



UNIVERSITÉ FRANCOIS-RABELAIS - TOURS

Institut Universitaire de Technologie

Département GENIE ELECTRIQUE ET INFORMATIQUE INDUSTRIELLE

Thierry LEQUEU
thierry.lequeu@univ-tours.fr

Les alimentations électroniques Travaux dirigés

Année 2005 / 2006



<p>Travaux dirigés d'Electronique De Puissance EDP - IUT GEII - Option EEP - 2ième année</p>
--

Sommaire :

TD 1 - Calcul d'une alimentation AC-DC.....	4
TD 2 - Intérêt de la commutation.....	6
TD 3 - Etude d'un dissipateur thermique.....	8
TD 4 - Le hacheur série de type BUCK (abaisseur).....	10
TD 5 - Le hacheur élévateur de type BOOST.....	12
TD 6 - Le hacheur inverseur de type BUCK–BOOST.....	14
TD 7 - Alimentation à découpage de type FLYBACK.....	16
TD 8 - Etude d'une alimentation FLYBACK de 130W Calculs multiples avec EXCEL.....	20
TD 9 - Alimentation à découpage de type FORWARD.....	23
TD 10 - Onduleur avec transformateur à point milieux.....	26
TD 11 - Calcul simplifié d'une inductance.....	28

TD 1 - Calcul d'une alimentation AC-DC

1.1 Alimentation 18V – 500 mA

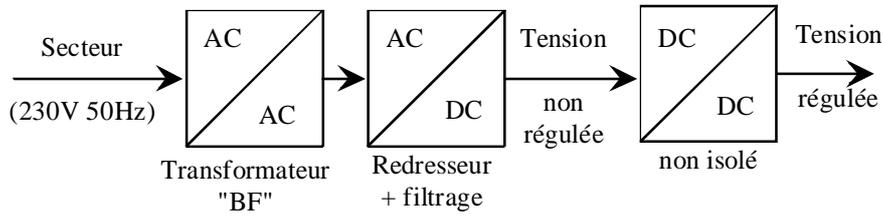


Fig. 1.1. Alimentation continue à partir du réseaux alternatif (dessins\famille3.drw).

Cahier des charges : tension non régulée $U_0 = 18 \text{ V}$, $I_0 = 500 \text{ mA}$, $\frac{\Delta U_0}{U_0} = 10\%$.

- 1) Choix de la structure du redresseur ;
- 2) choix de la tension au secondaire – prendre une valeur normalisée (9, 12 ,15, 18, 20 ,24V)– ajouter environ 20% pour avoir la tension à vide ;
- 3) calcul du demi-angle de conduction ;
- 4) calcul du courant efficace dans le secondaire du transformateur ;
- 5) calcul de la puissance apparente du transformateur ;
- 6) calcul de la capacité ;
- 7) choix des diodes (ici 1N4001) ;
- 8) calcul de la résistance de limitation du courant initial ;
- 9) calcul du courant maximum dans les diodes ;
- 10) calcul de la valeur moyenne nominale de la tension de sortie

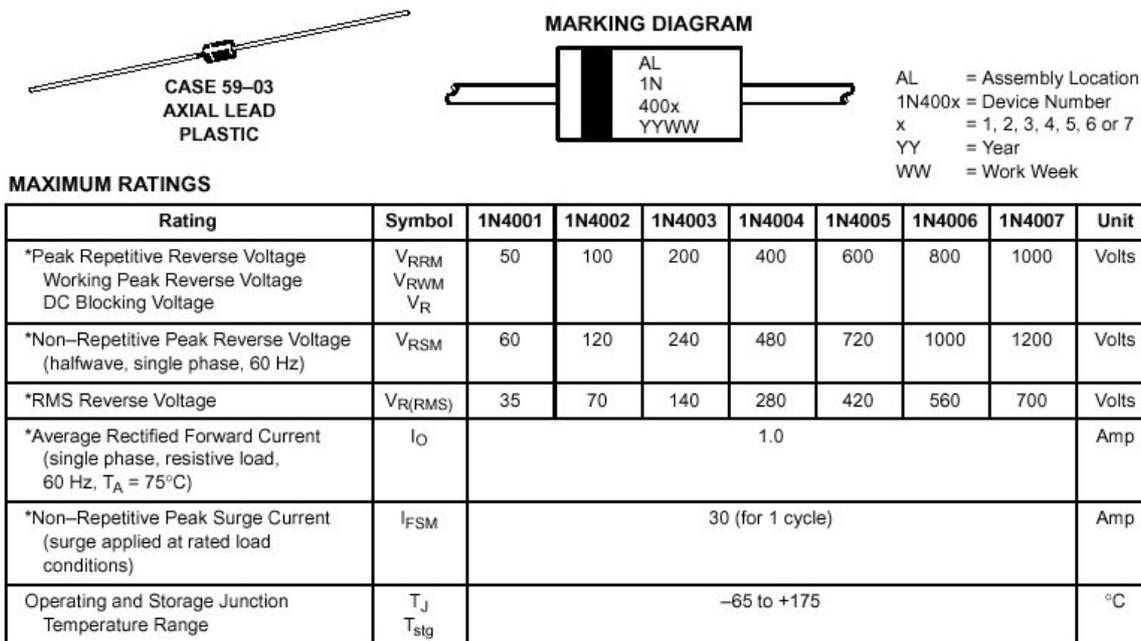


Fig. 1.2. Caractéristiques des diodes 1N400x (images\1N400x.jpg).

1.2 Alimentation $\pm 15\text{ V} - 500\text{ mA}$ et $+5\text{ V } 1\text{ A}$

La structure retenue est un transformateur à secondaire à point milieu et 2 redresseurs simple voies.

Les régulateurs utilisés sont des 78xx, avec $\Delta V_{\min} = 2\text{ V}$ et $V_{e\text{ max}} = 35\text{ V}$

Le réseau EDF est donné pour $230\text{ V} \pm 10\%$ avec -15% de creux de tension.

1.2.1 Alimentations positives $+15\text{ V}$ et $+5\text{ V}$

- 1) choix de la tension au secondaire – prendre une valeur normalisée (9, 12, 15, 18, 20, 24 V)– ajouter environ 20% pour avoir la tension à vide ;
- 2) calcul du demi-angle de conduction ;
- 3) calcul du courant efficace dans le secondaire du transformateur ;
- 4) calcul de la puissance apparente du transformateur ;
- 5) calcul de la capacité ;
- 6) choix des diodes (ici 1N4001) ;
- 7) calcul de la résistance de limitation du courant initial ;
- 8) calcul du courant maximum dans les diodes ;
- 9) calcul de la valeur moyenne nominale de la tension redressée ;
- 10) calcul des pertes dans les régulateurs.

1.2.2 Alimentation négative -15 V

- 11) choix de la tension au secondaire – prendre une valeur normalisée (9, 12, 15, 18, 20, 24V)– ajouter environ 20% pour avoir la tension à vide ;
- 12) calcul du demi-angle de conduction ;
- 13) calcul du courant efficace dans le secondaire du transformateur ;
- 14) calcul de la puissance apparente du transformateur ;
- 15) calcul de la capacité ;
- 16) choix des diodes (ici 1N4001) ;
- 17) calcul de la résistance de limitation du courant initial ;
- 18) calcul du courant maximum dans les diodes ;
- 19) calcul de la valeur moyenne nominale de la tension redressée ;
- 20) calcul des pertes dans le régulateur.

TD 2 - Intérêt de la commutation

2.1 Exemple de l'alimentation linéaire

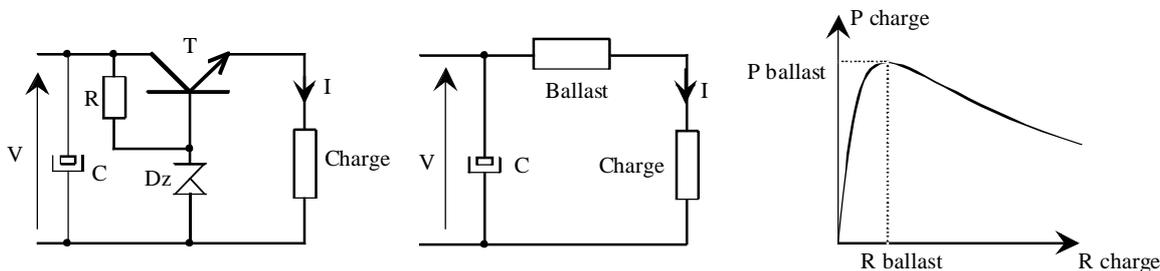


Fig. 2.1. Alimentation linéaire avec transistor ballast (dessins\lineaire.drw).

La transistor T est équivalent à une résistance ballast R_B . La charge est représentée par une résistance R_C . On considérera que la tension d'alimentation du montage V et la résistance R_B sont constant.

- a) Calculer la puissance P_C transmise à la résistance de charge R_C en tenant compte de la résistance R_B .
- b) Calculer la puissance P_B dissipée dans le ballast.

La puissance maximale du montage vaut $P_{\max} = \frac{V^2}{R_B}$ (lorsque $R_C = 0$). On pose $x = \frac{R_C}{R_B}$, une nouvelle variable proportionnelle à la résistance de charge.

- c) Exprimer P_C et P_B en fonction de x et de P_{\max} .
- d) Calculer le rendement du montage $\eta = \frac{P_C}{P_C + P_B}$ en fonction de x.
- e) On pose $y_C = \frac{P_C}{P_{\max}}$ et $y_B = \frac{P_B}{P_{\max}}$. Tracer les trois fonction $y_C(x)$, $y_B(x)$ et $\eta(x)$.
- f) Quand est-ce que la puissance transmise à la charge est maximale ? Que vaut alors le rendement ?

On désire réaliser une alimentation linéaire à partir d'un transistor bipolaire. La tension d'alimentation vaut $V = +24V$. La charge est une ampoule de $+12V - 500\text{ mA}$.

- g) Calculer la puissance perdue dans le ballast pour le point de fonctionnement nominal.
- h) Choisir un transistor.

Type	Boîtier	V_{CE0}	I_{CM}	P_{tot} sans radiateur	P_{tot} avec radiateur	Prix
2N2222	TO-18	30 V	0,8 A	0,5 W	1,8 W	0,57 €
2N2219	TO-39	30 V	0,8A	0,8 W	3,0 W	1,15 €
TIP31A	TO-220	60 V	3 A	2,0 W	40 W	1,07 €
BUX48A	ISOWATT218	400 V	15 A	3,0 W	55 W	4,97 €
2N3055	TO-3	60 V	15 A	6 W	115 W	2,31 €

2.2 Exemple de l'alimentation à découpage

Le transistor T fonctionne en commutation :

- lorsque T est fermé (T_{on}), la tension aux bornes de la charge vaut $+V$ et le courant du transistor est égal au courant de la charge I ;
- lorsque T est ouvert (T_{off}), la tension aux bornes de la charge est nulle, donc la tension aux bornes du transistor vaut $+V$ et il n'y a pas de courant dans le circuit.

La charge réagit à la valeur moyenne de sa tension d'alimentation. Ici, avec $t_{ON} = t_{OFF}$, la tension aux bornes de la charge vaut $+V/2$ en valeur moyenne.

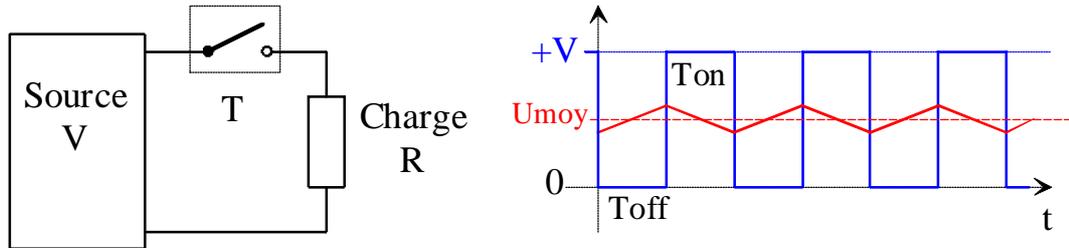


Fig. 2.2. Principe de l'alimentation à découpage (dessins\h_serie0.drw).

On se place dans les mêmes conditions que précédemment ($V = +24V$; charge $+12V - 500\text{ mA}$).

- a) Calculer la puissance P_{ON} dissipé dans le transistor lorsque qu'il est fermé. On prendra $V_{CESAT} = 0,4V$.
- b) Calculer la puissance P_{OFF} dissipé dans le transistor lorsque qu'il est ouvert. On prendra $I_{COFF} = 1\ \mu A$.
- c) Conclure quand au rendement de cette alimentation.
- d) Choisir un transistor bipolaire.

TD 3 - Etude d'un dissipateur thermique

3.1 Cas de l'alimentation linéaire

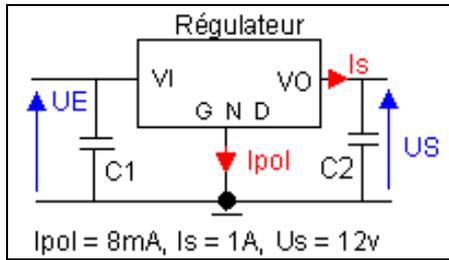


Fig. 3.1 Alimentation linéaire (images\alim22a.gif).

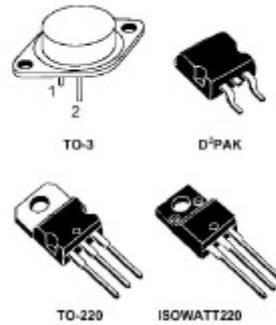


Fig. 3.2 Régulateur 7812 (images\7812a.gif).

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Symbol	Parameter	Value	Unit
V_i	DC Input Voltage (for $V_o = 5$ to $18V$) (for $V_o = 20, 24V$)	35	V
		40	V
I_o	Output Current	Internally limited	
P_{tot}	Power Dissipation	Internally limited	
T_{op}	Operating Junction Temperature Range (for L7800) (for L7800C)	-55 to 150	°C
		0 to 150	°C
T_{stg}	Storage Temperature Range	-65 to 150	°C

THERMAL DATA

Symbol	Parameter	D²PAK	TO-220	ISOWATT220	TO-3	Unit
$R_{thj-case}$	Thermal Resistance Junction-case Max	3	3	4	4	°C/W
$R_{thj-amb}$	Thermal Resistance Junction-ambient Max	62.5	50	60	35	°C/W

Fig. 3.3 Caractéristiques thermique du régulateur 7812 (images\7812b.gif).

La tension aux bornes du condensateur de filtrage est constante et vaut $U_E = 20V$. Le régulateur est en boîtier TO220.

On limitera la température de jonction à 125 °C . La température ambiante est de 30 °C .

- Calculer la puissance dissipée par le régulateur.
- Calculer la résistance thermique totale. Faut-il un dissipateur ?
- Calculer la résistance thermique du radiateur avec les 4 hypothèses suivantes : direct, avec graisse, avec isolant et avec graisse + isolant.
- D'après l'abaque du radiateur RAWA203, déterminer les longueurs de radiateurs correspondantes.

	Rth-cs en °C/W			
	Direct	Avec graisse	Avec isolant	Isolant et graisse
TO-3	0,6	0,1	1	0,5
TO-126	1	0,5	6	3
TO-220	1,4	0,3	2,2	0,8

Fig. 3.4. Résistance thermique boîtier–radiateur (iut-td-comcom.xls).

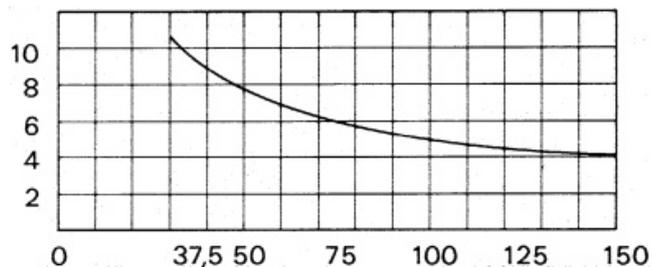


Fig. 3.5. Radiateur RAWA203
 $R_{th} \text{ en } \text{°C/W} = f(L \text{ en mm}) - 23^{\text{e}}80 \text{ HT le mètre.}$
 (images-composants/rawa203c.gif).

TD 4 - Le hacheur série de type BUCK (abaisseur)

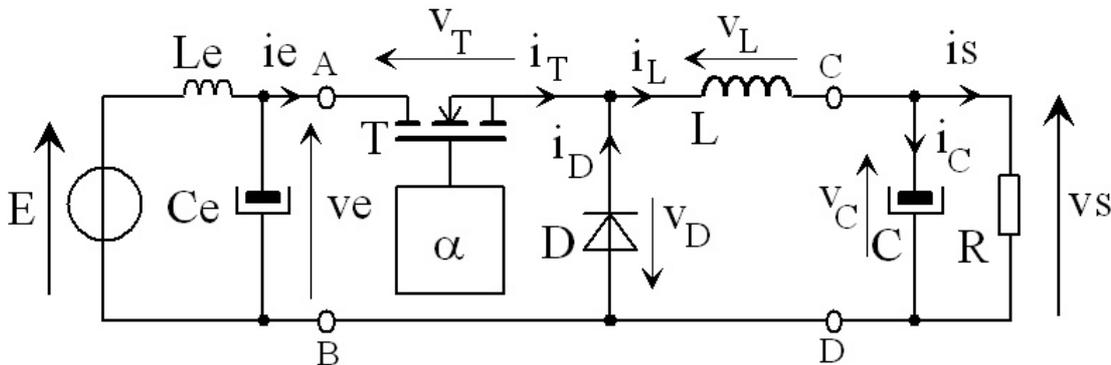


Fig. 4.1. Structure générale du hacheur série (dessins\buck1.drw).

Le transistor T est fermé (ON) pour $t \in [0; \alpha T]$ et ouvert (OFF) pour $t \in [\alpha T; T]$.

4.1 Principe de fonctionnement

Hypothèses :

- la tension d'entrée est constante : $v_e = E = \text{Cste}$;
- la tension de sortie est constante : $v_s = V_s$;
- le transistor est parfait : il se comporte comme un interrupteur idéal ;
- la diode est parfaite : elle a un comportement complémentaire au transistor.

- a) Simplifier le schéma de la figure 4.1, en tenant compte des hypothèses ci-dessus.
- b) Expliquer qualitativement le fonctionnement du montage (charge de l'inductance, ...).
- c) Ecrire les 3 lois des mailles du circuit et la loi des nœuds.
- d) Représenter le circuit pour T ON et T OFF. Faire le bilan des grandeurs électriques : $(v_e ; i_e)$, $(v_T ; i_T)$, $(v_D ; i_D)$, $(v_L ; i_L)$ et $(v_s ; i_s)$.
- e) Etablir les équations et donner les expressions de $i_L(t)$ pour $t \in [0; \alpha T]$ et pour $t \in [\alpha T; T]$.
- f) En prenant comme référence le signal de commande du transistor T, tracer : $v_L(t) \ \& \ i_L(t)$ $v_T(t) \ \& \ i_T(t)$ $v_D(t) \ \& \ i_D(t)$.

4.2 Expression de la tension de sortie V_s

- a) Calculer d'après le graphique $\langle v_L \rangle = \frac{1}{T} \int_{[T]} v_L(t) \cdot dt$.
- b) En régime permanent, montrer que $\langle v_L \rangle = 0$.
- c) En déduire l'expression de V_s en fonction de α et E.

4.3 Ondulation du courant pour $V_s = \text{Cste}$

- a) Calculer ΔI_L , l'ondulation du courant dans L, en fonction de α , L, $F=1/T$, E et V_s .
- b) Donner alors l'ondulation du courant en fonction de α , L, F et E.
- c) Tracer la variation de ΔI_L en fonction de α . Que vaut $\Delta I_{L\text{max}}$?
- d) Que vaut $\langle i_L \rangle$?

4.4 Etude sur charge R

La source de tension V_S est remplacée par une résistance de charge R.

- Etablir les équations de fonctionnement et donner les expressions de $i_L(t)$ pour $t \in [0 ; \alpha T]$ et pour $t \in [\alpha T ; T]$.
- En prenant comme référence le signal de commande du transistor T, tracer $u(t) = -v_D(t)$, $v_L(t)$ et $i_L(t)$. Pour la première période, on prendra $i_L(0) = 0$.

On se place désormais en régime permanent.

- Donner l'expression de I_{Lmax} et de I_{Lmin} .
- Calculer l'ondulation du courant dans l'inductance L en fonction de α , L, R, $\tau = \frac{L}{R}$ et E.
- Donner l'hypothèse qui permet un développement limité de l'exponentiel.
- Retrouver alors l'expression simplifiée de l'ondulation établie auparavant (pour $V_S = Cste$).

4.5 Calcul du condensateur de sortie

Hypothèses :

- la tension d'entrée est constante : $v_e = E = Cste$;
- le courant de sortie est constant : $i_s = I_s$;
- le transistor est parfait : il se comporte comme un interrupteur idéal ;
- la diode est parfaite : elle a un comportement complémentaire au transistor ;
- le courant dans l'inductance est celui déterminé précédemment.

- En régime permanent, démontrer $\langle i_C \rangle = \frac{1}{T} \int_{[T]} i_C(t) \cdot dt \equiv 0$.
- En déduire le tracé du courant dans le condensateur en prenant pour le courant dans l'inductance celui trouvé lorsque $V_S = Cste$.
- A partir de la relation du condensateur C, donner les expressions de $v_C(t)$ pour $t \in [0 ; \alpha T]$ et pour $t \in [\alpha T ; T]$.
- Tracer l'allure de v_C .
- En calculant la variation de charge dans le condensateur, trouver une relation simple entre $\Delta V_S = V_{Smax} - V_{Smin}$ et ΔQ .

4.6 Application numérique

La tension d'entrée vaut $E = 12V$. La tension de sortie vaut $V_S = +5V$. Le courant de sortie vaut $I_s = 1A$. L'inductance vaut $L = 300 \mu H$ et le condensateur de sortie vaut $C = 2000 \mu F$. La fréquence de découpage vaut $F = 50 kHz$. Le rendement de l'alimentation vaut $\eta = 85\%$.

- Calculer la valeur du rapport cyclique nominal α_{nom} .
- Calculer la valeur de ΔI_{Lmax} et de ΔI_{Lnom} .
- Calculer la valeur de ΔV_{Smax} et de ΔV_{Snom} .
- Calculer le courant moyen d'entrée.
- Calculer les contraintes en courant et en tension pour le transistor et la diode.

TD 5 - Le hacheur élévateur de type BOOST

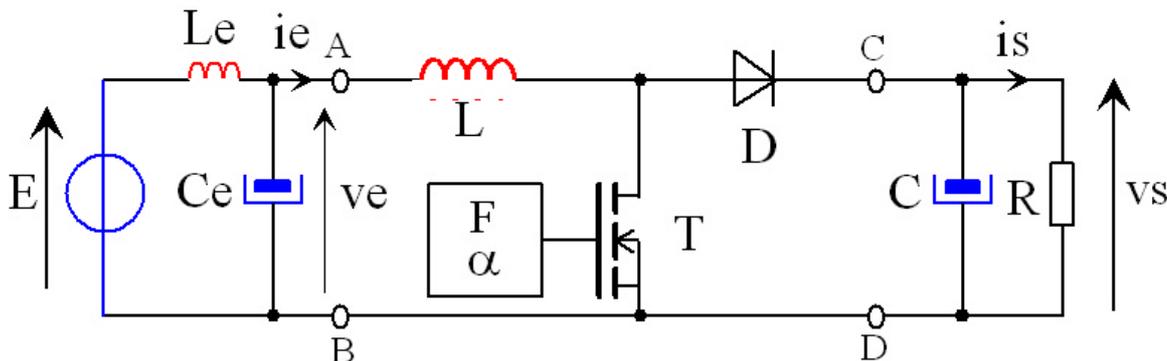


Fig. 5.1. Structure générale du hacheur élévateur (dessins\boost4.drw).

Le transistor T est fermé (ON) pour $t \in [0 ; \alpha T]$ et ouvert (OFF) pour $t \in [\alpha T ; T]$.

5.1 Principe de fonctionnement (8 points)

Hypothèses :

- la tension d'entrée est constante : $v_e = E = \text{Cste}$;
- la tension de sortie est constante : $v_s = V_s$;
- le transistor est parfait : il se comporte comme un interrupteur idéal ;
- la diode est parfaite : elle a un comportement complémentaire au transistor.

- a) Simplifier le schéma en tenant compte des hypothèses ci dessus.
- b) Expliquer qualitativement le fonctionnement du montage (charge de l'inductance, ...).
- c) Ecrire les 3 lois des mailles du circuit et la loi des nœuds.
- d) Représenter le circuit pour T ON et T OFF. Préciser l'état de la diode D.
Faire le bilan des grandeurs électriques : $(v_e ; i_e)$, $(v_L ; i_L)$, $(v_T ; i_T)$, $(v_D ; i_D)$ et $(v_s ; i_s)$.
- e) Etablir les équations et donner les expressions de $i_L(t)$ pour $t \in [0 ; \alpha T]$ et pour $t \in [\alpha T ; T]$.
- f) En prenant comme référence le signal de commande du transistor T, tracer :
 $v_L(t) \ \& \ i_L(t)$ $v_T(t) \ \& \ i_T(t)$ $v_D(t) \ \& \ i_D(t)$.

5.2 Expression de la tension de sortie Vs (3 points)

- a) Calculer d'après le graphique $\langle v_L \rangle = \frac{1}{T} \int_{[T]} v_L(t) \cdot dt$.
- b) En régime permanent, montrer que $\langle v_L \rangle = 0$.
- c) En déduire l'expression de V_s en fonction de α et de E , en régime permanent.
- d) Tracer la variation de V_s en fonction de α .

5.3 Ondulation du courant pour $V_s = \text{Cste}$ (2 points)

- a) Calculer ΔI_L , l'ondulation du courant dans L, en fonction de α , L, $F = 1/T$ et E.
- b) Tracer la variation de ΔI_L en fonction de α .
- c) Que vaut $\Delta I_{L\text{max}}$?

5.4 Etude en régime discontinu (8 points)

Le courant dans l'inductance s'annule avant T, pour $t' = \beta T$, avec $\beta = \alpha + \alpha'$.

- Etablir les équations de fonctionnement et donner les expressions de $i_L(t)$ pour $t \in [0 ; \alpha T]$, $t \in [\alpha T ; \beta T]$, pour $t \in [\beta T ; T]$.
- En prenant comme référence le signal de commande du transistor T, tracer : $v_L(t) \& i_L(t)$; $v_T(t) \& i_T(t)$; $v_D(t) \& i_D(t)$. Pour la première période, on prendra $i_L(0) = 0$.
- A partir de la tension aux bornes de l'inductance, trouver une relation en α et α' .
- Calculer la valeur maximale du courant dans l'inductance L en fonction de α , L, T et E.
- En déduire l'expression de la valeur moyenne du courant de sortie I_s .
- Donner l'expression de V_s en fonction de I_s , L, F, E et α .
- Tracer l'ensemble de la caractéristique $V_s = f(I_s)$ en utilisant les grandeurs réduites.

5.5 Influence de la résistance de l'inductance (4 points)

On cherche l'influence de la résistance de l'inductance L, notée R_L , sur la valeur moyenne de la tension de sortie $V_s = \langle v_s \rangle$.

- En valeur moyenne et avec I_e le courant moyen d'entrée, donner l'expression la tension d'entrée V_e en fonction de E, R_L et I_e .
- A partir d'un bilan de puissance et sachant que $\langle i_L \rangle = \langle i_e \rangle$, donner l'expression du courant moyen dans l'inductance.
- Retrouver alors la nouvelle expression de la tension de sortie donnée par :

$$V_s = E \cdot \frac{1}{(1-\alpha) \cdot \left[1 + \frac{R_L}{R} \cdot \frac{1}{(1-\alpha)^2} \right]}$$

- Calculer la valeur du maximum de la fonction $y = \frac{V_s}{E}$ noté y_{\max} et donner la valeur de $\alpha = \alpha_{\max}$ correspondante.

5.6 Facteur de dimensionnement Fd en conduction continue (3 points)

- A partir du bilan de puissance, donner l'expression du courant moyen dans l'inductance. En déduire l'expression du courant moyen dans le transistor.
- En déduire la valeur du courant maximum $I_{T_{\max}}$ et donner la valeur de $V_{T_{\max}}$.
- Donner l'expression du facteur Fd du transistor et tracer $F_d = f(\alpha)$ pour $\frac{V_e}{L F} = 0$ et $\frac{V_e}{L F} = 5\%$ I_s .
- Pour quel valeur de α , le facteur de dimensionnement est-il minimum ?

5.7 Ondulation de la tension de sortie (3 points)

- Tracer l'évolution du courant dans le condensateur de sortie avec $i_L(t)$ défini au paragraphe §5.1.
- En déduire l'expression de la tension aux bornes du condensateur et la valeur de $\Delta V_s = \Delta V_C$.
- Calculer la valeur du courant efficace du condensateur $I_{C_{\text{eff}}}$.

TD 6 - Le hacheur inverseur de type BUCK-BOOST

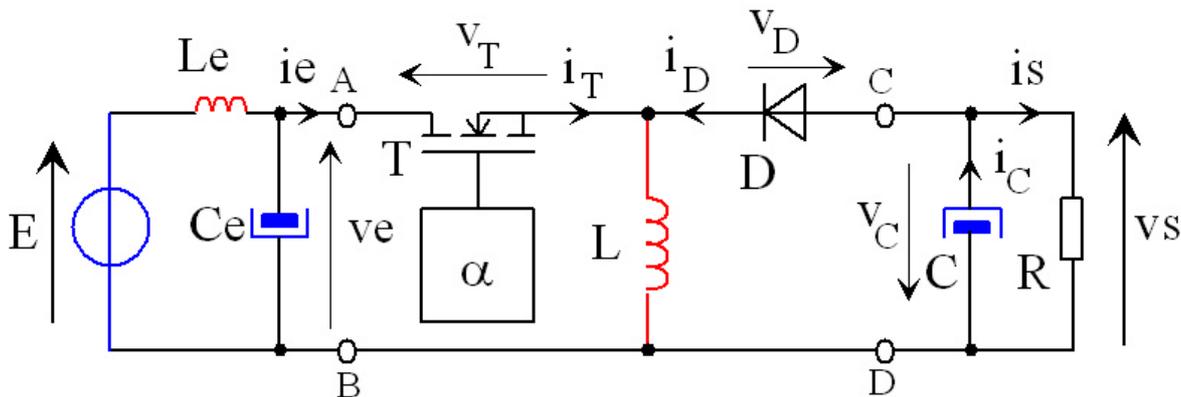


Fig. 6.1. Hacheur inverseur à stockage inductif (dessins\hinver0.drw).

Le transistor T est fermé (ON) pour $t \in [0 ; \alpha T]$ et ouvert (OFF) pour $t \in [\alpha T ; T]$.

6.1 Principe de fonctionnement (7 points)

Hypothèses :

- la tension d'entrée est constante : $v_e = E = \text{Cste}$;
- la tension de sortie est constante : $v_s = V_s$;
- le transistor est parfait : il se comporte comme un interrupteur idéal ;
- la diode est parfaite : elle a un comportement complémentaire au transistor.

- a) Simplifier le schéma en tenant compte des hypothèses ci dessus.
- b) Expliquer qualitativement le fonctionnement du montage (charge de l'inductance, ...).
- c) Ecrire les 3 lois des mailles du circuit et la loi des nœuds.
- d) Représenter le circuit pour T ON et T OFF.
Faire le bilan des grandeurs électriques : $(v_e ; i_e)$, $(v_T ; i_T)$, $(v_L ; i_L)$, $(v_D ; i_D)$, et $(v_s ; i_s)$.

6.2 Calculs des grandeurs électriques (10 points)

- a) Etablir les équations de fonctionnement et donner les expressions de $i_L(t)$ pour $t \in [0 ; \alpha T]$ et pour $t \in [\alpha T ; T]$.
- b) En prenant comme référence le signal de commande du transistor T, tracer :
 $v_L(t) \ \& \ i_L(t)$ $v_T(t) \ \& \ i_T(t)$ $v_D(t) \ \& \ i_D(t)$.
- c) A partir de $\langle v_L \rangle = \frac{1}{T} \int_0^T v_L(t) \cdot dt$, déterminer l'expression de V_s en fonction de α et de E .
- d) Tracer la variation de V_s en fonction de α .

6.3 Ondulation du courant (3 points)

- a) Calculer ΔI_L , l'ondulation du courant dans l'inductance L, en fonction de α , L, $F=1/T$ et E.
- b) Comparer avec l'ondulation du courant du hacheur série.
- c) Donner l'expression du courant moyen et du courant maximum dans la diode D.

6.4 Facteur de dimensionnement F_d

- a) A partir du bilan de puissance, donner l'expression du courant moyen dans le transistor T.
- b) En déduire la valeur du courant maximum I_{Tmax} et donner la valeur de V_{Tmax} .
- c) Donner l'expression du facteur F_d du transistor et tracer $F_d = f(\alpha)$ pour $\frac{V_e}{L F} = 0$ et $\frac{V_e}{L F} = 5\%$ I_s .
- d) Pour quel valeur de α , le facteur de dimensionnement est-il minimum ?

6.5 Ondulation de la tension de sortie

- a) Tracer l'évolution du courant dans le condensateur de sortie avec $i_L(t)$ défini au paragraphe §6.2.
- b) En déduire l'expression de la tension aux bornes du condensateur et la valeur de $\Delta V_s = \Delta V_C$.
- c) Calculer la valeur du courant efficace du condensateur I_{Ceff} .

6.6 Application numérique

Le circuit intégré MAX743 de chez MAXIM est un convertisseur DC-DC permettant de fabriquer des tensions +15V (montage BOOST) et -15V (montage BUCK-BOOST) à partir d'une tension de $V_e = +5V$. La figure 6.2 donne le câblage du circuit. La fréquence de découpage vaut $F = 200$ kHz. Le courant maximum vaut 100 mA sur chaque sortie +VO et -VO.

- a) Calculer la valeur du rapport cyclique pour avoir $-VO = -15V$.
- b) Calculer l'ondulation du courant dans l'inductance LX-.
- c) En déduire la valeur maximum du courant dans le transistor interne (courant de la broche LX-).
- d) Donner la valeur de la tension inverse maximale aux bornes de la diode DX-.
- e) Calculer la valeur de l'ondulation de la tension de sortie -VO.

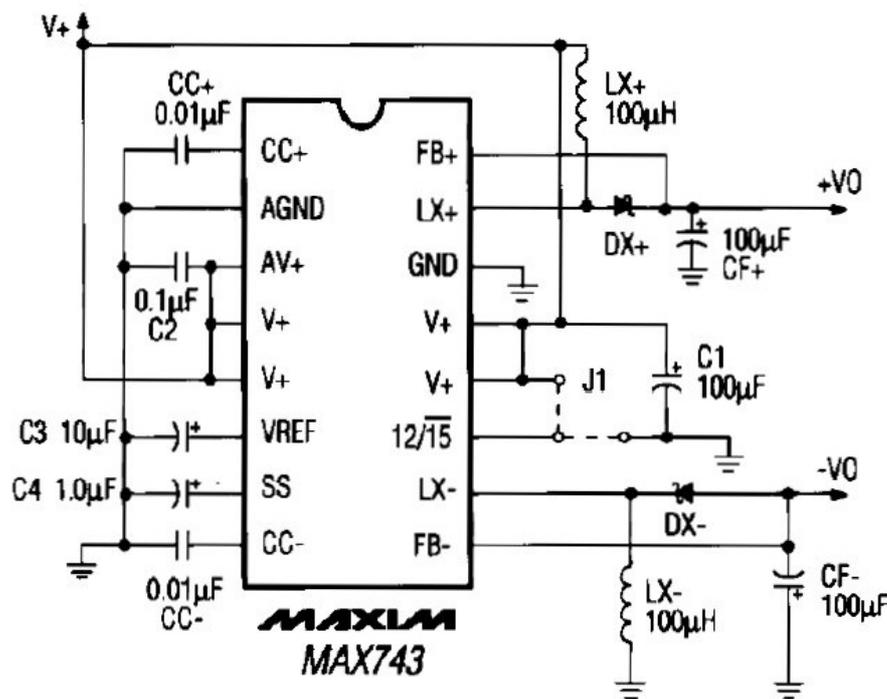


Fig. 6.2. Convertisseur DC-DC MAX743 (images\max743.jpg).

TD 7 - Alimentation à découpage de type FLYBACK

T est fermé (ON) pour

$t \in [0; \alpha T]$.

T est ouvert (OFF)

pour

$t \in [\alpha T; T]$.

On posera $m = \frac{n_2}{n_1}$.

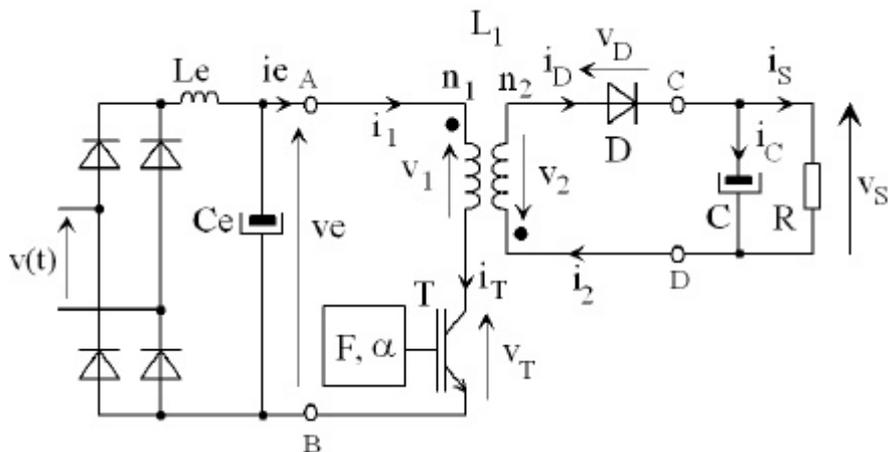


Fig. 7.1. Alimentation à découpage asymétrique de type FLYBACK (dessins/flyback3.drw).

7.1 Calculs des grandeurs électriques

Hypothèses (régime permanent) :

- la tension d'entrée est constante : $v_e = V_e = \text{Cste}$;
- la tension de sortie est constante : $v_s = V_s$;
- le transistor est parfait : il se comporte comme un interrupteur idéal ;
- la diode est parfaite ;
- la valeur moyenne du courant de sortie vaut I_s .

- a) Simplifier le schéma et établir des lois des mailles et lois des nœuds du circuit.
- b) Représenter le circuit pour T ON et T OFF. Faire le bilan des grandeurs électriques : $(v_E; i_E)$, $(v_T; i_T)$, $(v_1; i_1)$, $(v_2; i_2)$ et $(v_D; i_D)$.
- c) Montrer que le flux dans le circuit magnétique est proportionnel au courant dans l'inductance L_1 noté $i_{10}(t)$. Rappeler les relations du circuit magnétique.
- d) Etablir les équations de fonctionnement et les expressions de $i_{10}(t)$ pour $t \in [0; \alpha T]$ et $t \in [\alpha T; T]$.
- e) En prenant le signal de commande de T en référence, tracer $v_1(t)$, $i_{10}(t)$, $v_T(t)$, $i_T(t)$, $v_D(t)$ et $i_D(t)$.

f) Calculer $\langle v_1 \rangle = \frac{1}{T} \int_{[T]} v_1(t) \cdot dt$ et en déduire l'expression de V_s en fonction de α ; V_e et

$$m = \frac{n_2}{n_1}.$$

g) Tracer la variation de V_s en fonction de α .

7.2 Ondulation du courant

a) Calculer ΔI_L , l'ondulation du courant $i_{10}(t)$ de l'inductance L_1 en fonction de α , L , F et V_e .

- b) En notant que $\langle i_c \rangle = 0$, donner l'expression du courant moyen dans la diode, noté I_2 .
- c) A partir du bilan de puissance, déduire la valeur du courant moyen dans le transistor, noté I_1 .
- d) Calculer alors le courant maximum dans le transistor T en fonction de I_s , α et m .
- e) Donner la valeur maximum de la tension aux bornes de l'interrupteur T et calculer son facteur de dimensionnement F_d en fonction de α , ΔI_L , m et de I_s .
- f) Tracer l'évolution de F_d pour $\Delta I_L = 0$.

7.3 Ondulation de la tension de sortie

- a) Le courant de sortie étant constant : $i_s = I_s$, tracer l'allure du courant dans le condensateur en prenant pour le courant dans l'inductance celui trouvé précédemment.
- b) A partir de la relation du condensateur C, donner les expressions de $v_C(t)$ pour $t \in [0 ; \alpha T]$ et $[\alpha T ; T]$.
- c) Tracer l'allure de v_C et calculer l'ondulation de la tension $\Delta V_S = V_{Smax} - V_{Smin}$.

7.4 Fonctionnement en limite de conduction continu

- a) Calculer t_1 le temps de montée du courant dans le transistor en fonction de (E, L_1, I_{1M}) et t_2 le temps de descente du courant dans la diode en fonction de (m, I_{1M}, L_1, V_S) .
- b) En déduire l'expression de la fréquence de fonctionnement F en fonction de E, L_1, I_{1M} et V_S .
- c) Calculer l'énergie emmagasinée pendant t_1 . Etablir une relation en la puissance transmise à la charge R et cette énergie. Trouver une nouvelle relation liant F à (R, L_1, I_{1M}, V_S) .

- d) Mettre la fréquence sous la forme :
$$F = \frac{R}{2 \cdot m^2 \cdot L_1 \left(1 + \frac{V_S}{mV_E} \right)^2}$$

7.5 Calcul simplifié de l'inductance

On utilise un circuit magnétique (CM) de type ETD44 en matériaux 3C85. Il est formé de deux demi culasses en E. La surface bobinable (en grisée) correspond à la fenêtre de la carcasse (caractéristiques données en annexe §7.6).

On se place dans un fonctionnement FLYBACK en mode auto-oscillant (§7.4).

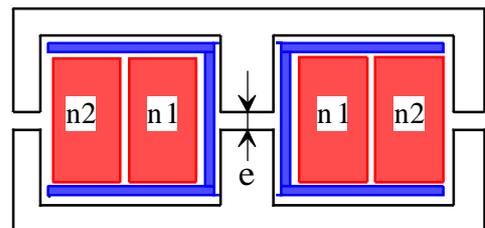


Fig. 7.2. Circuit magnétique (dessins\cm.drw).

Les caractéristiques de l'alimentation désirées sont $V_S = +24$ V et $I_S = 10$ A avec $E = +325$ V.

- a) Etablir les équations donnant B et H dans le CM. On notera "e" l'épaisseur d'un entrefer.
- b) Etablir l'expression du flux Φ et fonction de i_{10} et des paramètres du circuit magnétique.
- c) Donner l'expression du coefficient d'inductance propre L_1 . Vérifier la valeur de A_L .
- d) Calculer le rapport de transformation m pour avoir $\alpha = 0,5$ au point nominal.
- e) Calculer la valeur de L_1 pour avoir $F = 25$ kHz (§7.4). Calculer la valeur du courant I_{10max} .
- f) Calculer le nombre de spire du bobinage primaire n_1 pour ne pas saturer le C.M. ($\hat{B} = 200$ mT).
- g) Calculer les valeurs de I_{1eff} et I_{2eff} . En déduire les sections des fils de cuivre si $\delta = 5$ A/mm².

- h) En tenant compte d'un coefficient de bobinage $K_B = \frac{W_a}{S_{CU}} = 2,25$, vérifier que les deux bobinages rentrent bien dans la fenêtre de la carcasse.
- i) Calculer la valeur de l'entrefer "e".
- j) Calculer l'énergie électromagnétique maximale que l'on peut stocker dans ce C.M. à partir de la formule $W_{EM} = \frac{1}{2} k_B \cdot k_i \cdot B_{max} \cdot \delta \cdot A_e \cdot S_B$ avec $k_i = \frac{I_{I_{max}}}{I_{I_{eff}}}$. Comparer avec $\frac{1}{2} L_1 I_{I_{max}}^2$.

7.6 Circuit magnétique ETD44 - Philips

Philips Components

Product specification

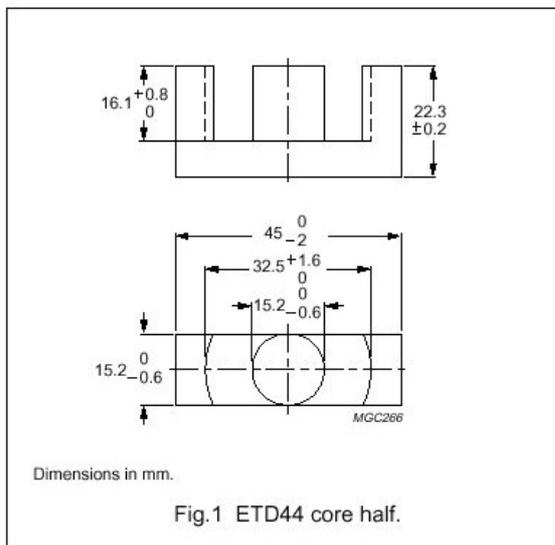
ETD cores and accessories

ETD44

CORE SETS

Effective core parameters

SYMBOL	PARAMETER	VALUE	UNIT
$\Sigma(l/A)$	core factor (C1)	0.589	mm ⁻¹
V_e	effective volume	17800	mm ³
l_e	effective length	103	mm
A_e	effective area	173	mm ²
A_{min}	minimum area	172	mm ²
m	mass of core half	≈47	g



Core halves

Clamping force 40 ±20 N. Gapped cores are available on request.

GRADE	A_L (nH)	μ_e	AIR GAP (μm)	TYPE NUMBER
3C30	3100 ±25%	≈1550	≈0	ETD44-3C30
3C85	3800 ±25%	≈1900	≈0	ETD44-3C85
3C90	3800 ±25%	≈1900	≈0	ETD44-3C90
3F3	3500 ±25%	≈1780	≈0	ETD44-3F3

Properties of core sets under power conditions

GRADE	B (mT) at	CORE LOSS (W) at		
	H = 250 A/m; f = 25 kHz; T = 100 °C	f = 25 kHz; Ḃ = 200 mT; T = 100 °C	f = 100 kHz; Ḃ = 100 mT; T = 100 °C	f = 400 kHz; Ḃ = 50 mT; T = 100 °C
3C30	≥360	≤2.0	≤2.2	–
3C85	≥320	≤2.5	≤3.0	–
3C90	≥330	≤2.0	≤2.2	≤
3F3	≥320	–	≤2.2	≤ 3.9

Fig. 7.3. Circuit magnétique Philips (images\etd44a & etd44b.jpg).

7.7 Bobine pour circuit magnétique ETD44 - Philips

Philips Components

Product specification

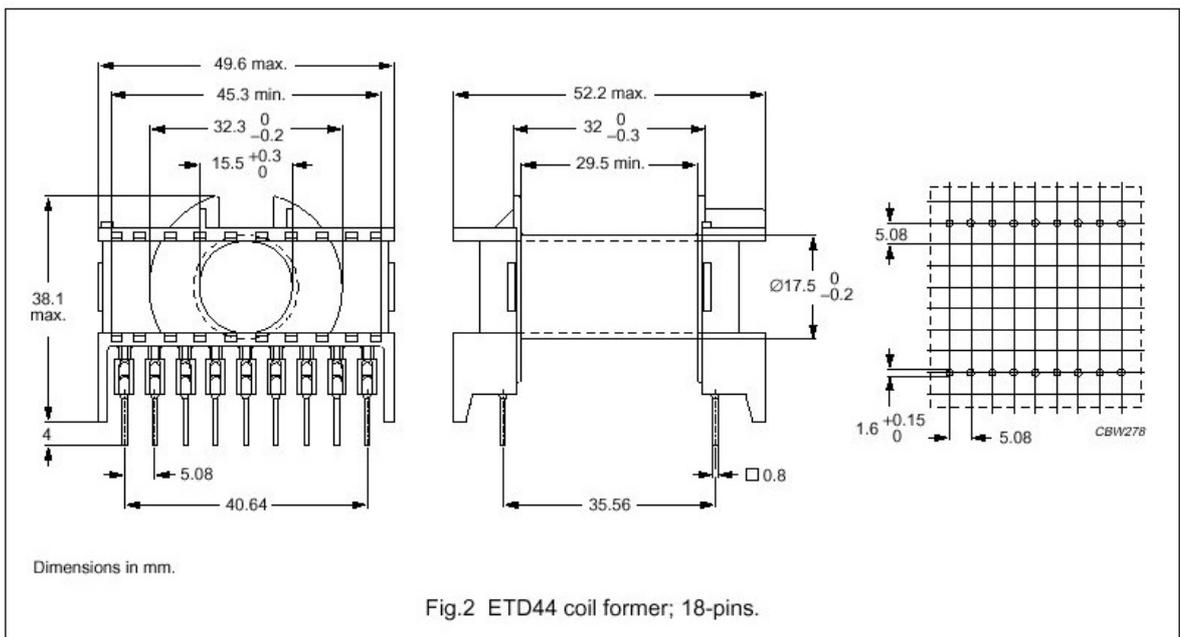
ETD cores and accessories

ETD44

COIL FORMERS

General data 18-pins ETD44 coil former

PARAMETER	SPECIFICATION
Coil former material	polybutyleneterephthalate (PBT), glass-reinforced, flame retardant in accordance with "UL 94V-0"; UL file number E45329(R)
Pin material	copper-tin alloy (CuSn), tin-lead alloy (SnPb) plated
Maximum operating temperature	155 °C, "IEC 85" class F
Resistance to soldering heat	"IEC 68-2-20", Part 2, Test Tb, method 1B, 350 °C, 3.5 s
Solderability	"IEC 68-2-20", Part 2, Test Ta, method 1



Winding data for 18-pins ETD44 coil former

NUMBER OF SECTIONS	WINDING AREA (mm ²)	MINIMUM WINDING WIDTH (mm)	AVERAGE LENGTH OF TURN (mm)	TYPE NUMBER
1	214	29.5	77	CPH-ETD44-1S-18P

Fig. 7.4. Bobine Philips (images\etd44c & etd44d.jpg).

TD 8 - Etude d'une alimentation FLYBACK de 130W

Calculs multiples avec un tableur

8.1 Présentation de l'alimentation FLYBACK

Le convertisseur de la figure 8.1 est utilisé pour fabriquer une tension continue $V_s = 20\text{ V}$ capable de débiter un courant $I_s = 6,5\text{ A}$ à partir de la tension du réseau alternatif $V_r = 230\text{ V} \pm 10\% - 50\text{ Hz}$ ou $V_r = 120\text{ V} \pm 20\% - 60\text{ Hz}$.

Un troisième enroulement (enroulement auxiliaire d'alimentation des circuits de commande) est utilisé pour fabriquer une tension continue $V_{s3} = 15\text{V}$, avec un courant moyen $I_{s3} = 100\text{ mA}$.

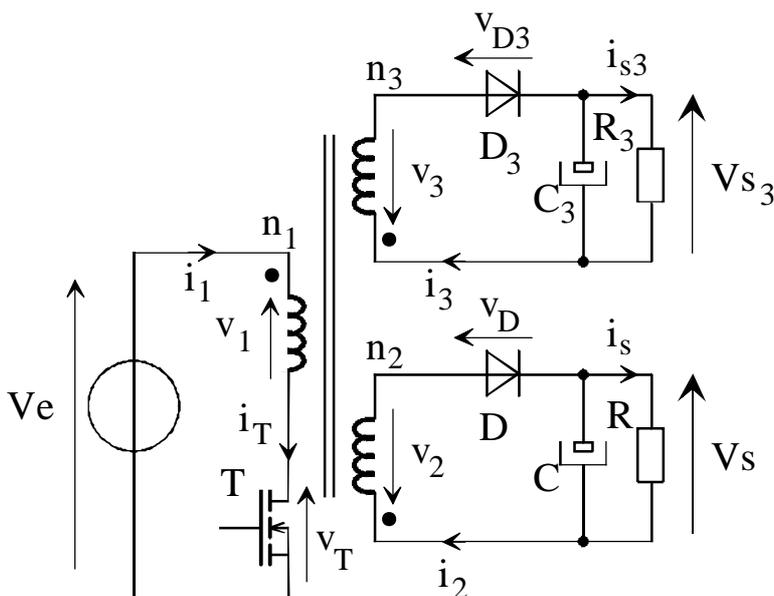


Fig. 8.1. Convertisseur continu-continu de type FLYBACK (dessins/flyback8.drw).

La tension continue d'entrée est obtenue à partir du redressement double alternance de la tension secteur et d'un filtrage capacitif $V_e \gg V_r\sqrt{2} \gg C^{ste}$ (figure 8.3).

Le rendement de l'alimentation FLYBACK vaut $h = 95\%$. La fréquence de découpage vaut $F = 40\text{ kHz}$.

Pour le calcul avec le tableur, il faut prévoir 6 colonnes pour les différentes tension d'entrée.

	B	C	D	E	F	G	H	I	J	K
21	$dV_c =$	15%								
22	$V_r =$	80	96	120	144	207	230	253	260	V
23	$V_e =$	113,1	136	170	204	292,7	325,3	357,8	367,7	V
24	$dV_c =$	17,0	20,4	25,5	30,5	43,9	48,8	53,7	55,2	V
25	$I_e =$	1,210	1,008	0,806	0,672	0,467	0,421	0,382	0,372	A
26	$dT =$	0,0083	0,0083	0,0083	0,0083	0,010	0,010	0,010	0,010	s

Fig. 8.19. Calculs multiples avec EXCEL.

8.2 Bilan de puissance et redresseur capacitif

Le schéma du redresseur double alternance est donné à la figure 8.3. Les éléments (r ;L) représentent l'impédance de la ligne EDF. La valeur moyenne de la tension redressée filtre v_{red} est égale à V_e

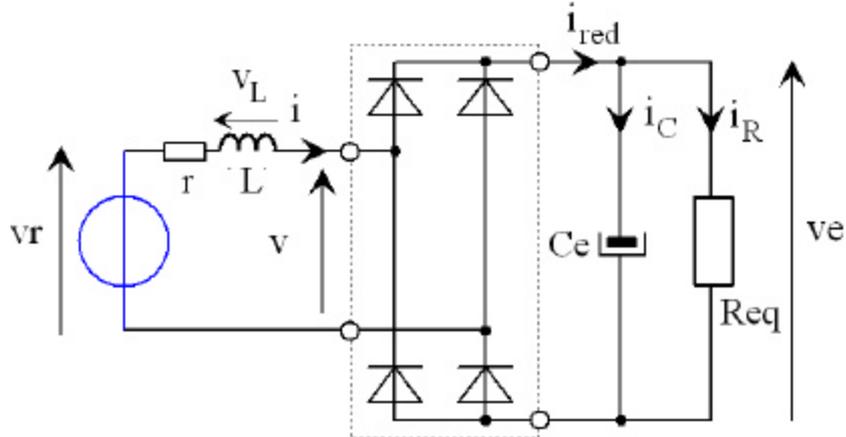


Fig. 8.3. Convertisseur AC-DC de type redresseur double alternance (dessins/red-cr3.drw).

- Calculer $P_s = V_s \times I_s$ et $R_s = V_s / I_s$.
- Calculer $P_3 = V_{s3} \times I_{s3}$ et $R_3 = V_{s3} / I_{s3}$.
- Calculer $P_e = (P_s + P_3) / \eta$.
- Calculer les valeurs de $V_e = V_r \sqrt{2}$ et $I_e = P_e / V_e$.
- Calculer les valeurs du condensateur pour avoir une ondulation de 20%.

8.3 Etude de l'alimentation FLYBACK pour $V_e = 325$ V

8.3.1 Rapports de transformation

- Choisir une valeur du rapport cyclique α qui minimise le facteur de dimensionnement du transistor
- A partir de $V_s = m \cdot V_e \frac{\alpha}{1-\alpha}$, calculer le rapport de transformation $m = \frac{n_2}{n_1}$.
- A partir de $V_{s3} = m_3 \cdot V_e \frac{\alpha}{1-\alpha}$, calculer le rapport de transformation $m_3 = \frac{n_3}{n_1}$.

8.3.2 Choix du circuit magnétique

Type = ETD39-3C90	AL = 3000 nH (e=0)
Le = 92,2 mm	WA = 177 mm ²
Ae = 125 mm ²	Bc = 330 mT
$\mu_e = 1900$	

8.3.3 Courants moyens, efficaces, minimums et maximums

- Calculer $I_{I_{med}}$ sachant que $I_{I_{moy}} = I_e = \alpha \cdot I_{I_{med}}$
- Calculer $\Delta I_1 = 30\% \cdot I_{I_{med}}$, $I_{I_{max}}$ et $I_{I_{min}}$.

- c) Calculer $I_{1\text{eff}} = \sqrt{\left[(I_{1\text{med}})^2 + \frac{\Delta I_1^2}{12} \right]} \cdot \alpha$
- d) Calculer $I_{2\text{med}}$ sachant que $I_{2\text{moy}} = I_s = (1 - \alpha) \cdot I_{2\text{med}}$.
- e) Calculer ΔI_2 sachant que $i_2(t) = \frac{i_{10}(t)}{m}$, $I_{2\text{max}}$ et $I_{2\text{min}}$.
- f) Calculer $I_{2\text{eff}} = \sqrt{\left[(I_{2\text{med}})^2 + \frac{\Delta I_2^2}{12} \right]} \cdot (1 - \alpha)$
- g) Calculer $I_{3\text{med}}$ sachant que $I_{3\text{moy}} = I_{s3} = (1 - \alpha) \cdot I_{3\text{med}}$.
- h) Calculer $I_{3\text{eff}} = \sqrt{\left[(I_{3\text{max}})^2 + \frac{\Delta I_3^2}{12} \right]} \cdot (1 - \alpha)$ avec $\Delta I_3 = 0$.

8.3.4 Détermination des bobinages

On choisit une densité de courant $\delta = 5 \frac{\text{A}}{\text{mm}^2} = \frac{I_{\text{eff}}}{S_{\text{cu}}}$ et un coefficient de bobinage $KB = \frac{WA}{S_{\text{cu}}} = 1,5$.

- a) Calculer S_{CU1} , S_{CU2} , S_{CU3} .
- b) Choisir des fils normalisés et donner les nouvelles sections de cuivre S_{CU1n} , S_{CU2n} , S_{CU3n} .
- c) Calculer S_{CU} .
- d) Sachant que $S_{\text{CU}} = n_1 \cdot S_{\text{CU1}} + n_2 \cdot S_{\text{CU2}} + n_3 \cdot S_{\text{CU3}}$, $m = \frac{n_2}{n_1}$ et $m_3 = \frac{n_3}{n_1}$, calculer n_1 .
- e) Calculer n_2 et n_3 . Arrondir les résultats.

8.3.5 Inductance magnétisante

- a) Calculer L_{10} pour avoir $n_1 \cdot \phi_{\text{spire max}} = L_{10} \cdot I_{1\text{max}} \leq n_1 \cdot B_c \cdot A_e$
- b) Calculer la valeur de l'entrefer e sachant que $L_{10} = n_1^2 \cdot AL \cdot \frac{1}{\left(1 + \frac{2 \cdot e \cdot \mu_e}{L_e} \right)}$

8.3.6 Filtrage de sortie

- a) Sachant que $\Delta V_s = \frac{I_s}{C_s \cdot F} \cdot \alpha$, calculer C_s pour avoir 10% d'ondulation de tension.
- b) Sachant que $\Delta V_{s3} = \frac{I_{s3}}{C_{s3} \cdot F} \cdot \alpha$, calculer C_{s3} pour avoir 10% d'ondulation de tension.

TD 9 - Alimentation à découpage de type FORWARD

Samedi 29 janvier 2000 – 8h/10h – Sans documents de cours – Calculatrice autorisée.

Le schéma d'une alimentation à découpage de type "FORWARD" est donnée à la figure 9.1. Ce convertisseur est prévu pour fonctionner sur le réseau américain 130V/60Hz. Il est destiné à l'alimentation d'une carte électronique d'ordinateur fonctionnant sous 5V et consommant un courant maximum de 10A. La fréquence de travail est fixée à 50 kHz. Le rapport cyclique est constant et vaut $\alpha = 0,5$.

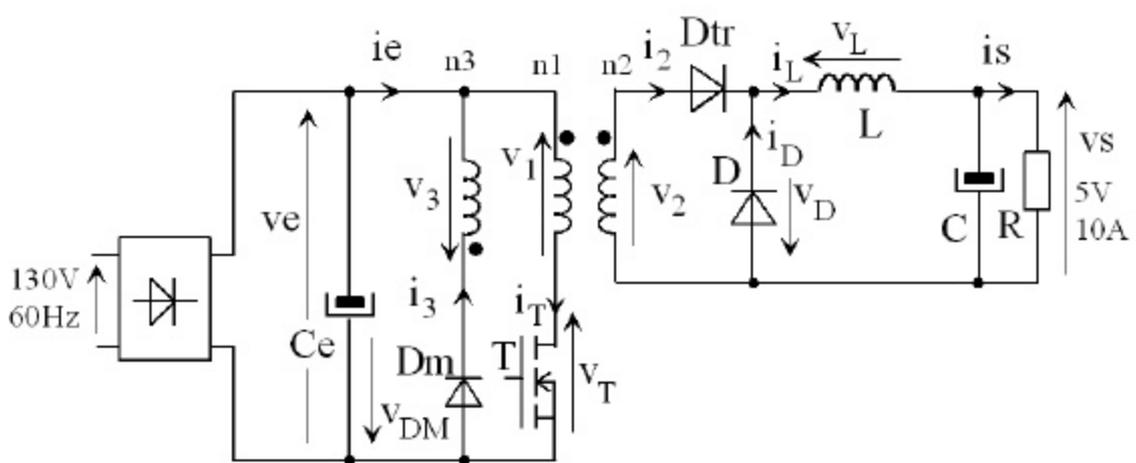


Fig. 9.1. Convertisseur AC - DC à découpage (dessins\forward1.drw).

On appellera L_0 l'inductance magnétisante qui sera placée sur le bobinage N° 1. On rappelle la relation sur les courants, compte tenu de l'orientation des bobinages :

$$+ n_1 \cdot i_T - n_2 \cdot i_2 + n_3 \cdot i_{Dm} = n_1 \cdot i_{10} \text{ avec } i_{10} \text{ le courant dans } L_1 = 12 \text{ mH.}$$

Le nombre de spire du bobinage 1 vaut $n_1 = 55$ spires. On posera $m = \frac{n_2}{n_1}$ et $m' = \frac{n_3}{n_1}$.

Hypothèses :

- Le transistor T est fermé (ON) pour $t \in [0 ; \alpha T]$ et ouvert (OFF) pour $t \in [\alpha T ; T]$;
- la tension d'entrée est constante : $v_E = E = \text{Cste}$;
- la tension de sortie est constante : $v_S = V_S = +5V$;
- la valeur moyenne du courant de sortie vaut $\langle i_S(t) \rangle = I_S = +10A$;
- le courant moyen dans l'inductance de sortie L est constant $\langle i_L \rangle = I_{L\text{moy}} = 10A$;
- le transistor T est parfait : il se comporte comme un interrupteur idéal.

9.1 Calculs préliminaires (2 points)

- a) Calculer la tension d'entrée E, sachant que le filtrage est parfait (pas d'ondulation).
- b) Calculer la puissance du convertisseur
- c) Calculer la valeur moyenne du courant d'entrée I_E , si le rendement du convertisseur vaut 1.
- d) Donner les relations entre le flux magnétique Φ et (v_1, v_2, v_3) et entre v_1 et i_{10} .
- e) Montrer que le flux dans le circuit magnétique $\Phi(t)$ est proportionnel au courant $i_{10}(t)$.

9.2 Phase de transfert de l'énergie $t \hat{I} [0 ; \alpha T]$ (3,5 points)

- Simplifier le schéma de la figure 9.1 pour T ON.
- Faire le bilan des grandeurs électriques : $(v_E ; i_E)$, $(v_{Dm} ; i_{Dm})$, $(v_T ; i_T)$, $(v_1 ; i_1)$, $(v_2 ; i_2)$, $(v_L ; i_L)$, $(v_{Dtr} ; i_{Dtr})$, $(v_D ; i_D)$ et $(v_3 ; i_3)$.
- Vérifier que les diodes D_m et D sont bloquées et que D_{tr} est passante.
- Etablir les équations de fonctionnement et donner l'expression de $i_{10}(t)$ et de $i_L(t)$ pour $t \in [0 ; \alpha T]$, sachant que $i_{10}(0)=0$ et $i_L(0)=I_{Lmin}$. Calculer I_{10max} .
- Calculer m pour avoir $V_{2max} = 10V$. En déduire n_2 .

9.3 Phase de démagnétisation $t \hat{I} [\alpha T ; \beta T]$ (4 points)

- Simplifier le schéma de la figure 9.1 pour T OFF
- Faire le bilan des grandeurs électriques : $(v_E ; i_E)$, $(v_{Dm} ; i_{Dm})$, $(v_T ; i_T)$, $(v_1 ; i_1)$, $(v_2 ; i_2)$, $(v_L ; i_L)$, $(v_{Dtr} ; i_{Dtr})$, $(v_D ; i_D)$ et $(v_3 ; i_3)$.
- Pourquoi la diode D_m conduit ? Vérifier que D_{tr} est bloquée et que D est passante.
- Etablir les équations de fonctionnement avec $\boxed{n_1 \quad n_3}$ et donner l'expression de $i_{10}(t)$ pour $t \in [\alpha T ; \beta T]$.
- Sachant que $i_{10}(\beta T) = 0$, calculer m' pour avoir $\beta = 0,9$. En déduire n_3 .
- Donner la valeur V_{Tmax} de la tension maximale aux bornes du transistor T. Calculer V_{Tmax} .

9.4 Tracer des courants et des tensions (4 points)

- Pendant la phase morte $t \in [\beta T ; T]$, faire le bilan les grandeurs électriques : $(v_E ; i_E)$, $(v_{Dm} ; i_{Dm})$, $(v_T ; i_T)$, $(v_1 ; i_1)$, $(v_2 ; i_2)$, $(v_L ; i_L)$, $(v_{Dtr} ; i_{Dtr})$, $(v_D ; i_D)$ et $(v_3 ; i_3)$.
- En prenant comme référence le signal de commande $v_{GS}(t)$ du transistor T, tracer : $v_1(t)$, $i_{10}(t)$, $i_L(t)$, $i_2(t)$, $i_T(t)$, $v_T(t)$ et $i_{Dm}(t)$ pour $t \in [0 ; T]$. Préciser les amplitudes maximales.

9.5 Calculs des grandeurs de sortie (5,5 points)

Le montage "FORWARD" se comporte comme un hacheur série (figure 9.2). On désire avoir une ondulation du courant dans L de $\Delta I_L = \Delta I_S = 0,3A$. La tension $v_S(t)$ est constante $V_S = +5V$.

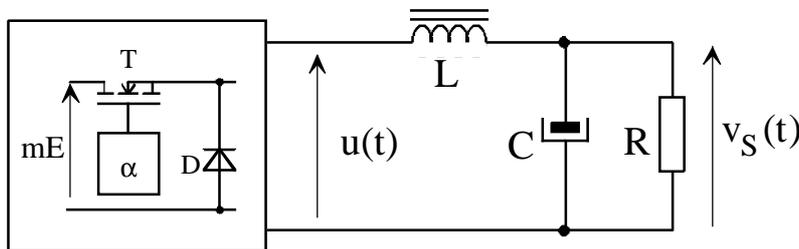


Fig. 9.2. Simplification du montage "FORWARD" (dessins\hacheur0.drw).

- Que vaut la tension $u(t)$ pour $t \in [0 ; \alpha T]$ et pour $t \in [\alpha T ; T]$?
- Etablir les équations de fonctionnement et donner les expressions de $i_L(t)$ pour $t \in [0 ; \alpha T]$ et pour $t \in [\alpha T ; T]$.
- En prenant comme référence le signal de commande du transistor T, tracer $u(t)$, $v_L(t)$, $i_L(t)$ et $i_D(t)$.

- d) Calculer $\langle v_L(t) \rangle = \frac{1}{T} \int_{[T]} v_L(t) \cdot dt$. En déduire l'expression de V_S en fonction de α , m et E .
- e) Exprimer ΔI_L , l'ondulation du courant dans l'inductance L , en fonction de α , L , $F=1/T$ et mE .
- f) Calculer l'inductance L pour avoir $\Delta I_L \leq 0,3$ A.
- g) Calculer le courant moyen $I_{F(AV)}$ et le courant maximum I_{FM} dans la diode D .

9.6 Calcul simplifié de l'inductance L (6 points)

On utilise un circuit magnétique de type ETD44 en matériaux 3C85. Il est formé de deux demi culasses en E. La surface bobinable correspond à la fenêtre de la carcasse. Ces principales caractéristiques sont :

$$L_e = 103 \text{ mm}, A_e = 173 \text{ mm}^2,$$

$$A_L = 3800 \pm 25\% \text{ nH}, \mu_e = 1900,$$

$$B_{\max} = 200 \text{ mT}, W_A = 214 \text{ mm}^2.$$

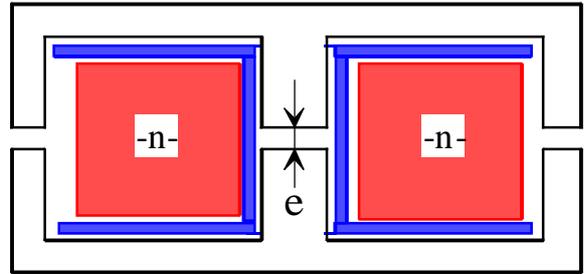


Fig. 9.3. Circuit magnétique (dessins\cm.drw).

- On cherche à calculer l'inductance de lissage du hacheur série étudié au paragraphe § 9.5.
 - Les caractéristiques de l'alimentation sont $V_S = +5V$ et $I_S = +10A$, avec $m \cdot E = +10V$.
 - La fréquence de découpage vaut $F = 50 \text{ kHz}$. Le rapport cyclique est constant et vaut $\alpha = 0,5$.
- a) Etablir les équations donnant B , H et Φ dans le circuit magnétique.
- b) Etablir l'expression du flux Φ en fonction de i_L et des paramètres du circuit magnétique.
- c) Donner l'expression du coefficient d'inductance propre $L = n^2 \cdot A_L \cdot f(e, A_e, L_e, \mu_e)$. Vérifier la valeur de $A_L = \frac{\mu_0 \cdot \mu_e \cdot A_e}{L_e}$.
- d) Exprimer le flux Φ_{\max} en fonction de $I_{L\max} = I_{L\text{moy}} + \Delta I_L/2$ et des paramètres du circuit magnétique.
- e) Donner le nombre de spire maximum du bobinage n pour ne pas saturer le C.M.
- f) Le choix de l'entrefer e permet d'ajuster la valeur de $L > 166 \mu\text{H}$. A partir de l'expression de l'inductance, donner la valeur minimale du nombre de spires en fonction de e et des paramètres du circuit magnétique.
- g) On prend $I_{L\text{eff}} = 10A$. Calculer la section du fil de cuivre si $\delta = 4A/\text{mm}^2$.
- h) En tenant compte d'un coefficient de bobinage $K_B = \frac{W_a}{S_{\text{CU}}} = 1,43$, calculer n_{\max} le nombre maximal de fils que l'on peut mettre dans la fenêtre de la carcasse.
- i) Choisir n et e .
- j) Calculer l'énergie électromagnétique maximale que l'on peut stocker dans ce circuit magnétique à partir de la formule $W_{\text{EM}} = \frac{1}{2} \cdot k_B \cdot k_i \cdot B_{\max} \cdot \delta \cdot S_{\text{fer}} \cdot S_B$ avec $k_1 = \frac{I_{L\max}}{I_{L\text{eff}}}$.
- k) Comparer avec $\frac{1}{2} \cdot L \cdot I_{L\max}^2$.

TD 10 - Onduleur avec transformateur à point milieu

Issue du rapport de jury de concours "AGREGATION externe 1991", épreuve de 8 heures.

10.1 Production de la référence de temps

Le signal d'horloge est obtenu avec le composant oscillateur/diviseur 4060. Le schéma de principe de la section oscillateur est donné figure 10.1.

Il comporte un inverseur logique CMOS et un quartz Q prévu pour obtenir, avec ce montage, une fréquence de 5 MHz.

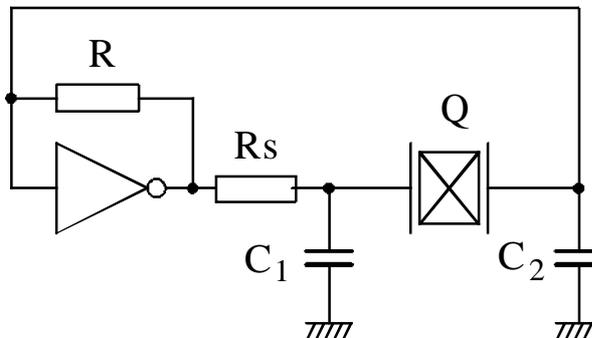


Fig. 10.1. Schéma de principe de l'oscillateur (dessins\osc4060.drw).

- a) Quel mode de résonance du quartz utilise-t-on dans cet oscillateur ? On donnera le schéma équivalent du quartz et on justifiera la réponse à cette question à l'aide de calculs pour lesquels on pourra négliger les pertes dans le quartz.
- b) Quel est le rôle des résistances R et Rs ?
- c) Comment doit-on choisir la valeur des capacités C₁ et C₂ ?
- d) De quelle nature est l'impédance du quartz à la fréquence d'oscillation ?
A quel type d'oscillateur classique peut-on comparer ce montage ?

10.2 Conversion continu/continu et isolement galvanique

Les tensions symétriques +8V et -8V sont obtenues à partir du convertisseur suivant..

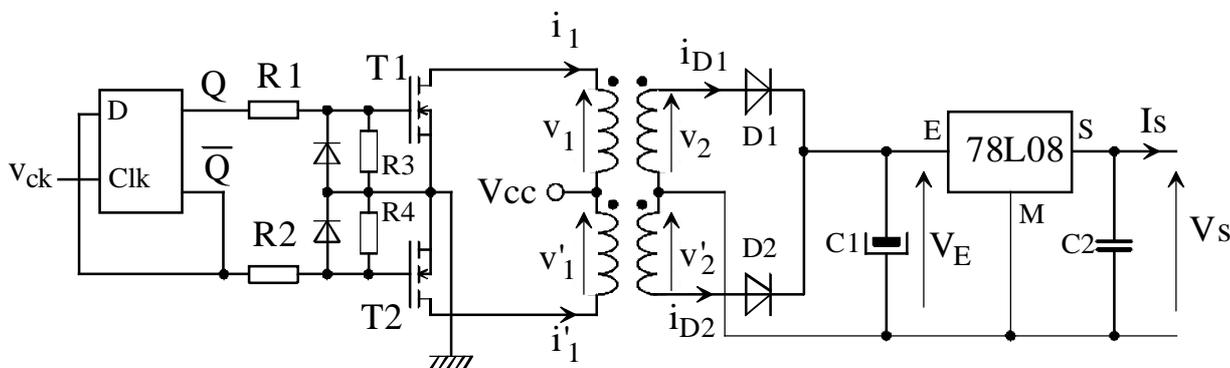


Fig. 10.2. Convertisseur DC-DC isolé (dessins\agreg1.drw).

On donne :

- la bascule D, référence 74HC74, commandée par front positif et alimentée en +5V, est attaquée par un signal v_{ck} de fréquence $F = 40 \text{ kHz}$;
- les deux transistors T₁ et T₂ sont des transistors MOS canal N à enrichissement. On suppose qu'ils se comportent comme des interrupteurs parfaits et on néglige les temps de commutation ;
- les deux bobinages primaires du transformateur comportent chacun N₁ spires et les deux bobinages secondaires N₂ spires ;
- la tension directe des diodes D₁ et D₂ vaut $E_0 = 0,4\text{V}$ à l'état passant ;
- le régulateur 78L08 a pour caractéristiques principales :
courant de sortie max. : 250 mA,

tension de sortie nominale : $8V \pm 0,4 V$,
 tension d'entrée min./max. : $10/35 V$;

- le courant de sortie $I_s = 150 \text{ mA}$ est supposé constant ;
- la tension d'alimentation est $V_{cc} = +13V$.

Le fonctionnement en régime linéaire du transformateur est décrit par les équations suivantes :

$$v_1(t) = v'_1(t) = N_1 \cdot \frac{d\phi(t)}{dt} ; v_2(t) = v'_2(t) = N_2 \cdot \frac{d\phi(t)}{dt} ; N_1 \cdot (i_1 - i'_1) - N_2 \cdot (i_{D1} - i_{D2}) = 0$$

avec Φ le flux dans le circuit magnétique du transformateur.

- a)** Tracer et justifier l'allure, en régime établi, des chronogrammes des grandeurs électriques suivantes :

$v_{ck}, v_Q, v_1, v'_1, i_1, i'_1, v_2, v'_2, i_{D1}, i_{D2}, V_E, \Phi$.

- b)** Proposer une valeur du rapport $\frac{N_2}{N_1}$ permettant d'assurer les performances souhaitées du montage.

10.3 Etude du transformateur

Afin de tenir compte de la réluctance du circuit magnétique, on introduit les courants à vide dans chaque bobinage primaire du transformateur i_{1v} et i'_{1v} . On néglige :

- les pertes par effet joules dans les enroulements et les fuites magnétiques ;
- les pertes par hystérésis et courant de Foucault dans le circuit magnétique.

La prise en compte de la réluctance du circuit magnétique conduit au modèle électrique équivalent de la figure 10.3 pour chaque demi-enroulement.

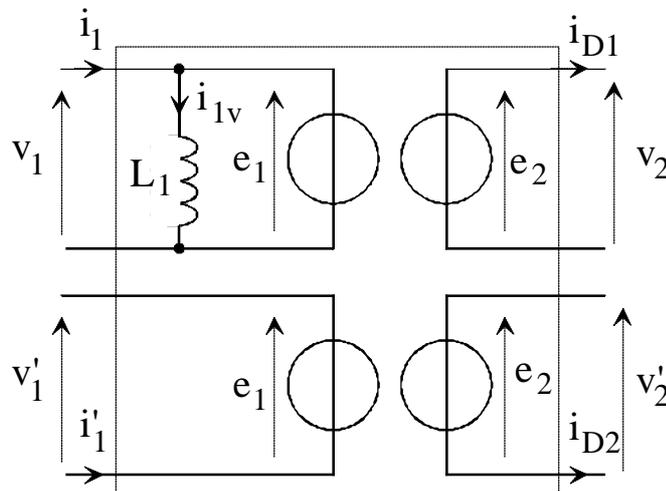


Fig. 10.3. Modèle équivalent (dessins\agreg1.drw).

- a)** Redéfinir les équations régissant le fonctionnement du transformateur.
- b)** Reprendre et justifier l'allure des chronogramme précédents en fonction de ces nouvelles équations.

TD 11 - Calcul simplifié d'une inductance

11.1 Présentation du convertisseur

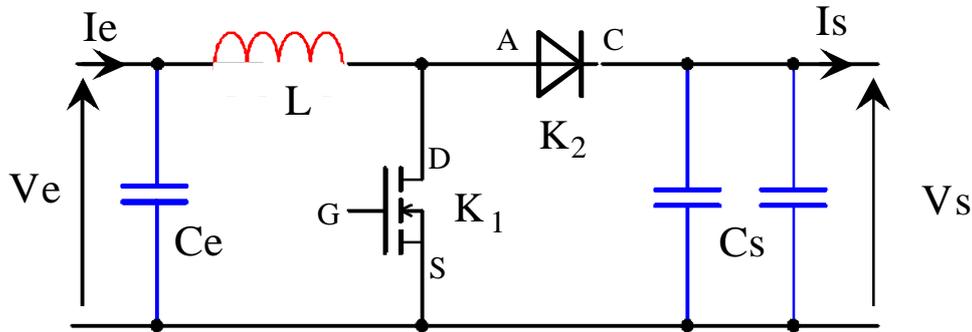


Fig. 11.4. Convertisseur élévateur de type BOOST (dessins\boost6.drw).

Le convertisseur de la figure 11.4 est utilisé pour fabriquer une tension de 13V à partir d'une batterie de 6V, afin d'alimenter un auto-radio. La puissance maximale en sortie est de 100W. La fréquence de découpage vaut 50 kHz.

L'interrupteur K_1 est un transistor MOSFET et l'interrupteur K_2 , une diode SCHOTTKY.

11.2 Calcul du point de fonctionnement nominal

- Que vaut le courant de sortie I_s ?
- Avec un rendement de 90%, que vaut le courant d'entrée ?
- Que vaut rapport cyclique nominal ?
- Que vaut le facteur de dimensionnement du transistor ?
- Que vaut le courant moyen dans l'inductance ?
- Représenter $v_L(t)$ et $i_L(t)$, en supposant une ondulation du courant $\Delta I_L = 100\% I_{L\text{moy}}$.

11.3 Calcul de l'inductance L (6 points)

On utilise un circuit magnétique de type ETD44 en matériaux 3C85.

Il est formé de deux demi culasses en E. La surface bobinable correspond à la fenêtre de la carcasse.

Ces principales caractéristiques sont :

$$L_e = 103 \text{ mm}, A_e = 173 \text{ mm}^2$$

$$A_l = 3800 \pm 25\% \text{ nH}, \mu_e = 1900 \text{ (sans entrefer)}$$

$$B_{\text{max}} = 200 \text{ m T}, W_a = 214 \text{ mm}^2.$$

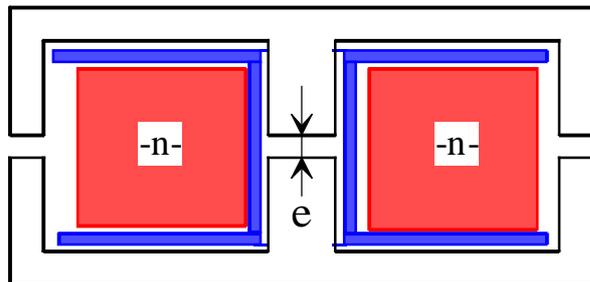


Fig. 11.5. Circuit magnétique (dessins\cm.drw).

La fréquence de découpage vaut $F = 50 \text{ kHz}$. Le rapport cyclique est constant et vaut $\alpha = 0,5$.

Le courant moyen dans l'inductance vaut $I_{L\text{moy}} = 20\text{A}$ et l'ondulation $\Delta I_L \leq \Delta I_{L\text{max}} = 20\% I_{L\text{moy}}$.

- Calculer l'inductance L_{min} nécessaire pour avoir $\Delta I_L \leq \Delta I_{L\text{max}}$. On rappelle que $\Delta I_L = \frac{V_e}{L \cdot F} \cdot \alpha$ pour le hacheur BOOST.

- b)** Etablir les équations donnant B , H et Φ dans le circuit magnétique.
- c)** Etablir l'expression du flux Φ en fonction de i_L et des paramètres du circuit magnétique.
- d)** Donner l'expression du coefficient d'inductance propre $L = n^2 \cdot A_L \cdot f(e, S_{fer}, L_{fer}, \mu_r)$. Vérifier la valeur de $A_L = \frac{\mu_0 \cdot \mu_e \cdot Ae}{Le} = \frac{\mu_0 \cdot \mu_r \cdot S_{fer}}{2 \cdot L_{fer}}$.
- e)** Exprimer le flux Φ_{MAX} en fonction de $I_{Lmax} = I_{Lmoy} + \Delta I_L/2$, L et des paramètres du circuit magnétique.
- f)** Donner l'expression du nombre de spire n_1 pour ne pas saturer le C.M. ($B(n,e) < B(n_1,e) = B_{max}$).
- g)** Le choix de l'entrefer e permet d'ajuster la valeur de $L > L_{min}$. A partir de l'expression de l'inductance, donner la valeur minimale du nombre de spires en fonction de e et des paramètres du circuit magnétique.
- h)** On prend $I_{Leff} = \sqrt{I_{Lmoy}^2 + \frac{(\Delta I_L)^2}{12}}$. Calculer la section du fil de cuivre si $\delta = 4A/mm^2$.
- i)** Calculer l'épaisseur de peau $\delta_p = \sqrt{\frac{2 \cdot \rho}{\mu \cdot \omega}} = \sqrt{\frac{\rho}{\mu \cdot \pi \cdot F}} \approx \frac{70}{\sqrt{F}}$ en mm avec F en Hz.
- j)** Choisir un fil de cuivre AWG qui respecte le critère : diamètre de cuivre $< 2 \delta_p$. Comment respecter la section de cuivre calculée précédemment ?
- k)** En tenant compte d'un coefficient de bobinage $K_B = \frac{S_B}{S_{CU}} = 3$, calculer n_{max} le nombre maximal de spires que l'on peut mettre dans la fenêtre de la carcasse.
- l)** Dans le plan $n = f(e)$; tracer $n_1(e)$, $n_2(e)$ et $n_3(e)$. Choisir n et e .
- m)** Calculer l'énergie électromagnétique maximale que l'on peut stocker dans ce circuit magnétique à partir de la formule $W_{EM} = \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{K_B} \cdot k_1 \cdot B_{max} \cdot \delta \cdot S_{fer} \cdot S_B$ avec $k_1 = \frac{I_{Lmax}}{I_{Leff}}$.
- n)** Comparer avec $\frac{1}{2} \cdot L \cdot I_{Lmax}^2$.

Axial Lead Standard Recovery Rectifiers

This data sheet provides information on subminiature size, axial lead mounted rectifiers for general-purpose low-power applications.

Mechanical Characteristics

- Case: Epoxy, Molded
- Weight: 0.4 gram (approximately)
- Finish: All External Surfaces Corrosion Resistant and Terminal Leads are Readily Solderable
- Lead and Mounting Surface Temperature for Soldering Purposes: 220°C Max. for 10 Seconds, 1/16" from case
- Shipped in plastic bags, 1000 per bag.
- Available Tape and Reeled, 5000 per reel, by adding a "RL" suffix to the part number
- Polarity: Cathode Indicated by Polarity Band
- Marking: 1N4001, 1N4002, 1N4003, 1N4004, 1N4005, 1N4006, 1N4007

**1N4001
thru
1N4007**

1N4004 and 1N4007 are
Motorola Preferred Devices

**LEAD MOUNTED
RECTIFIERS
50–1000 VOLTS
DIFFUSED JUNCTION**



MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	1N4001	1N4002	1N4003	1N4004	1N4005	1N4006	1N4007	Unit
*Peak Repetitive Reverse Voltage Working Peak Reverse Voltage DC Blocking Voltage	V_{RRM} V_{RWM} V_R	50	100	200	400	600	800	1000	Volts
*Non-Repetitive Peak Reverse Voltage (halfwave, single phase, 60 Hz)	V_{RSM}	60	120	240	480	720	1000	1200	Volts
*RMS Reverse Voltage	$V_{R(RMS)}$	35	70	140	280	420	560	700	Volts
*Average Rectified Forward Current (single phase, resistive load, 60 Hz, see Figure 8, $T_A = 75^\circ\text{C}$)	I_O	1.0							Amp
*Non-Repetitive Peak Surge Current (surge applied at rated load conditions, see Figure 2)	I_{FSM}	30 (for 1 cycle)							Amp
Operating and Storage Junction Temperature Range	T_J T_{stg}	– 65 to +175							$^\circ\text{C}$

ELECTRICAL CHARACTERISTICS*

Rating	Symbol	Typ	Max	Unit
Maximum Instantaneous Forward Voltage Drop ($i_F = 1.0$ Amp, $T_J = 25^\circ\text{C}$) Figure 1	v_F	0.93	1.1	Volts
Maximum Full-Cycle Average Forward Voltage Drop ($I_O = 1.0$ Amp, $T_L = 75^\circ\text{C}$, 1 inch leads)	$V_{F(AV)}$	—	0.8	Volts
Maximum Reverse Current (rated dc voltage) ($T_J = 25^\circ\text{C}$) ($T_J = 100^\circ\text{C}$)	I_R	0.05 1.0	10 50	μA
Maximum Full-Cycle Average Reverse Current ($I_O = 1.0$ Amp, $T_L = 75^\circ\text{C}$, 1 inch leads)	$I_{R(AV)}$	—	30	μA

*Indicates JEDEC Registered Data

Preferred devices are Motorola recommended choices for future use and best overall value.