limite pas à l'alimentation de PA 24GHz, et peut être adapté facilement à d'autres valeurs de tensions, c'est la raison pour laquelle, j'ai décidé d'en faire une description très détaillée en expliquant notamment les choix technologiques qui ont été faits.

La première partie détaille le fonctionnement théorique et établit les relations nécessaires au dimensionnement des composants de puissance, objet de la seconde partie.

La troisième partie décrit le circuit de régulation et les protections, enfin la dernière partie est consacrée à la réalisation et à la mise au point.

PARTIE PUISSANCE

Principe du découpage

Le principe de l'alimentation à découpage est simple. Il consiste à prélever de l'énergie à la source par intermittence et de la restituer de manière continue à la charge. Pour ce faire, on doit stocker momentanément de l'énergie dans des éléments passifs (inductances et condensateurs). Pour bien comprendre le principe, imaginons le circuit suivant (figure 1): Une batterie de $V_e=12V$ alimente une résistance R à travers un interrupteur K que l'on ferme périodiquement à la fréquence $F=1/T$ avec un rapport cyclique $\alpha = 50\%$ (on appelle rapport cyclique le rapport entre le temps pendant lequel l'interrupteur est fermé et la période T).

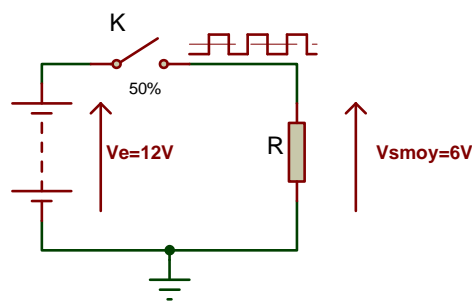


Figure 1 – principe du découpage

Aux bornes de la résistance nous obtenons une tension rectangulaire dont la valeur moyenne est $V_s = \alpha V_e$ soit 6V dans notre exemple. Il suffit donc de filtrer cette tension pour la rendre continue au moyen d'un filtre LC.

Notre circuit se comporte alors comme un transformateur à courant continu de rapport V_s/V_e .

Choix de la structure

La masse étant commune à l'entrée et à la sortie et le rapport de transformation V_s/V_e n'étant ni très faible, ni très fort, il n'y a pas lieu de choisir une structure à transformateur.

On s'oriente donc vers la structure de convertisseur dite abaisseur ou buck dont le schéma de principe est représenté figure 2.

Tous les convertisseurs possèdent deux modes de fonctionnement selon que le courant principal (généralement celui qui circule dans l'inductance) s'annule ou non au cours de la période:

- si le courant ne s'annule pas au cours de la période, on est en **conduction continue**
- si le courant s'annule au cours de la période, on est en **conduction discontinue**.

Le mode "conduction continue" est le plus intéressant et nous nous efforcerons de rester dans ce mode.

ETUDE THEORIQUE EN CONDUCTION CONTINUE

Dans cette étude théorique simplifiée, nous admettrons les hypothèses suivantes :

- Tous les composants sont supposés parfaits (sans pertes)

- Le régime sera supposé établi et fonctionnant en mode « conduction continue »
- La capacité du condensateur de sortie sera supposée suffisamment grande pour que la tension à ses bornes puisse être considérée comme constante au cours de la période T.

Le circuit est alimenté par une source de tension V_e , la sortie est chargée par une résistance R et débite un courant I_S . L'interrupteur K est rendu périodiquement conducteur avec un rapport cyclique α à la fréquence $F = 1/T$.

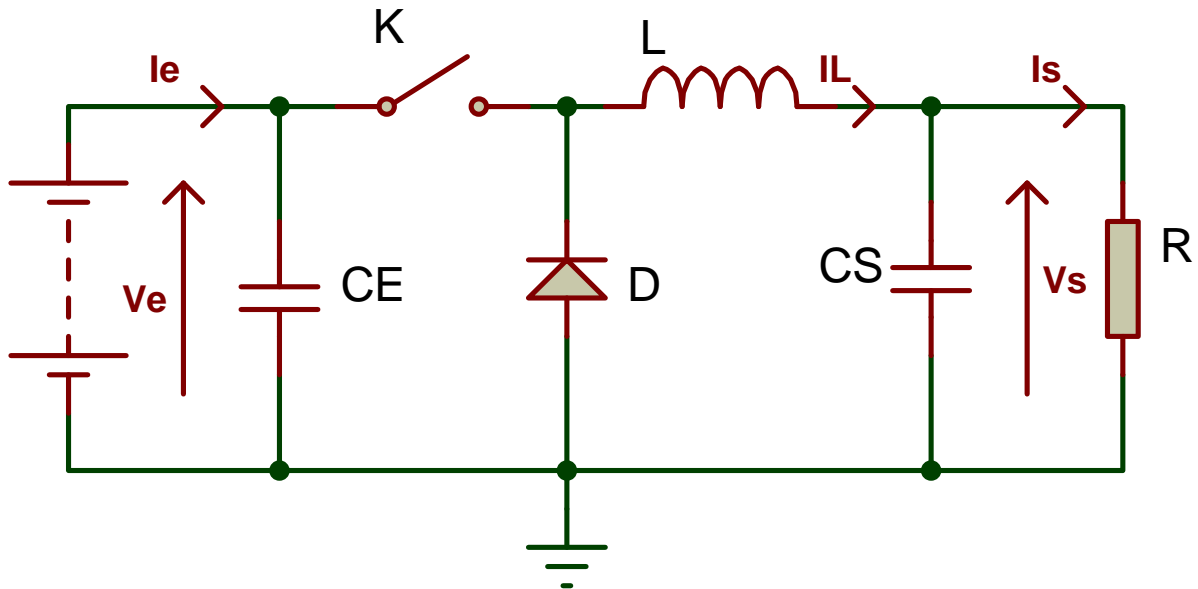


Figure 2- Principe du convertisseur abaisseur (Buck)

On étudie le fonctionnement sur une période T en distinguant deux phases selon que l'interrupteur K est fermé ou ouvert :

Phase 1 Interrupteur fermé ($0 < t < \alpha T$)

A l'instant $t=0$ on ferme l'interrupteur K, la diode D se bloque. Le schéma équivalent du circuit pendant cette phase est représenté figure 3.

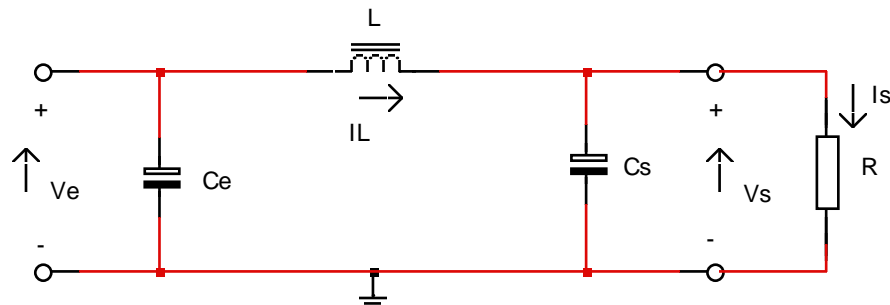


Figure 3- Schéma équivalent lorsque K est fermé

On a:
$$V_e - V_s = L \frac{di}{dt} \quad \text{d'où} \quad i(t) = I_m + \frac{V_e - V_s}{L} t$$

A l'instant $t = \alpha T$ le courant dans l'inductance atteint la valeur crête :

$$I_M = I_m + \frac{V_e - V_s}{L} \alpha T \quad (1)$$

Pendant cette première phase, le courant I_L dans l'inductance croît linéairement de la valeur I_m à la valeur I_M .

Phase 2 Interrupteur ouvert ($\alpha T < t < T$)

A l'instant $t = \alpha T$ on ouvre l'interrupteur K . La diode D devient conductrice (car il ne peut pas y avoir de discontinuité de courant dans une inductance) et le schéma équivalent du circuit devient :

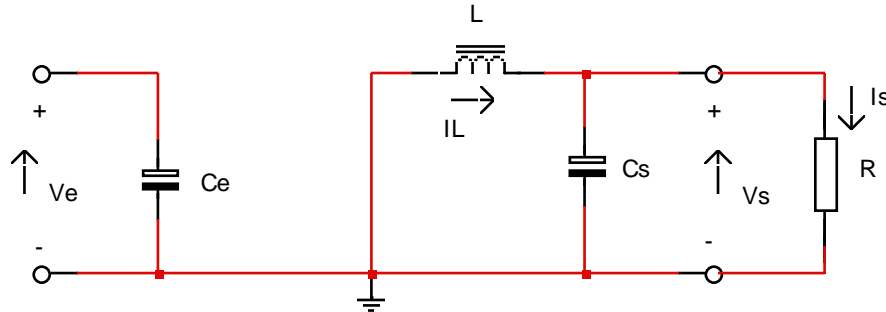


Figure 4 – Schéma équivalent lorsque K est ouvert

Le circuit obéit à l'équation :
$$-V_s = L \frac{di}{dt} \quad \text{ou} \quad V_s = -L \frac{di}{dt}$$

d'où l'expression du courant
$$i(t) = I_M - \frac{V_s}{L} (t - \alpha T)$$

A l'instant $t = T$ le courant dans l'inductance atteint sa valeur minimale :

$$I_m = I_M - \frac{V_s}{L} (1 - \alpha)T \quad (2)$$

Durant cette seconde phase, le courant I_L dans l'inductance décroît linéairement de la valeur I_M à la valeur I_m .

A $t=T$ on referme l'interrupteur K et un nouveau cycle commence de manière identique au précédent puisque le régime est supposé établi.

Calcul de la tension de sortie V_s

Soit ΔI l'ondulation du courant dans l'inductance : $\Delta I = I_M - I_m$

De l'équation (1) on tire:

$$\Delta I = I_M - I_m = \frac{V_e - V_s}{L} \alpha T$$

et de l'équation (2):

$$\Delta I = I_M - I_m = \frac{V_s}{L} (1 - \alpha)T$$

En combinant ces deux relations, on peut établir l'expression de la tension de sortie:

$$\boxed{V_s = \alpha V_e} \quad (3)$$

On constate que la tension de sortie du convertisseur ne dépend que de la tension d'entrée et du rapport cyclique α . Celui-ci étant toujours compris entre 0 et 1, le convertisseur est toujours abaisseur de tension.

On notera que la tension de sortie est théoriquement indépendante de la charge. Dans la pratique, la boucle de régulation ne devra donc compenser que les variations de la tension d'entrée et les imperfections des composants réels.

La stratégie de régulation est évidente, on choisit la modulation de largeur d'impulsion (MLI) à fréquence fixe et rapport cyclique α variable.

Courant moyen d'entrée

Tous les éléments étant supposés parfaits, le rendement théorique de ce convertisseur est égal à 1. On peut donc écrire:

$$V_s I_s = V_e I_e$$

En combinant avec l'équation (3), on établit l'expression du courant d'entrée:

$$I_e = \alpha I_s \quad (4)$$

Limite de fonctionnement en conduction continue

Lorsque le courant de sortie I_S diminue, par exemple par augmentation de la résistance R , le circuit peut passer en conduction discontinue (le courant s'annule au cours de la période).

On montre que l'expression de la tension de sortie s'écrit alors:

$$V_s = \frac{V_e}{1 + \frac{2LI_s}{\alpha^2 TV_e}} \quad (5)$$

On remarque que la tension de sortie n'est plus indépendante ni de la charge, ni de la fréquence de découpage. Ce changement de fonction de transfert a une incidence sur la boucle de régulation, il est donc important de connaître la limite de fonctionnement en conduction continue.

La limite de conduction continue étant atteinte pour $I_m = 0$, on tire de l'équation (1) :

$$I_M = \frac{V_e - V_s}{L} \alpha T$$

En portant cette expression dans l'équation du courant durant la phase 2, on détermine l'instant t_0 d'annulation du courant:

$$t_0 = \frac{V_e}{V_s} \alpha T$$

La valeur moyenne du courant traversant l'inductance est égale au courant de sortie I_S et peut s'écrire:

$$I_s = \frac{1}{T} \int_0^T I_L dt = \frac{1}{T} \int_0^{\alpha T} \frac{V_e - V_s}{L} t dt + \frac{1}{T} \int_{\alpha T}^{t_0} \left[I_M - \frac{V_s}{L} (t - \alpha T) \right] dt$$

$$I_s = \frac{\alpha^2 TV_e}{2L} \left(\frac{V_e}{V_s} - 1 \right) \quad (6)$$

On en déduit l'expression de la valeur minimale du courant de sortie permettant de rester en conduction continue

$$I_{s \text{ min}} = \frac{\alpha (1 - \alpha) T V_e}{2 L}$$

On remarquera que cette valeur est égale à la moitié de l'ondulation de courant ΔI .

NB: de l'équation (6) on tire l'expression (5) de la tension de sortie en régime de conduction discontinue.

CALCUL DES VALEURS LIMITES

Afin de pouvoir dimensionner correctement les composants et notamment les semi-conducteurs, il est nécessaire de connaître les valeurs maximales (dans les conditions de fonctionnement les plus sévères) des tensions et des courants.

Rappelons que le calcul des pertes de conduction dans les semi-conducteurs nécessite la connaissance des valeurs crête, moyenne et efficace du courant qui les traverse.

Courant dans l'interrupteur K

Le courant crête I_M dans l'interrupteur K est atteint à $t = \alpha T$. Il est intéressant de l'exprimer en fonction des grandeurs d'entrée ou de sortie.

La valeur moyenne du courant dans l'inductance L étant égale au courant de sortie I_s , on peut écrire:

$$\widehat{I}_K = I_M = I_s + \frac{\Delta I}{2} = \frac{I_e}{\alpha} + \frac{\Delta I}{2}$$

La valeur moyenne du courant dans l'interrupteur est égale au courant d'entrée :

$$I_{K \text{ moy}} = I_e = \alpha I_s$$

On démontre que la valeur efficace s'écrit:

$$I_{K \text{ eff}} = I_s \sqrt{\alpha \left(1 + \frac{1}{12} \left(\frac{\Delta I}{I_s} \right)^2 \right)}$$

Cette expression est en fait peu différente de $I_{K \text{ eff}} \approx I_s \sqrt{\alpha}$ si ΔI est faible devant I_s .

Tension maximale aux bornes de l'interrupteur K

Durant la phase 2, lorsque la diode D conduit, l'interrupteur K est soumis à la tension d'entrée V_e .

$$V_{K \text{ max}} = V_e$$

Courant dans la diode D

Le courant crête dans la diode est identique à celui traversant l'interrupteur K.

La valeur moyenne du courant dans la diode est égale à:

$$I_{D \text{ moy}} = I_s (1 - \alpha)$$

On adoptera pour la valeur efficace du courant dans la diode la valeur approchée:

$$I_{D\text{eff}} = I_s \sqrt{1 - \alpha}$$

Tension maximale aux bornes de la diode D

Durant la phase 1, lorsque l'interrupteur K conduit, la diode est soumise à la tension d'entrée V_e .

$$V_{D\text{max}} = V_e$$

Dimensionnement du condensateur de sortie

Le courant I_c traversant le condensateur C_s est égal à la différence entre le courant circulant dans l'inductance L et le courant de sortie I_s : $I_c = I_L - I_s$

Sa valeur moyenne est nulle (voir formes d'onde figure 5).

Soit ΔQ la variation positive de charge du condensateur C_s .

On peut calculer géométriquement ΔQ en remarquant que c'est l'aire du triangle hachuré, dont la base vaut $T/2$ et la hauteur $\Delta I/2$.

On a
$$\Delta Q = T \Delta I / 8 \quad \text{et} \quad \Delta Q = C_s \Delta V_c$$

On en déduit la valeur de la capacité C_s nécessaire pour obtenir une ondulation de la tension de sortie ΔV_s ($\Delta V_s = \Delta V_c$ si le condensateur est parfait)

$$C_s = \frac{T \Delta I}{8 \Delta V_s}$$

On notera que l'ondulation de tension ΔV_c résulte de l'intégration d'un courant de forme triangulaire et est donc constituée d'arcs de parabole.

$$V_s(t) = \frac{1}{C_s} \int I_c dt$$

Dans la réalité, les condensateurs ne sont pas parfaits et l'on doit tenir compte de leur résistance série équivalente, notée ESR, qui introduit une ondulation supplémentaire ΔV_{ESR} en phase avec l'ondulation de courant ΔI .

$$\Delta V_{\text{ESR}} = \text{ESR} \cdot \Delta I$$

Bien souvent, l'ondulation ΔV_{ESR} est prépondérante et impose le choix du condensateur de sortie C_s .

Dans le cas de circuits fonctionnant avec une ondulation de courant importante, il faudra veiller à ce que le condensateur de sortie soit capable d'absorber le courant efficace le traversant sans échauffement excessif.

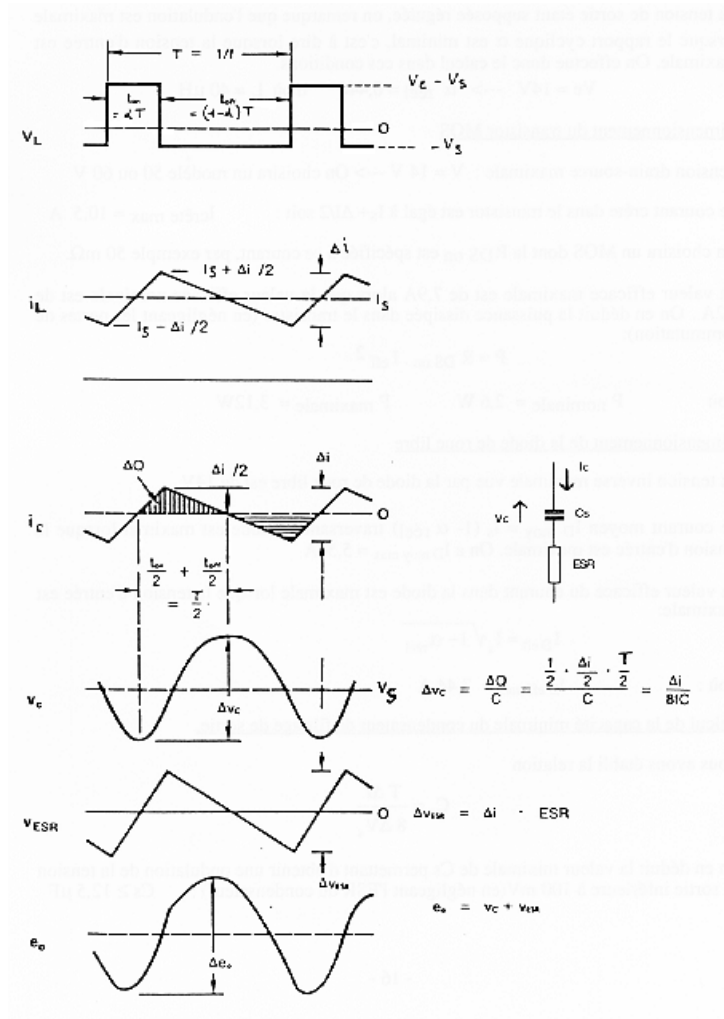
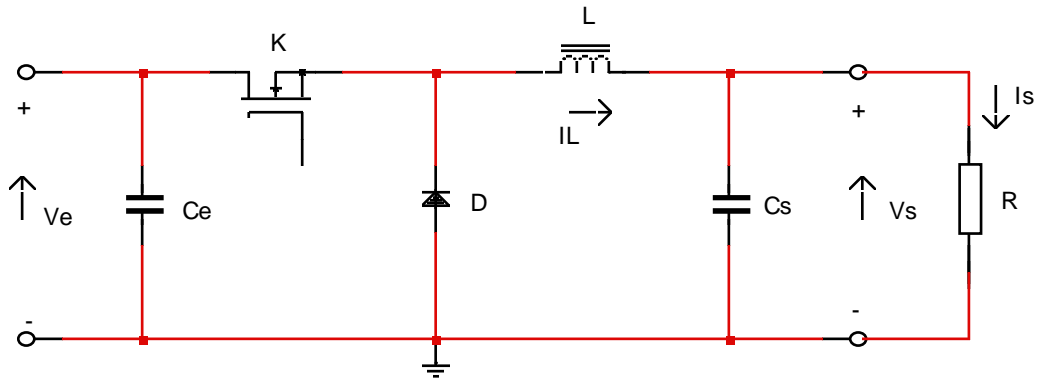


Figure 5 – Formes d'onde au niveau du condensateur de sortie

Dimensionnement du condensateur d'entrée

Observons les formes d'ondes des courants dans l'inductance L, l'interrupteur K et le condensateur d'entrée Ce (figure 6). La valeur moyenne du courant dans le condensateur Ce étant forcément nulle (mais pas sa valeur efficace), la valeur moyenne du courant dans l'interrupteur est égale au courant d'entrée Ie prélevé à la batterie. Lorsque K est fermé, Ce se décharge, lorsqu'il est ouvert il se charge.

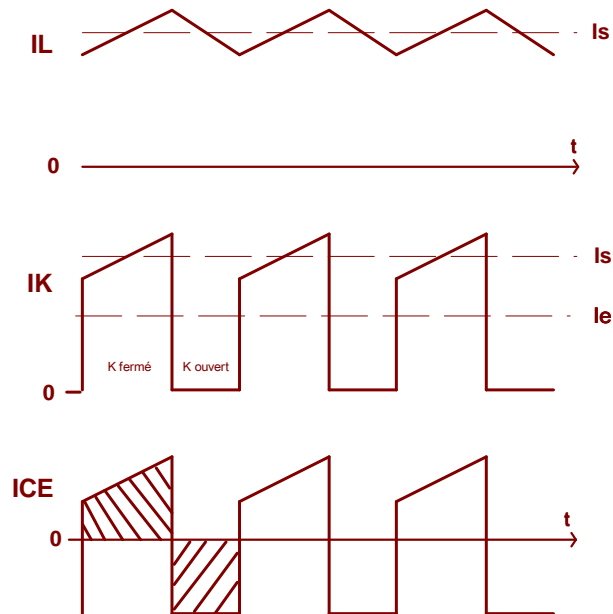


Figure 6 – Formes d'onde des courants dans l'inductance L, l'interrupteur K et le condensateur d'entrée Ce

Connaissant la forme du courant dans le condensateur, on en déduit par intégration la forme de la tension à ses bornes, un arc de parabole pendant la décharge, un segment de droite pendant la charge.

La valeur moyenne du courant dans le condensateur étant nulle, la quantité de charge perdue pendant la décharge est égale à la quantité de charge gagnée pendant la charge (égalité des surfaces hachurées sur la figure 6), ce qui se traduit par :

$$\Delta Q = I_e (1-\alpha) T = C_e \Delta V_e \quad \text{où } \Delta V_e \text{ est l'ondulation de tension aux bornes de } C_e.$$

On en déduit l'expression $C_e = I_e (1-\alpha) T / \Delta V_e$

Récapitulation

L'ensemble de ces calculs peut être facilement automatisé à l'aide d'un tableur comme EXCEL.

Rapport de transformation V_s/V_e	α	Courant crête dans la diode	$I_s + \frac{\Delta I}{2}$
Courant moyen d'entrée I_e	αI_s	Courant moyen dans la diode	$I_s (1 - \alpha)$
Courant crête dans l'interrupteur	$I_s + \frac{\Delta I}{2}$	Courant efficace dans la diode	$I_s \sqrt{1 - \alpha}$
Courant moyen dans l'interrupteur	$I_e = \alpha I_s$	Tension crête aux bornes de la diode	V_e
Courant efficace dans l'interrupteur	$I_s \sqrt{\alpha}$	Limite de conduc- tion continue $I_s \min$	$\frac{\Delta I}{2}$
Tension crête aux bornes de l'interrupteur	V_e		

Tableau 1 – Récapitulatif des principales grandeurs du circuit abaisseur

DIMENSIONNEMENT DES COMPOSANTS

Rappel : on désire alimenter à partir d'une batterie de $12V \pm 2V$ un appareil fonctionnant sous $6V$ et consommant $16A$. L'ondulation de la tension de sortie ne devra pas excéder 100 mV et le rendement η devra être supérieur à 80% . Nous aurons donc : $P_s / P_e \geq 0,8$

On en déduit la valeur du courant consommé sur la batterie à tension nominale:

$$I_e = \frac{I_s V_s}{\eta V_e}$$

d'où

$$I_e = 10\text{ A pour } V_e = 12V \quad \text{et} \quad I_e = 12\text{ A pour } V_e = 10V.$$

Le courant moyen dans l'inductance est égal au courant de sortie, donc 16 A .

A partir d'un tel cahier des charges, il existe une infinité de solutions. Le concepteur est donc amené à faire des choix.

Deux paramètres sont nécessaires pour pouvoir conduire le calcul dans sa totalité:

- la fréquence de découpage F
- l'ondulation ΔI du courant dans l'inductance

Le choix de la fréquence de découpage et de l'ondulation de courant résulte d'un compromis tendant à optimiser soit le cout, soit le rendement, etc.

Nous allons privilégier le rendement.

Une fréquence élevée, permet d'avoir une inductance plus faible, donc moins de fer et moins de cuivre, et au final moins de pertes dans l'inductance. Mais les pertes de commutation dans l'interrupteur K sont directement proportionnelles à la fréquence de découpage.

Rappelons que chaque commutation d'un interrupteur sur charge inductive en conduction continue engendre une perte d'énergie égale à : $W = 0,5VIt_c$

où V est la tension vue par l'interrupteur, I le courant commuté et t_c le temps de commutation. Ainsi, un transistor commutant $16A$ sous $12V$ en $0,2\mu s$ à la fréquence de $50kHz$ est le siège d'une perte :

$$P = 12 \cdot 16 \cdot 2 \cdot 10^3 - 7 \cdot 50 \cdot 10^3 = 1,92W \quad (\text{il y a 2 commutations par cycle : fermeture et ouverture}).$$

Le temps de commutation d'un transistor dépend beaucoup de la manière dont il est commandé d'où l'importance du circuit driver.

Le choix de l'ondulation maximale de courant est important car il va conditionner le choix du condensateur de filtrage de sortie. Une forte ondulation de courant oblige le condensateur à « travailler plus » et augmente les pertes dans les semi-conducteurs. Une ondulation très faible nécessite une inductance forte donc plus de pertes cuivre.

On choisit généralement une ondulation maximale du courant de 10% à 20% de sa valeur nominale (l'ondulation de courant est maximale quand la tension d'entrée est maximale).

Prenons $\Delta I = 2A$ pour $V_e = 14V$ et une fréquence de découpage de 50 kHz .

Nous pouvons maintenant calculer la plupart des paramètres de fonctionnement du convertisseur.

Rapport cyclique

Nous avons théoriquement:

$$\alpha = \frac{V_s}{V_e}$$

soit $\alpha = 0,5$ à la tension d'entrée nominale

En fait, le rendement n'étant pas égal à 1 nous avons:

$$\frac{P_s}{P_e} = \frac{V_s I_s}{V_e I_e} = \eta$$

Cette expression montre que l'influence du rendement se traduit, pour une tension d'entrée donnée, par une augmentation du courant d'entrée I_e .

$$I_e = \frac{V_s I_s}{V_e \eta} = \frac{\alpha I_s}{\eta}$$

On peut donc considérer que le courant d'entrée I_e s'écrit:

$$I_e = \alpha_{\text{réel}} I_s \quad \text{avec} \quad \alpha_{\text{réel}} > \alpha_{\text{théorique}}$$

On en déduit la relation suivante:

$$\alpha_{\text{réel}} = \frac{\alpha_{\text{théorique}}}{\eta}$$

Dans notre exemple $\eta = 80\%$, nous avons donc:

- à la tension d'entrée nominale $V_e = 12V$

$$\alpha_{\text{théorique}} = 0,5 \quad \text{et} \quad \alpha_{\text{réel}} = 0,63$$

- dans la plage de tension d'entrée $10V < V_e < 14V$

$$0,600 > \alpha_{\text{théorique}} > 0,429 \quad \text{et} \quad 0,75 > \alpha_{\text{réel}} > 0,54$$

Calcul de l'inductance L

Nous avons établi la relation:

$$\Delta I = I_M - I_m = \frac{V_s}{L} (1 - \alpha) T$$

On en tire la valeur de l'inductance

$$L = \frac{V_s (1 - \alpha)}{F \Delta I}$$

La tension de sortie étant supposée régulée, on remarque que l'ondulation est maximale lorsque le rapport cyclique α est minimal, c'est à dire lorsque la tension d'entrée est maximale. On effectue donc le calcul dans ces conditions.

$$V_e = 14V \rightarrow \alpha_{\text{réel}} = 0,54 \quad \text{d'où} \quad L = 43 \mu H$$

L'inductance L étant parcourue par un courant continu important, on doit utiliser pour sa réalisation un matériau magnétique à forte induction à saturation B_{sat} et/ou ménager un entrefer de manière à ne jamais entrer en saturation magnétique. Les circuits magnétiques communément utilisés pour cette application sont les tores en poudre de fer. Ils sont réalisés à partir de fines particules de poudre de fer isolées, de manière à procurer un entrefer réparti.

Il existe plusieurs grades de poudre de fer (appelés mix) reconnaissables à leurs couleurs. Le matériau recommandé pour notre application est le mix 26 (tores jaune/blanc) qui possède une perméabilité relative de 75.

La dimension du tore va une nouvelle fois résulter d'un compromis.

Pour chaque tore, le constructeur donne l'inductance spécifique AL qui représente l'inductance pour une spire. Sachant que l'inductance est proportionnelle au carré du nombre de spires, il est facile de calculer le nombre de spires. $L = AL N^2$

Encore faut-il que la surface interne du tore permette d'y loger toutes les spires compte tenu du diamètre du fil qui dépend du courant qui le traverse.

Il faut donc commencer par choisir le diamètre du fil. Une bonne règle est de se fixer une densité de courant de l'ordre de 5 A/mm². Sachant qu'il est difficile de bobiner des gros fils avec un faible rayon de courbure (pour épouser au plus près la forme du tore), on a souvent intérêt à utiliser plusieurs fils en parallèle.

Par itérations successives, on détermine la dimension optimale du tore. Un logiciel d'aide au dimensionnement de la self peut être téléchargé sur le site du fabricant micrometals.

Il est parfois plus avantageux d'utiliser plusieurs tores accouplés plutôt qu'un seul tore plus gros.

J'ai choisi d'utiliser deux tores T106-26 accolés, ce qui donne AL=186nH. Il nous faudra donc 15 spires de trois fils de 1,15mm de diamètre. Ce type de tore est très courant et se récupère facilement dans de vieilles alimentations de PC.



Les fils sont torsadés entre eux (une extrémité dans un étau, l'autre dans la perceuse) car plus facile à bobiner. Commencer à bobiner par le milieu du fil et bien serrer les spires à l'intérieur du tore qui doit être complètement rempli.

Dimensionnement de l'interrupteur K

L'interrupteur K sera réalisé à l'aide d'un transistor MOSFET.

Tension drain-source maximale : $V_{dsmax} = 14 \text{ V} \rightarrow$ On choisira un modèle 30 ou 50 V

Le courant crête dans le transistor est égal à $I_S + \Delta I/2$ soit : $I_{crête \text{ max}} = 17 \text{ A}$

On choisira un MOS dont la $R_{DS \text{ on}}$ est la plus faible possible à ce courant, par exemple 10m Ω pour le modèle retenu (prendre la valeur à 100°C).

La valeur efficace maximale du courant dans l'interrupteur K est de 13,8A (pour $V_e=10\text{V}$) alors que la valeur efficace nominale est de 12,6A. On en déduit la puissance dissipée dans le transistor:

$$P = R_{DS \text{ on}} \cdot I_{\text{eff}}^2$$

d'où $P_{\text{ nominale}} = 1,6 \text{ W}$ $P_{\text{ maximale}} = 1,92\text{W}$

à laquelle s'ajoutent les pertes de commutations calculées précédemment, ce qui donne une puissance maximale à dissiper d'environ 3,5W. Nous pourrions donc calculer le radiateur

nécessaire au bon refroidissement du transistor, sans oublier que la Résistance R_{DSon} d'un MOSFET augmente avec la température selon une courbe donnée par le constructeur.

Choix du type de MOSFET : canal N ou canal P.

Les transistors MOSFET canal N sont les plus répandus. Le courant y circule du drain vers la source. Ils nécessitent pour leur commande l'application d'une tension positive d'environ 10V entre la source et la gate.

Les transistors MOSFET canal P sont moins fréquemment utilisés car légèrement plus coûteux. Le courant y circule de la source vers le drain. Ils nécessitent pour leur commande l'application d'une tension négative d'environ 10V entre la source et la gate.

Dans notre application, comme dans la majorité des cas, c'est le pôle négatif de la batterie qui est relié à la masse. L'interrupteur K est donc à un potentiel flottant par rapport à la masse.

Si l'on choisit un Mosfet canal N, il faudra soit disposer d'une tension auxiliaire flottante de 10V, soit utiliser un circuit driver « à pompe de charge » comme par exemple les modèles IR2117/2118.

En revanche si l'on utilise un Mosfet canal P, la source est référencée au + de la batterie et il suffit de mettre la gate à la masse pour le rendre conducteur. Ceci conduit à un circuit plus simple et plus fiable et la différence de coût est compensée par la suppression du circuit driver à pompe de charge et des composants associés.

J'ai donc choisit d'utiliser des Mosfets canal P à faible R_{DSon} (SUP75P05). Par sécurité, deux transistors sont connectés en parallèle pour le modèle 20A.

Dimensionnement de la diode de roue libre D

La tension inverse maximale vue par la diode de roue libre est de 14V.

Le courant moyen $I_{D moy} = I_s (1 - \alpha_{réel})$ traversant la diode est maximal lorsque la tension d'entrée est maximale:

On a $I_{D moy max} = 7,4A$ et $\alpha_{réel diode} = 0,46$

Nous utiliserons une diode schottky largement dimensionnée de manière à limiter les pertes, par exemple une double diode 2x15A, comme la 30CPQ80, dont les deux diodes sont mises en parallèle. En supposant une répartition équitable, chaque diode voit un courant moyen de 3,7A.

En se référant à la notice du constructeur, on trouve une courbe donnant la puissance dissipée dans la diode en fonction du courant moyen et du rapport cyclique. On trouve environ 2W par diode, soit un total de 4W.

Calcul du radiateur

L'essentiel des pertes du circuit se concentre dans les semi-conducteurs et l'inductance. Le reste se répartissant entre les condensateurs et la consommation des divers circuits.

Nous avons fait l'hypothèse d'un rendement de 80%. La puissance totale perdue en chaleur dans l'alimentation est égale à la différence entre la puissance d'entrée et la puissance de sortie, soit $120 - 96 = 24W$. Nous allons évacuer cette puissance au moyen d'un radiateur qu'il faut dimensionner. Les semi-conducteurs seront directement en contact thermique avec ce radiateur. L'inductance se refroidit surtout par conduction dans les pistes du circuit imprimé qui sont en contact thermique avec le radiateur et un peu par convection dans le boîtier lui-même en contact thermique avec le radiateur.

La loi d'ohm thermique nous enseigne que l'écart de température est proportionnel à la puissance dissipée : $\Delta T = R_{th} P_d$.

Si l'on admet une élévation de température du radiateur de 30°C par rapport à la température ambiante, on trouve une résistance thermique de $30/24 = 1,25^\circ C/W$.

Si l'on utilise un radiateur à ailettes, ne pas oublier que les ailettes doivent être verticales. Eventuellement un petit ventilateur 12V de récupération dans un ancien PC permettra d'améliorer les choses. Une gestion thermique globale du PA et de son alimentation est souhaitable.

Calcul de la capacité minimale du condensateur de filtrage de sortie CS.

Nous avons établi la relation

$$C_s = \frac{T \Delta I}{8 \Delta V_s}$$

On en déduit la valeur minimale de Cs permettant d'obtenir une ondulation de la tension de sortie inférieure à 10 mV: $C_s \geq 437 \mu\text{F}$

Choisissons un condensateur faible résistance série de 1000 μF – 10V de la série FM de Panasonic.

La résistance équivalente série (ESR) est donnée à 26m Ω , ce qui va donner naissance à une ondulation de la tension égale à ESR. ΔI soit 52mV qui s'ajoute à la précédente.

D'autre part, la résistance équivalente série, traversée par le courant efficace du condensateur, va provoquer un échauffement de celui-ci conduisant à une durée de vie réduite. Pour le condensateur choisi, l'ondulation maximale tolérable à 105°C est de 1,79A, donc inférieure à l'ondulation maximale lorsque $V_e=14\text{V}$.

Nous devons donc utiliser un condensateur de plus forte capacité ou mieux mettre deux condensateurs en parallèle (les capacités s'ajoutent et l'ESR est divisée par 2).

Par sécurité nous utiliserons trois condensateurs de 1000 μF en parallèle.

Calcul du condensateur de filtrage d'entrée

Nous avons établi précédemment l'expression de la capacité minimale nécessaire à l'obtention d'une ondulation de tension ΔV_e donnée :

$$C_e = I_e (1-\alpha) T / \Delta V_e$$

Dans notre exemple, $I_e = 10\text{A}$, $\alpha T = 12,5\mu\text{s}$, en admettant une ondulation de 100mV, on trouve une capacité de 750 μF . Mais il faut tenir compte en plus de la résistance série ESR de C_e .

Un condensateur faible ESR de 1000 μF – 16V a une ESR de 19m Ω et un condensateur de 2200 μF – 16V a une ESR de 15m Ω . Il est donc plus intéressant de mettre deux condensateurs de 1000 μF en parallèle plutôt qu'un seul de 2200 μF .

De manière à conserver une faible ondulation de la tension d'entrée et limiter l'échauffement des condensateurs, nous mettrons quatre condensateurs de 1000 μF en parallèle ou éventuellement deux de 2200 μF .

Filtrage supplémentaire

Afin d'obtenir un faible bruit conduit, on rajoute une cellule de filtrage LC supplémentaire à l'entrée et à la sortie. Cet élément n'est pas critique, mais il faut utiliser ici encore des capacités à faible ESR, doublées par des condensateurs film plastique. Les inductances doivent être réalisées en gros fil de manière à n'apporter aucune perte. Elles peuvent être récupérées dans des alimentations de PC.

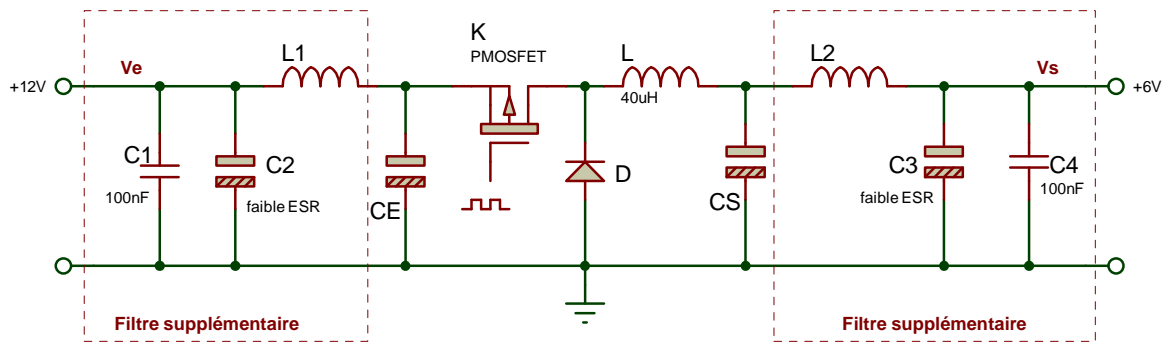


Figure 7 - Schéma de principe de la partie puissance

La mesure du bruit en sortie doit s'effectuer impérativement sur une résistance de $50\ \Omega$ placée à l'entrée de l'oscilloscope et reliée à la sortie du convertisseur par un câble coaxial $50\ \Omega$ très court. Eventuellement, insérer une capacité film plastique de $2,2\ \mu\text{F}$ en série pour éliminer la composante continue.

DESCRIPTION DU CIRCUIT

Comme indiqué précédemment, la régulation de la tension de sortie s'effectue en modulation de largeur d'impulsion à fréquence fixe, c'est-à-dire par variation du temps de conduction de l'interrupteur K.

Le circuit est bâti autour d'un classique circuit intégré TL494. Le principe du circuit est très simple : Un oscillateur génère un signal en dents de scie, dont la fréquence est fixée à 50kHz par le circuit R1C1 et que l'on peut observer à l'oscilloscope sur la broche 5 du TL494.

Un amplificateur opérationnel compare la tension de sortie à une tension de référence et fournit un signal d'erreur qui, comparé au signal en dents de scie, donne un signal rectangulaire dont la largeur varie proportionnellement avec le signal d'erreur.

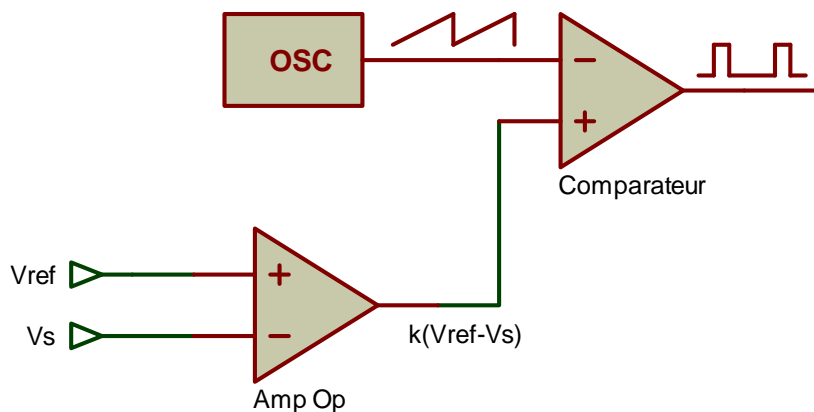


Figure 8 – principe du modulateur de largeur d'impulsion

Un second amplificateur opérationnel reçoit une tension proportionnelle au courant de sortie via un capteur à effet Hall et le compare à une tension de référence (voir schéma synoptique dans la notice du TL494).

La sortie des deux amplificateurs opérationnels est couplée par un « ou câblé » avant d'attaquer le comparateur. En fonctionnement normal, le circuit régule la tension de sortie, mais si le courant devient supérieur à la valeur de consigne, le second amplificateur intervient et réduit le temps de conduction de l'interrupteur K de manière à limiter le courant.

Circuit de régulation

La tension de référence interne +5V du TL494 est appliquée à l'entrée inverseuse de l'ampli via un diviseur de tension par 2. L'entrée non inverseuse reçoit la tension de sortie, ramenée à 2,5V par un pont diviseur. Le gain est fixé à 100 par les résistances R7 et R24. La capacité C3 assure la stabilité de la boucle.

Circuit driver de MOSFET

Un transistor MOSFET de puissance présente une forte capacité gate-source. Pour obtenir une commutation rapide, afin de réduire les pertes, il faut un circuit driver capable de charger et décharger rapidement cette capacité. Ceci s'effectue à l'aide de la paire complémentaire NPN-PNP Q2/Q3 montée en émetteur suiveur et attaquée par la sortie du TL494.

Si l'on se contente d'un courant de sortie de 10A, il est possible de n'utiliser qu'un seul transistor MOSFET. Pour 20A, il faut utiliser deux transistors connectés en parallèle. Les deux

gates sont reliées au circuit driver par l'intermédiaire de faibles résistances (R33 et R36) afin d'éviter de possibles oscillations.

Mesure du courant de sortie

La mesure du courant de sortie est une opération délicate. Classiquement on utilise un shunt inséré dans la ligne de sortie. Ceci présente deux inconvénients : d'abord la dissipation de puissance dans le shunt vient grever le rendement. Par exemple, une résistance de $0,1 \Omega$ parcourue par un courant de 16A dissipe 25,6W. Ensuite, la tension aux bornes du shunt n'est pas référencée à la masse, ce qui complique le circuit.

Une solution élégante pour la mesure du courant est d'utiliser un capteur isolé fabriqué par la société suisse LEM dont le principe est le suivant : Le courant à mesurer passe à travers un circuit magnétique et provoque une variation de flux qui est mesurée par un capteur à effet Hall. Sur ce circuit magnétique on a bobiné un enroulement dans lequel on fait circuler un courant qui vient compenser ce flux. En mesurant ce courant et connaissant le rapport de transformation on peut déterminer le courant de départ. Ce type de capteur présente une large bande passante s'étendant du continu à une centaine de kHz avec une excellente précision.

Le capteur choisi est le modèle LA25-NP qui est capable de mesurer des courants jusqu'à 25A et présentant un rapport de transformation de 1000 (se référer à la notice du fabricant). La mesure s'effectue aux bornes de la résistance R20 de 100Ω reliée à la masse. On obtient ainsi une tension proportionnelle au courant à mesurer avec une correspondance de 100mV/A. Par exemple, un courant de 20A donnera une tension de 2V par rapport à la masse.

Le capteur, dans la configuration choisie, présente une résistance de $0,3m\Omega$ et une inductance de 23nH. J'ai choisi de l'insérer en série avec l'inductance principale L, ce qui permet de parfaitement maîtriser le fonctionnement et de le visualiser à l'oscilloscope.

Le capteur s'alimente normalement en $\pm 15V$, mais le courant à mesurer étant unidirectionnel, on peut l'alimenter en mono-tension +12V, moyennant l'insertion de deux diodes en série avec la résistance de mesure.

La tension issue du capteur est légèrement filtrée par le circuit R21-C12 avant d'être présentée à l'amplificateur du TL494. Le potentiomètre RV2 permet d'ajuster le seuil de limitation de courant.

Protections

Outre la limitation du courant de sortie, il est nécessaire de prévoir un certain nombre de protections :

- Protection sous-tension d'alimentation
- Protection contre l'absence de tension négative de polarisation
- Coupure du convertisseur pendant les phases de réception
- Circuit de démarrage progressif

Pour implémenter ces circuits de protection, nous allons utiliser la broche DTC du TL494.

En appliquant une tension supérieure à 3,5V sur cette broche on provoque le blocage de la commande de l'interrupteur K. Les différents circuits de protection sont ramenés sur cette broche par l'intermédiaire d'un « ou câblé » à diodes.

Protection sous-tension

Le fonctionnement est bloqué si la tension d'alimentation est inférieure à 10V, ceci afin d'assurer toujours une commande correcte des transistors MOSFET. Un comparateur LM393 avec un léger hystérésis, surveille la tension d'alimentation. La tension de référence est fournie par le +5V stabilisé du TL494.

Protection contre l'absence de tension négative de polarisation

L'amplificateur pour lequel ce convertisseur a été conçu nécessite une tension de polarisation négative de -5V (générée par un circuit à pompe de charge LM2662). L'absence de cette tension peut provoquer la destruction du (ou des) transistor(s) du PA. Le circuit fait appel au second comparateur du LM393 et bloque le fonctionnement si la tension est supérieure à -5V. Cette valeur peut être ajustée en modifiant la valeur de R28.

Blocage en réception

Pendant les périodes de réception, le fonctionnement de l'alimentation est stoppé, ce qui économise l'énergie de la batterie et évite un fonctionnement à vide toujours délicat dans les alimentations à découpage.

Le passage en émission s'effectue généralement soit par mise à la masse, soit par un +12VTX. Afin de concilier les deux méthodes, on utilise un opto-coupleur pour la commande qui s'effectue sur la broche DTC du TL494. La led D11 s'allume en émission.

Démarrage progressif

Cette fonction (C11-R12-D4) a été implémentée pour une utilisation éventuelle du circuit en alimentation d'équipement. Elle peut être supprimée.

Protection contre l'inversion de polarité

La diode D3 montée en antiparallèle avec l'entrée protège le circuit contre une inversion de polarité. Ce dispositif doit être complété par un fusible correctement dimensionné, qui n'est pas implanté sur le circuit imprimé.

Protection surtension

Le risque zéro n'existe pas et l'on ne peut exclure une défaillance d'un composant, notamment un transistor MOSFET. Or on sait qu'un transistor meurt toujours d'abord en court-circuit, puis en circuit ouvert si l'intensité du courant est suffisante pour faire fondre les fils de bonding. Dans ce cas, la tension d'entrée se retrouve en sortie avec les conséquences que l'on imagine. C'est la raison pour laquelle je préconise d'insérer au niveau du PA, un dispositif de protection contre une éventuelle surtension : « transil » ou « crowbar » associé à un fusible bien calibré. Le dispositif le plus sûr est le crowbar dont un exemple est représenté figure 9.

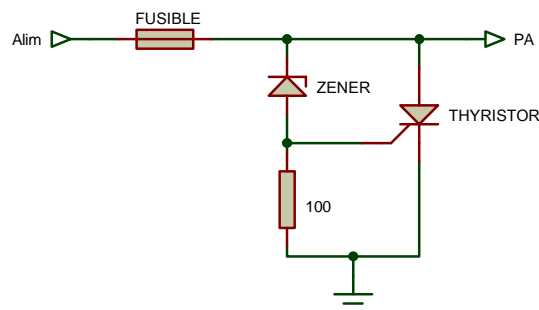
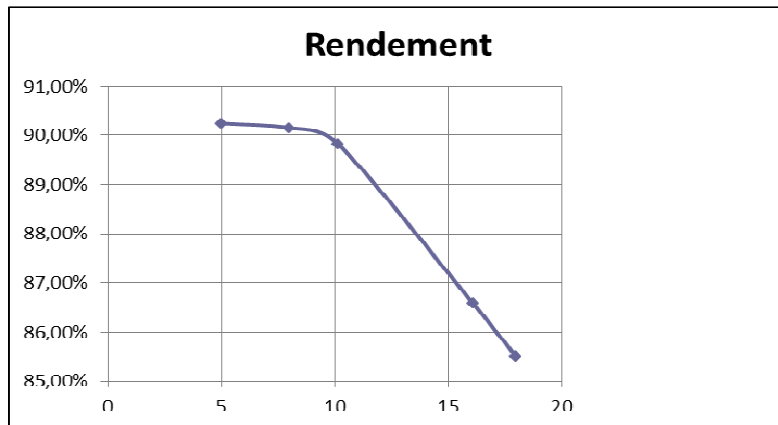


Figure 9 – Exemple de circuit de protection contre les surtensions

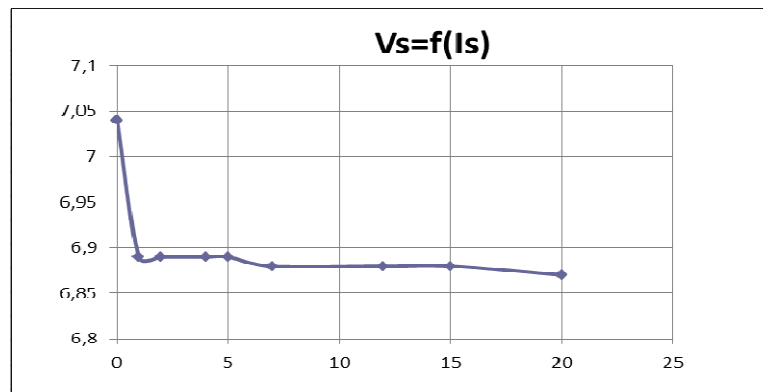
Rendement

Le rendement a été mesuré à 12V d'entrée et 7V de sortie en fonction du courant de charge. On constate que le cahier des charges est tenu !



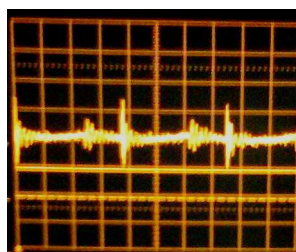
Régulation en fonction du courant de charge

On constate que la régulation de la tension de sortie est excellente, même à vide. Attention cependant aux pertes dans les câbles, on perd très vite une centaine de mV. Utiliser plusieurs gros fils en parallèle (trois sorties prévues sur le circuit imprimé). En cas d'utilisation de bypass, ne pas hésiter à en mettre plusieurs en parallèle. Attention aussi aux fusibles et porte-fusibles...



Bruit en sortie

Comme indiqué précédemment, la mesure du bruit en sortie (et en entrée) doit s'effectuer sur 50Ω. La tension de sortie est amenée par un coaxial court jusqu'à une charge de passage connectée directement à l'entrée de l'oscilloscope en position AC. Si la charge n'est pas capable de dissiper la puissance, mettre un condensateur film plastique de forte valeur en série.



Oscillogramme de la tension de sortie à $I_s=10A$ – 5mV/div , 5μs/div

REALISATION ET MISE AU POINT

Le circuit imprimé, redessiné par F1CHF, est prévu pour s'intégrer dans un boîtier standard en tôle étamée. Il sera réalisé sur verre époxy de 1,6 mm double face avec cuivre de 140µm d'épaisseur (voir documents annexes).

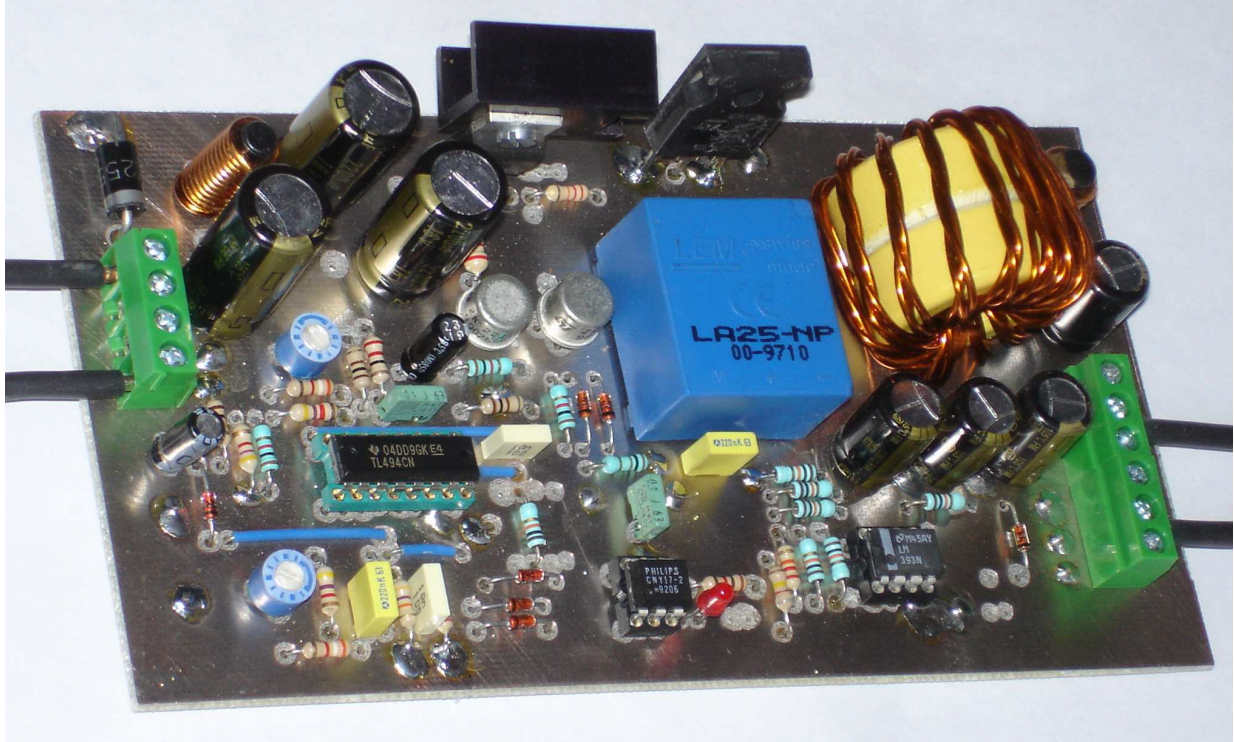


Photo du prototype en cours de test

Mise au point

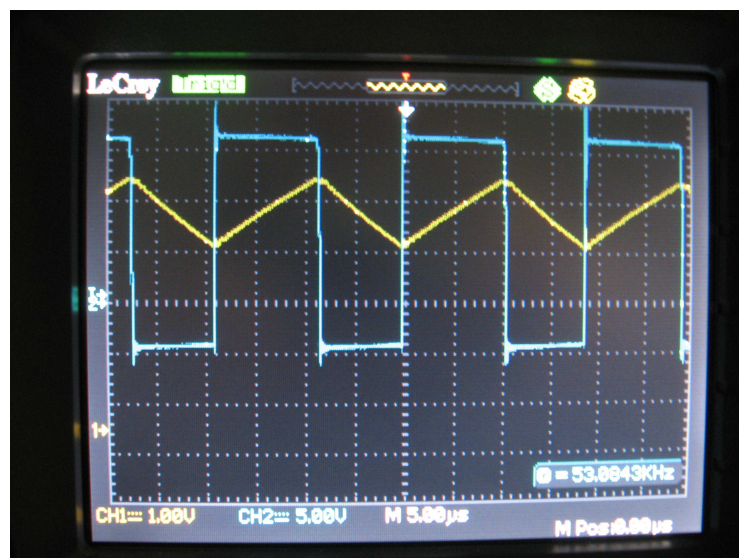
Pour la mise au point, ne pas câbler les diodes D1, D5 et D6.

Charger la sortie de manière à faire débiter un courant d'au moins 1A.

Alimenter le circuit en 12V, et vérifier que la tension de sortie est bien comprise entre 6 et 9V.

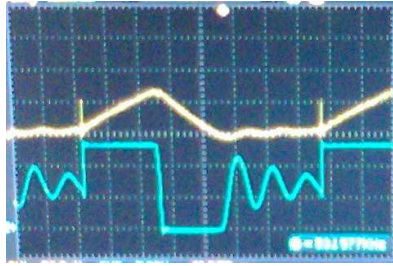
Régler RV1 pour la tension de sortie désirée.

Observer à l'oscilloscope la tension aux points test TP1 et TP2. Vous devez visualiser des signaux ci-dessous :



Oscillogramme de TP1 et TP2. En jaune le courant, en bleu la tension drain

Si le courant de charge est inférieur à environ 500mA, vous obtiendrez cet oscillogramme :



Oscillogramme en conduction discontinue

Vérifiez que la fréquence de découpage est bien voisine de 50kHz.

Faire varier la tension d'alimentation entre 10 et 14V et vérifier que la tension de sortie ne varie pas de plus d'une dizaine de mV.

Mettre le potentiomètre RV2 au minimum.

Augmenter le courant de charge jusqu'à la valeur maximale en surveillant la tension de sortie et le courant dans l'inductance (point test TP1, 100mV/A).

Si celle-ci se met à baisser et que l'oscillogramme du courant devient irrégulier, c'est signe que la limitation de courant entre en action. Remonter le niveau de RV2 jusqu'à obtenir la limitation de courant à la valeur souhaitée.

Connecter la diode D1

Baisser la tension d'entrée et vérifier que le fonctionnement s'arrête si la tension descend au-dessous de 10V environ.

Connecter la diode D6 et dessouder la cathode de D7.

Appliquer une tension négative sur la cathode de D7.

Vérifier que le circuit ne fonctionne pas tant que la tension négative n'atteint pas -5V

Ressouder D7

Vérifier la tension négative fournie par le LM2662.

Connecter la diode D5

Mettre la broche PTT- à la masse et appliquer +12V sur PTT+

Vérifier que lorsqu'on débranche l'une ou l'autre des broches PTT, le fonctionnement s'arrête.

La mise au point est terminée.

Meilleures 73 de Joël F6CSX

Deuxième édition du 21 mars 2012

Documents annexes :

Schémas, Implantation des composants, Nomenclature

Bibliographie:

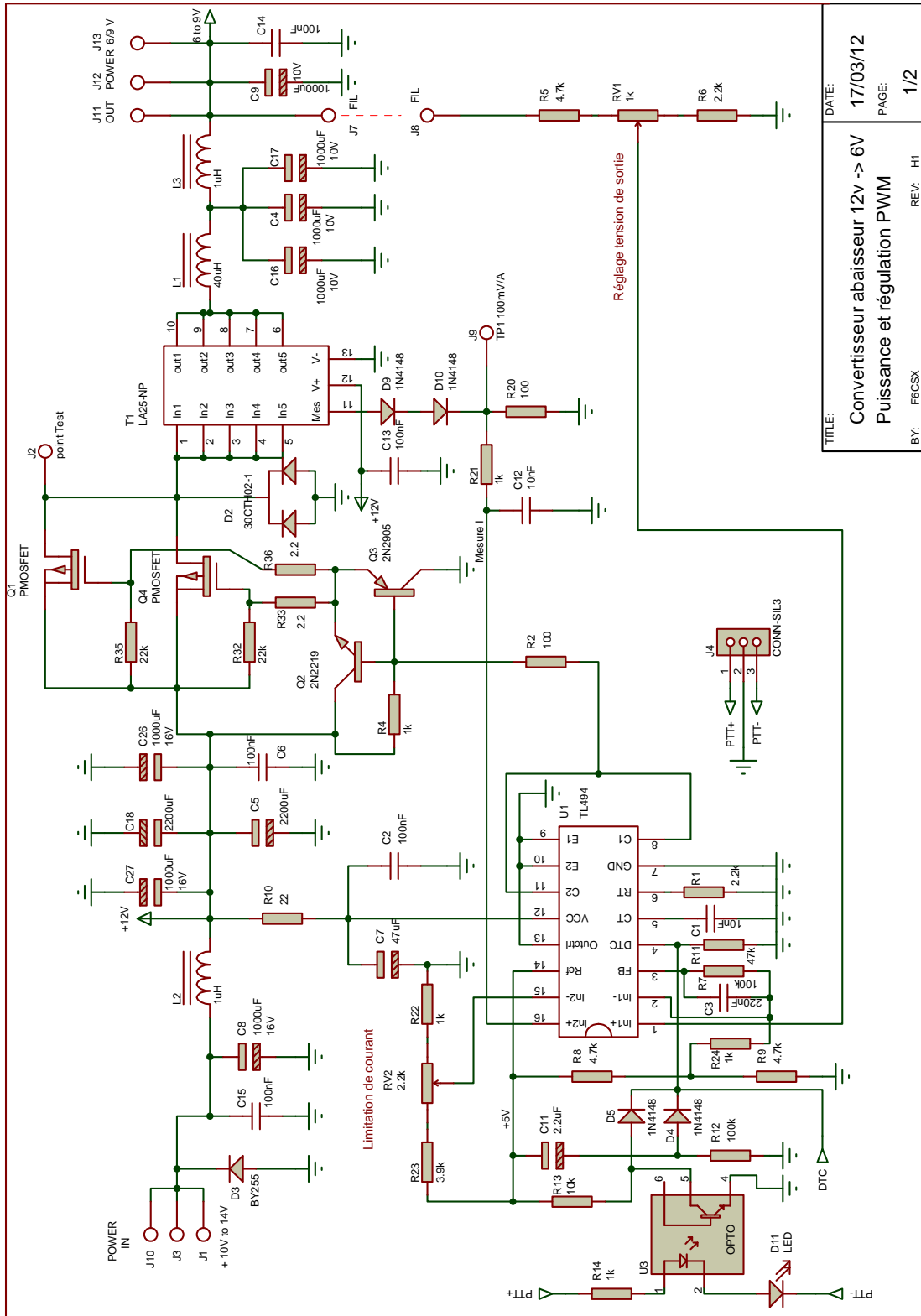
Designing Switching Voltage Regulators With the TL494 – Texas Instruments

Current transducer LA 25-NP – LEM

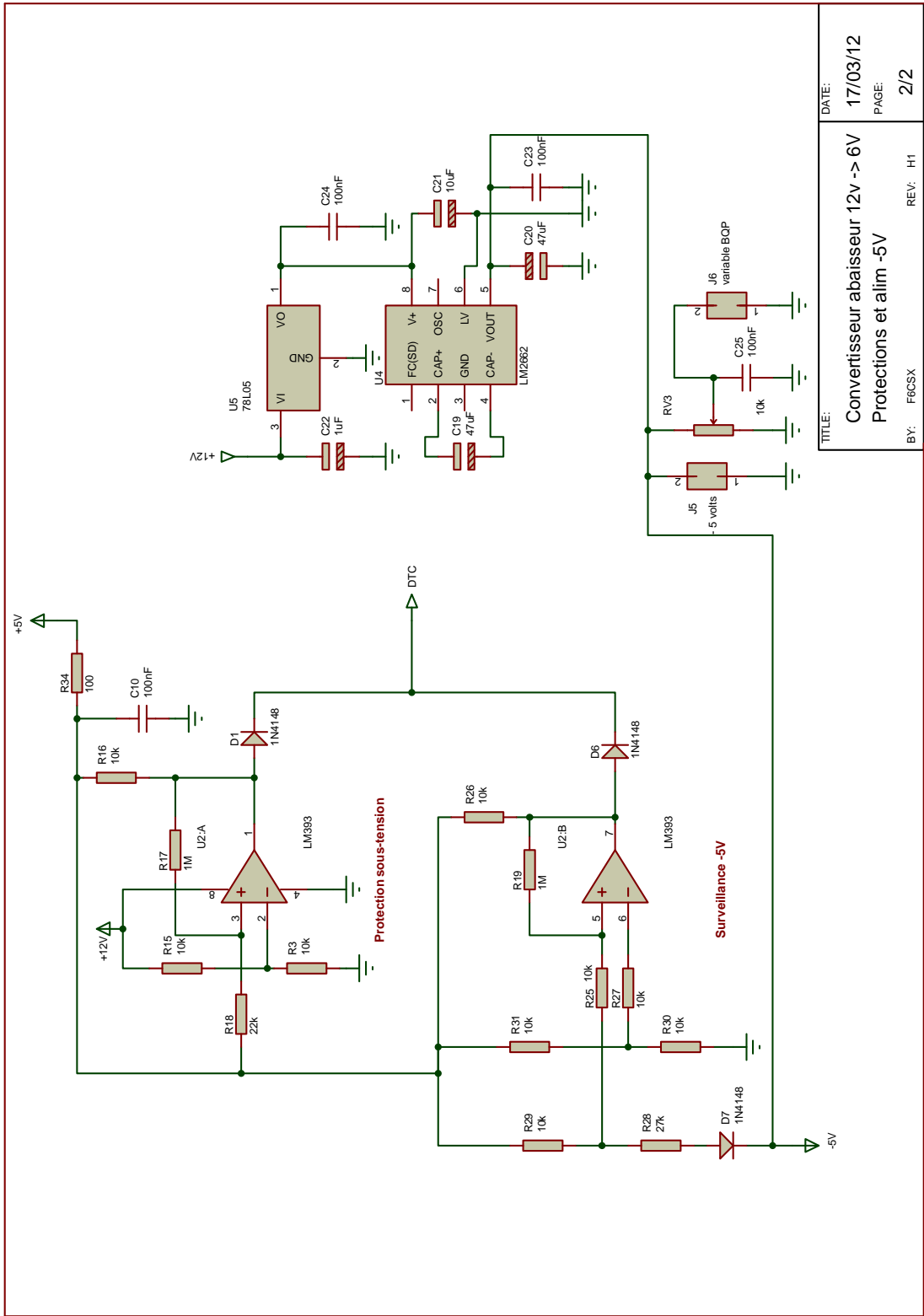
Aluminum electrolytic capacitor/FM – Panasonic

Inductor Design Software 2010 – Micrometals

Ripple & Noise Specs and Measurements



TITLE:	DATE:
Convertisseur abaisseur 12v -> 6V	17/03/12
Puissance et régulation PWM	PAGE:
BY: F6CSX	REV: H1
	1/2



DATE:	17/03/12
PAGE:	2/2
TITLE:	Convertisseur abaisseur 12v -> 6V Protections et alim -5V
BY:	F6CSX
REV:	H1