



UNIVERSITÉ FRANCOIS-RABELAIS - TOURS

Institut Universitaire de Technologie

Département GENIE ELECTRIQUE ET INFORMATIQUE INDUSTRIELLE

Thierry LEQUEU
thierry.lequeu@univ-tours.fr

Les alimentations électroniques

Année 2004 / 2005

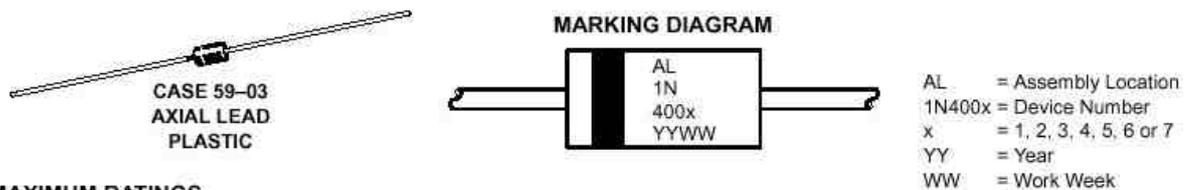


TD 1 - Calcul d'une alimentation AC-DC

1.1 Alimentation 18V – 500 mA

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

- 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



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, $T_A = 75^\circ\text{C}$) | I_O | 1.0 | | | | | | | Amp |
| *Non-Repetitive Peak Surge Current (surge applied at rated load conditions) | I_{FSM} | 30 (for 1 cycle) | | | | | | | Amp |
| Operating and Storage Junction Temperature Range | T_J T_{stg} | -65 to +175 | | | | | | | $^\circ\text{C}$ |

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

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

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

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

1.2.1 Alimentation positive

- 1) 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 ;
- 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 de sortie

1.2.2 Alimentation négative

- 10) 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 ;
- 11) calcul du demi-angle de conduction ;
- 12) calcul du courant efficace dans le secondaire du transformateur ;
- 13) calcul de la puissance apparente du transformateur ;
- 14) calcul de la capacité ;
- 15) choix des diodes (ici 1N4001) ;
- 16) calcul de la résistance de limitation du courant initial ;
- 17) calcul du courant maximum dans les diodes ;
- 18) calcul de la valeur moyenne nominale de la tension de sortie

TD 15 - 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 $m = \frac{n_2}{n_1}$.

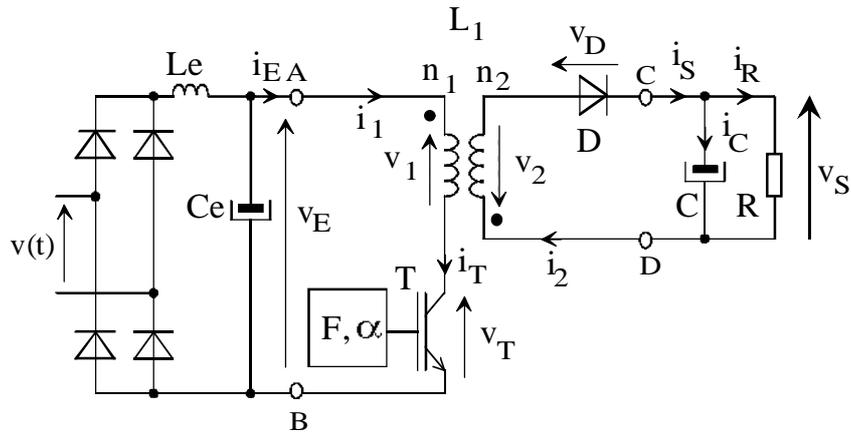


Fig. 15.1. Alimentation à découpage asymétrique de type FLYBACK
(dessins/flyback3.drw).

15.1 Calculs des grandeurs électriques

Hypothèses (régime permanent) :

- 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 ;
- 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 $\langle v_1 \rangle = \frac{1}{T} \int_0^T v_1(t) \cdot dt$ et en déduire l'expression de V_S en fonction de α ; E et $m = \frac{n_2}{n_1}$.
- g) Tracer la variation de V_S en fonction de α .

15.2 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 E.
- b) A partir du bilan de puissance dans la charge R et en notant que $\langle i_C \rangle = 0$, donner l'expression du courant moyen dans la diode, noté I_2 .
- c) En 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 Fd en fonction de α , ΔI_L et de I_S .
- f) Tracer l'évolution de Fd pour $\Delta I_L = 0$.

15.3 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 $\Delta V_S = V_{Smax} - V_{Smin}$.

15.4 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_{IM}) et t_2 le temps de descente du courant dans la diode en fonction de (m, I_{IM}, L_1, V_S) .
- b) En déduire l'expression de la fréquence de fonctionnement F en fonction de E, L_1, I_{IM} 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_{IM}, V_S) .

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

15.5 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 bobineable (en grisée) correspond à la fenêtre de la carcasse (caractéristiques données en annexe §15.6).

On se place dans un fonctionnement FLYBACK en mode auto-oscillant (§15.4).

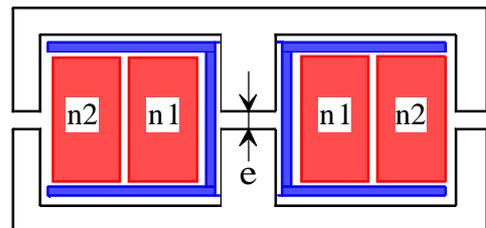


Fig. 15.2. Circuit magnétique (dessins\cm.drw).

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

- 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 (§15.4). 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 $\delta = 5A/mm^2$.

- 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 $k_I = \frac{I_{1max}}{I_{1eff}}$. Comparer avec $\frac{1}{2} L_1 I_{1max}^2$.

15.6 Circuit magnétique ETD44 - Philips

Philips Components

Product specification

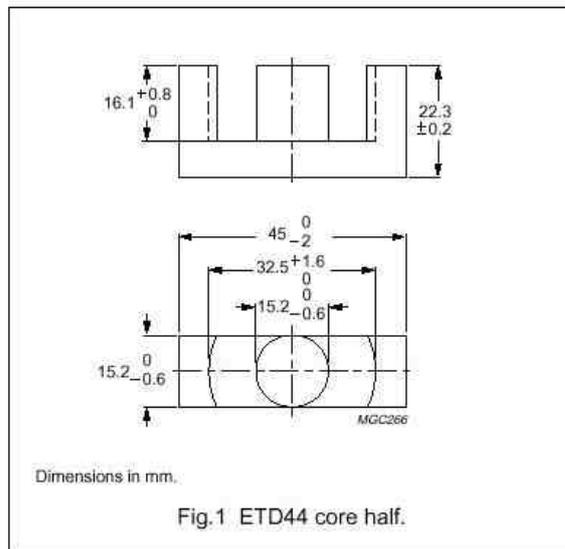
ETD cores and accessories

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

15.7 Bobine pour circuit magnétique ETD44 - Philips

Philips Components

Product specification

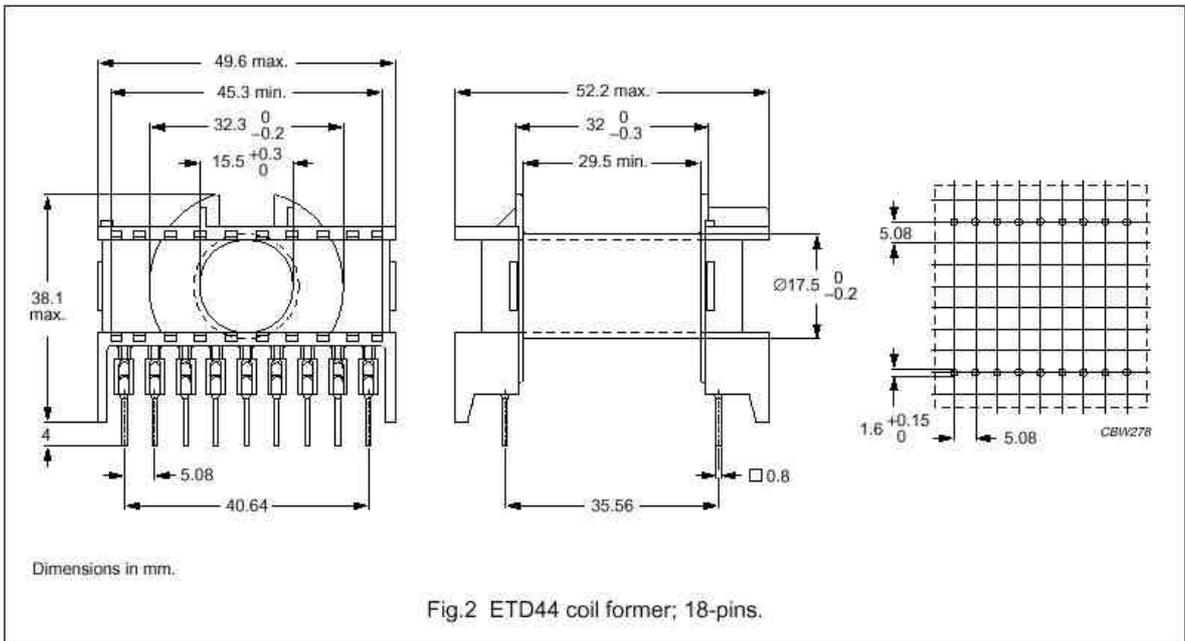
ETD cores and accessories

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. 15.4. Bobine Philips (images\etd44c & etd44d.jpg).

TD 16 - Etude d'une alimentation FLYBACK de 130W

Calculs multiples avec EXCEL

16.1 Présentation de l'alimentation FLYBACK

Le convertisseur de la figure 16.1 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 $I_{s3} = 100\text{ mA}$.

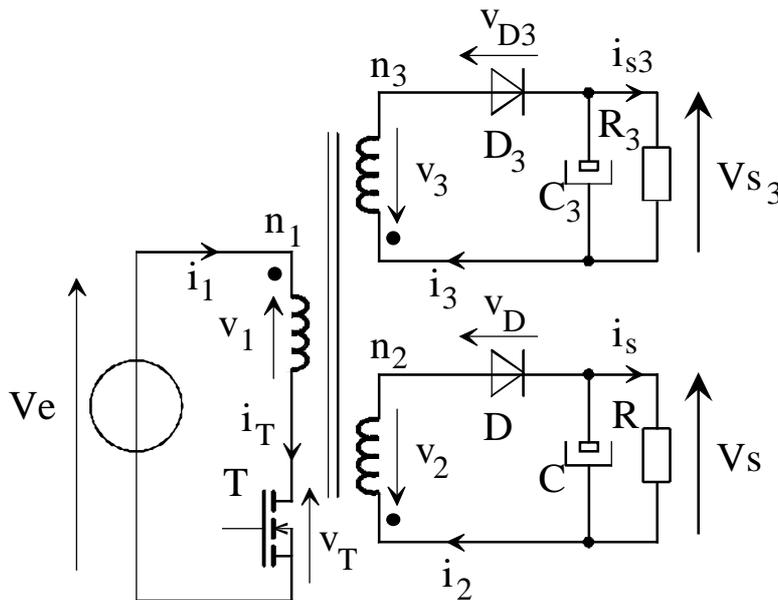


Fig. 16.1. Convertisseur continu-continu de type FLYBACK (dessins/flyback8.drw).

La tension continue d'entrée est obtenue à partir du redressement double alternance de la tension secteur et d'un filtrage capacitif $V_e \approx V_r \sqrt{2} \approx C^{ste}$ (figure 16.3).

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

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

| | B | C | D | E | F | G | H | I | J |
|----|-------|--------|--------|--------|--------|-------|-------|-------|---------|
| 21 | dVc = | 15% | | | | | | | |
| 22 | Vr = | 80 | 96 | 120 | 144 | 207 | 230 | 253 | 260 V |
| 23 | Ve = | 113,1 | 136 | 170 | 204 | 292,7 | 325,3 | 357,8 | 367,7 V |
| 24 | dVc = | 17,0 | 20,4 | 25,5 | 30,5 | 43,9 | 48,8 | 53,7 | 55,2 V |
| 25 | Ie = | 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. 16.39. Calculs multiples avec EXCEL.

16.2 Bilan de puissance et redresseur capacitif

Le schéma du redresseur double alternance est donné à la figure 16.3. Les éléments (r ;L) représentent l'impédance de la ligne EDF. La valeur moyenne de la tension redressé filtre v_{red} est égale à V_e

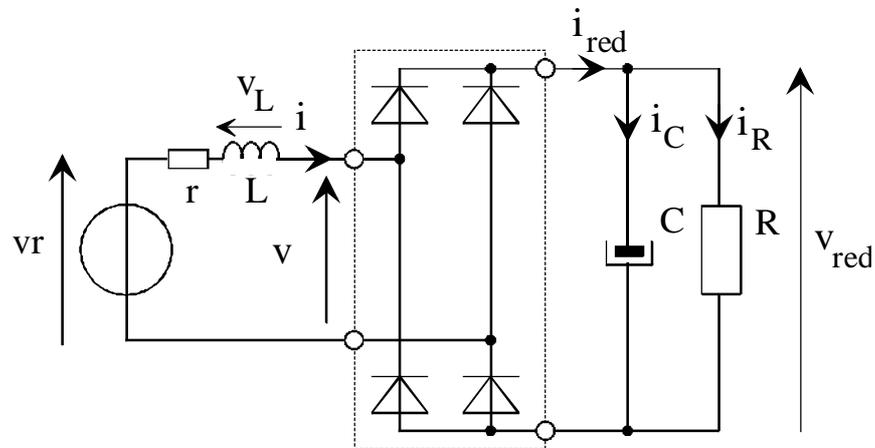


Fig. 16.3. Convertisseur AC-DC de type redresseur double alternance (dessins/red-cr2.drw).

- Calculer $P_s = V_s \times I_s$ et $R_s = V_s / I_s$.
- Calculer $P_3 = V_{S_3} \times I_{S_3}$ et $R_3 = V_{S_3} / I_{S_3}$.
- 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%.

16.3 Etude de l'alimentation FLYBACK

16.3.1 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 $V_{S_3} = m_3 \cdot V_e \frac{\alpha}{1-\alpha}$, calculer le rapport de transformation $m_3 = \frac{n_3}{n_1}$.

16.3.2 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 |
| $\mu_e = 1900$ | |

16.3.3 Courants moyen, efficace, minimum et maximum

- 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 $I_{1\text{eff}} = \sqrt{\left[(I_{1\text{min}})^2 + \frac{\Delta I_1^2}{3} + \Delta I_1 \cdot I_{1\text{min}} \right]} \cdot \alpha$
- 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 $I_{2\text{eff}} = \sqrt{\left[(I_{2\text{max}})^2 + \frac{\Delta I_2^2}{3} - \Delta I_2 \cdot I_{2\text{max}} \right]} \cdot (1 - \alpha)$
- g) Calculer $I_{3\text{med}}$ sachant que $I_{3\text{moy}} = I_{s3} = (1 - \alpha) \cdot I_{3\text{med}}$.
- h) Calculer $I_{3\text{eff}} = \sqrt{\left[(I_{3\text{max}})^2 + \frac{\Delta I_3^2}{3} - \Delta I_3 \cdot I_{3\text{max}} \right]} \cdot (1 - \alpha)$ avec $\Delta I_3 = 0$.

16.3.4 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.

16.3.5 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 $L_{10} = n_1^2 \cdot AL \cdot \frac{1}{\left(1 + \frac{2 \cdot e \cdot \mu_e}{L_e}\right)}$

16.3.6 Filtrage de sortie

- a) Sachant que $\Delta V_s = \frac{\alpha^2 \cdot m \cdot V_e}{(1 - \alpha) \cdot R \cdot C \cdot F}$, calculer C pour avoir 10% d'ondulation de tension.
- b) Sachant que $\Delta V_{s3} = \frac{\alpha^2 \cdot m_3 \cdot V_e}{(1 - \alpha) \cdot R_3 \cdot C_3 \cdot F}$, calculer C_3 pour avoir 10% d'ondulation de tension.

TD 17 - 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 17.1. 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 $\alpha = 0,5$.

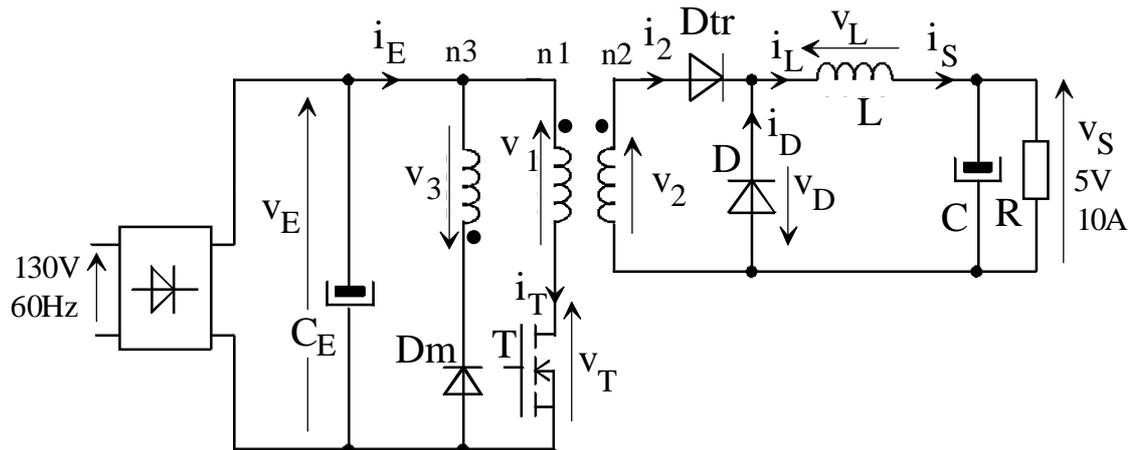


Fig. 17.1. Convertisseur AC - DC à découpage (dessins\forward1.drw).

On appellera L_{10} 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 :

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

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.

17.1 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 $i_{10}(t)$.

17.2 Phase de transfert de l'énergie $t \in [0 ; \alpha T]$ (3,5 points)

- a) Simplifier le schéma de la figure 17.1 pour T ON.
- b) 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 $(v_3 ; i_3)$.
- c) Vérifier que les diodes D_m et D sont bloquées et que D_{tr} est passante.
- d) 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} .
- e) Calculer m pour avoir $V_{2max} = 10V$. En déduire n_2 .

17.3 Phase de démagnétisation $t \in [\alpha T ; \beta T]$ (4 points)

- a) Simplifier le schéma de la figure 17.1 pour T OFF
- b) 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 $(v_3 ; i_3)$.
- c) Pourquoi la diode D_m conduit ? Vérifier que D_{tr} est bloquée et que D est passante.
- d) Etablir les équations de fonctionnement avec $n_1 \neq n_3$ et donner l'expression de $i_{10}(t)$ pour $t \in [\alpha T ; \beta T]$.
- e) Sachant que $i_{10}(\beta T) = 0$, calculer m' pour avoir $\beta = 0,9$. En déduire n_3 .
- f) Donner la valeur V_{Tmax} de la tension maximale aux bornes du transistor T. Calculer V_{Tmax} .

17.4 Tracer des courants et des tensions (4 points)

- a) 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 $(v_3 ; i_3)$.
- b) 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.

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

Le montage "FORWARD" se comporte comme un hacheur série (figure 17.2). 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 $V_S = +5V$.

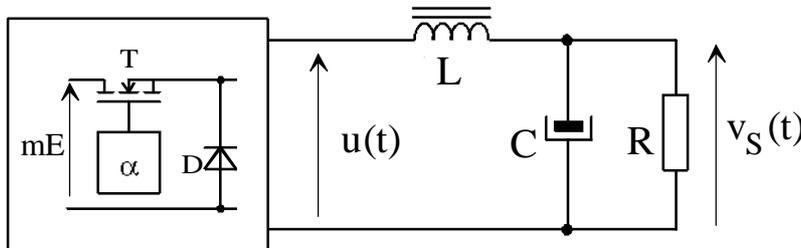


Fig. 17.2. Simplification du montage "FORWARD" (dessins\hacheur0.drw).

a) Que vaut la tension $u(t)$ pour $t \in [0 ; \alpha T]$ et pour $t \in [\alpha T ; T]$?

- b) Etablir les équations de fonctionnement et donner les expressions de $i_L(t)$ pour $t \in [0 ; \alpha T]$ et pour $t \in [\alpha T ; T]$.
- c) 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 $\langle v_L(t) \rangle = \frac{1}{T} \int v_L(t) \cdot dt$. 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 et le courant maximum dans la diode D.

17.6 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 :

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

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

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

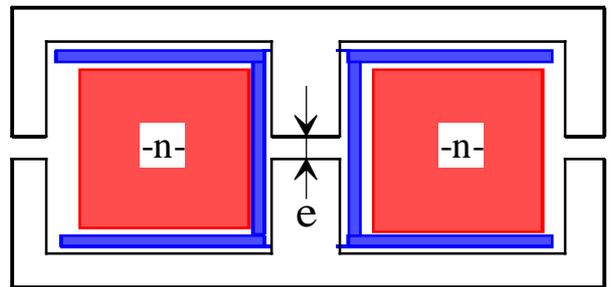


Fig. 17.3. Circuit magnétique (dessins\cm.drw).

- On cherche à calculer l'inductance de lissage du hacheur série étudié au paragraphe §17.5.
 - 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 $A_L = \frac{\mu_0 \cdot \mu_r \cdot A_e}{L_e}$.
 - 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 $K_B = \frac{W_a}{S_{CU}} = 1,43$, 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 $W_{EM} = \frac{1}{2} \cdot k_B \cdot k_i \cdot B_{\max} \cdot \delta \cdot S_{fer} \cdot S_B$ avec $k_I = \frac{I_{L\max}}{I_{Leff}}$.
- k)** Comparer avec $\frac{1}{2} \cdot L \cdot I_{L\max}^2$.

TD 18 - Onduleur avec transformateur à point milieu

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

18.1 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 18.1.

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

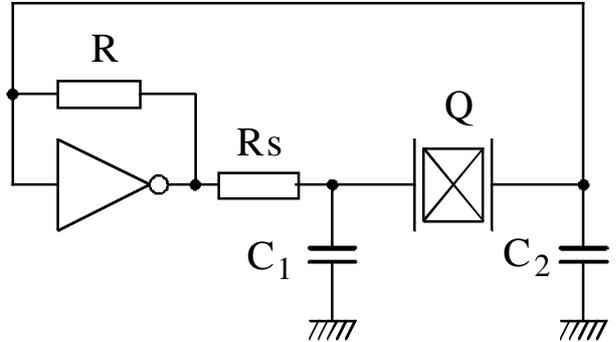


Fig. 18.1. Schéma de principe de l'oscillateur (dessins\osc4060.drw).

- 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 R_s ?
- c) Comment doit-on choisir la valeur des capacités C_1 et C_2 ?
- 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 ?

18.2 Conversion continu/continu et isolement galvanique

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

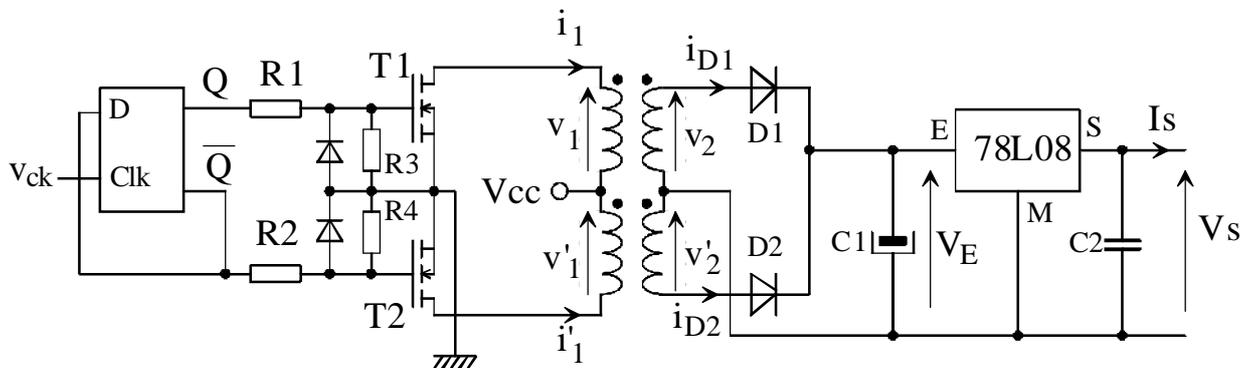


Fig. 18.2. Convertisseur DC-DC isolé (dessins\agreg1.drw).

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 T_1 et T_2 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 N_1 spires et les deux bobinages secondaires N_2 spires ;
- la tension directe des diodes D_1 et D_2 vaut $E_0 = 0,4V$ à l'état passant ;

- le régulateur 78L08 à 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 :

$$v_1(t) = v'_1(t) = N_1 \cdot \frac{d\phi(t)}{dt} ; v_2(t) = v'_2(t) = N_2 \cdot \frac{d\phi(t)}{dt} ; N_1 \cdot (i_1 - i'_{1v}) - N_2 \cdot (i_{D1} - i_{D2}) = 0$$

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 :

$$v_{ck}, v_Q, v_1, v'_1, i_1, i'_{1v}, v_2, v'_2, i_{D1}, i_{D2}, V_E, \Phi.$$

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

18.3 Etude du transformateur

Afin de tenir compte de la réluctance du circuit magnétique, on introduit les courant 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 18.3 pour chaque demi-enroulement.

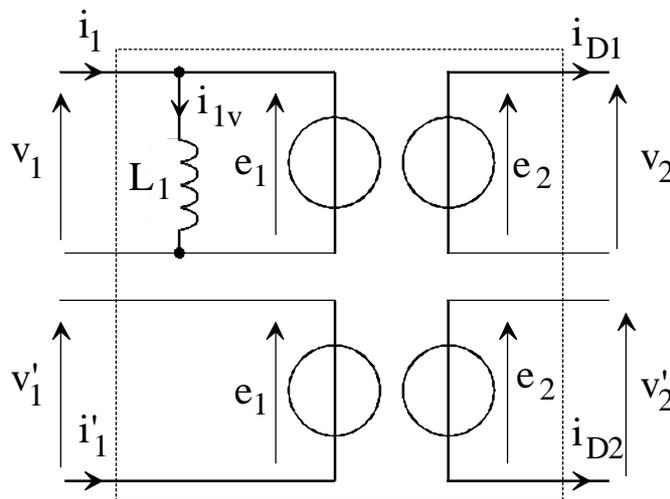


Fig. 18.3. Modèle équivalent (dessins\agreg1.drw).

- 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 19 - Calcul simplifié d'une inductance

19.1 Présentation du convertisseur

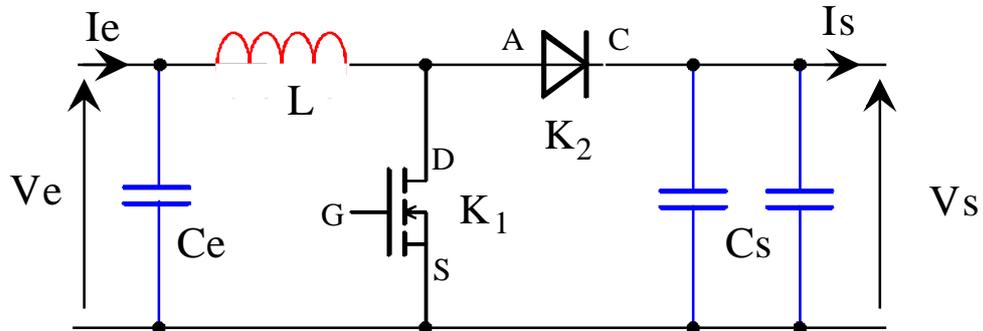


Fig. 19.4. Convertisseur élévateur de type BOOST (dessins\boost6.drw).

Le convertisseur de la figure 19.4 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.

19.2 Calcul du point de fonctionnement nominal

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

19.3 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 :

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

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

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

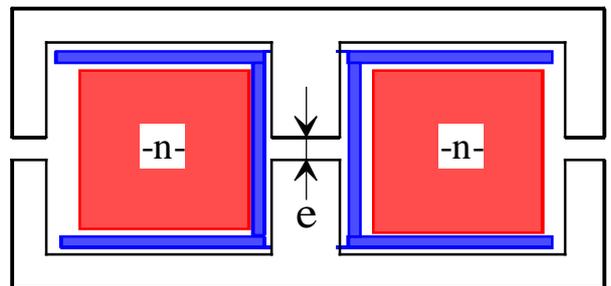


Fig. 19.5. Circuit magnétique (dessins\cm.drw).

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 $\Delta I_L \leq \Delta I_{L\text{max}} = 20\% I_{L\text{moy}}$.

- a) Calculer l'inductance L_{\min} nécessaire pour avoir $\Delta I_L \leq \Delta I_{L\max}$. On rappelle que $\Delta I_L = \frac{Ve}{L \cdot F} \cdot \alpha$ 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 $L = n^2 \cdot A_L \cdot f(e, S_{\text{fer}}, L_{\text{fer}}, \mu_r)$. Vérifier la valeur de $A_L = \frac{\mu_0 \cdot \mu_e \cdot Ae}{Le} = \frac{\mu_0 \cdot \mu_r \cdot S_{\text{fer}}}{2 \cdot L_{\text{fer}}}$.
- e) Exprimer le flux Φ_{MAX} en fonction de $I_{L\max} = I_{L\text{moy}} + \Delta I_L/2$, L et des paramètres du circuit magnétique.
- f) Donner l'expression du nombre de spire n_1 pour ne pas saturer le C.M. ($B(n,e) < B(n_1,e) = B_{\text{max}}$).
- 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 $I_{L\text{eff}} = \sqrt{I_{L\text{moy}}^2 + \frac{(\Delta I_L)^2}{12}}$. Calculer la section du fil de cuivre si $\delta = 4A/\text{mm}^2$.
- 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 $K_B = \frac{S_B}{S_{\text{CU}}} = 3$, 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 $W_{\text{EM}} = \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{K_B} \cdot k_i \cdot B_{\text{max}} \cdot \delta \cdot S_{\text{fer}} \cdot S_B$ avec $k_i = \frac{I_{L\text{max}}}{I_{L\text{eff}}}$.
- n) Comparer avec $\frac{1}{2} \cdot L \cdot I_{L\text{max}}^2$.

Sans document de cours – Calculatrice autorisée – Une feuille de notes A4 recto-verso autorisée.

La présentation sera prise en compte dans la note finale pour 1 point.

1 Nature de la source "inductance" (2,5 points)

L'inductance peut être considérée comme une source de courant. On étudie le comportement de cette inductance placée dans un circuit (figure 1).

L'équation de l'inductance est donnée par :

$$v_L(t) = +L \cdot \frac{di_L(t)}{dt}$$

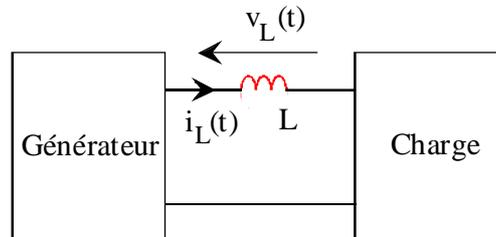


Fig. 1. Etude de l'inductance (dessins\so_lc.drw).

1.1 Variation de la tension $v_L(t)$

On applique une tension $v_L(t)$ qui vaut $+V_1$ de 0 à t_1 et $-V_2$ de t_1 à t_2 .

- Donner l'allure du courant dans l'inductance.
- Donner une condition sur la valeur de L et/ou sur les valeurs de t_1 et t_2 pour avoir une bonne source de courant ($\Delta i_L < 5\%$ de $I_{L,moy}$ par exemple).

1.2 Variation du courant $i_L(t)$

L'inductance est le siège du courant $i_L(t)$ donné par la figure 2.

- Donner l'allure de la tension $v_L(t)$.
- Calculer les valeurs min et max de la tension.
- Conclure quant à l'utilisation de cette source de courant.

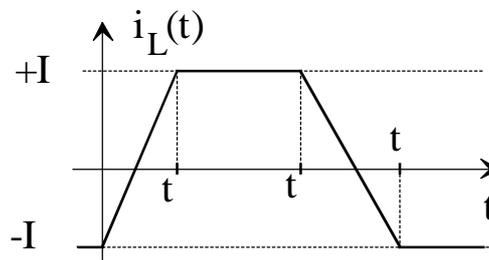


Fig.2. Echelon de courant (dessins\so_lc.drw).

2 Nature de la source "condensateur" (1,5 points)

Le condensateur peut être considéré comme une source de tension. On étudie son comportement dans le circuit de la figure 3.

L'équation du condensateur est donnée par :

$$i_C(t) = +C \cdot \frac{dv_C(t)}{dt}$$

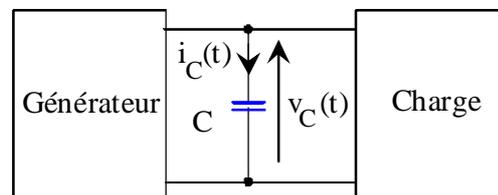


Fig. 3. Etude du condensateur (dessins\so_lc.drw).

2.1 Propriété en régime permanent

- Rappeler la définition du régime permanent liant $\forall t$ et $\forall T$ la période $v_C(t+T)$ et $v_C(t)$.
- Démontrer que $\langle i_C \rangle = 0$, en régime permanent.

3 Etude d'une alimentation $\pm 15V$ à partir d'une batterie de 24V (2,5 points)

On désire réaliser une alimentation à découpage $+15V / +1A$ et $-15V / -0,5A$ à partir d'une batterie de 24V. La tension V_e de la batterie peut varier : on fera donc les calculs pour $V_{e_{\min}} = +20V$, $V_{e_{\text{nom}}} = +24V$ et $V_{e_{\max}} = +28V$. Le rendement de l'alimentation vaut $\eta = 85\%$.

- Calculer la puissance utile de l'alimentation $P_u = P_{+15V} + P_{-15V}$.
- Calculer la valeur de la puissance absorbée P_e , prélevée sur la batterie de 24V.
- Pour les trois valeurs de la tension V_e , calculer les courants d'entrée I_e .
- Calculer les pertes totales dans cette alimentation.

4 Alimentation continue $+15V$ à découpage (4,5 points)

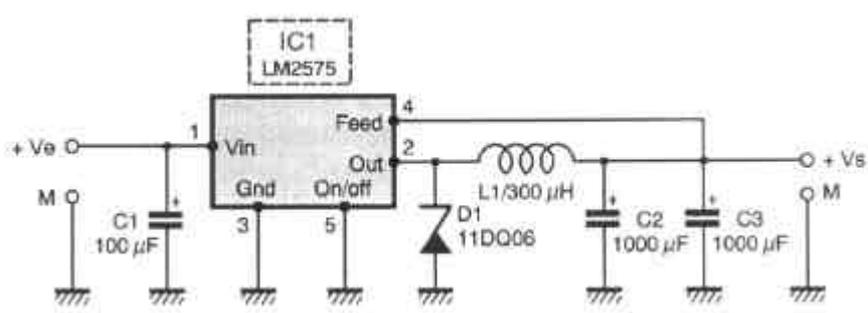


Fig. 4. Le hacheur série de type BUCK LM2575 (images\lm2575-sch1.jpg)

(L'image est issue du dossier « Remplacer vos régulateurs trois pattes », Elektor N° 269, pp. 34-36).

On donne : $L_1 = 300 \mu H$, $C_s = C_2 // C_3 = 2 \times 1000 \mu F$, $I_s = +1A$, $V_s = +15V$, $V_e = [+20V ; +24V ; +28V]$.

- Calculer les trois valeurs du rapport cyclique α
- Pour $V_e = +24V$, tracer l'allure du courant dans L_1 .
- Calculer la fréquence de découpage pour avoir $\Delta I_{L_1} / I_s \leq 40\%$, quelle que soit V_e .
- Pour $F = 52 \text{ kHz}$, calculer l'ondulation de tension ΔV_s .
- Donner les contraintes en tension et en courant de la diode Schottky D_1 .
- Donner le facteur de dimensionnement F_d de la diode Schottky D_1 et calculer sa valeur.

5 Etude du hacheur BUCK-BOOST $-15V / -0,5A$ (14,5 points)

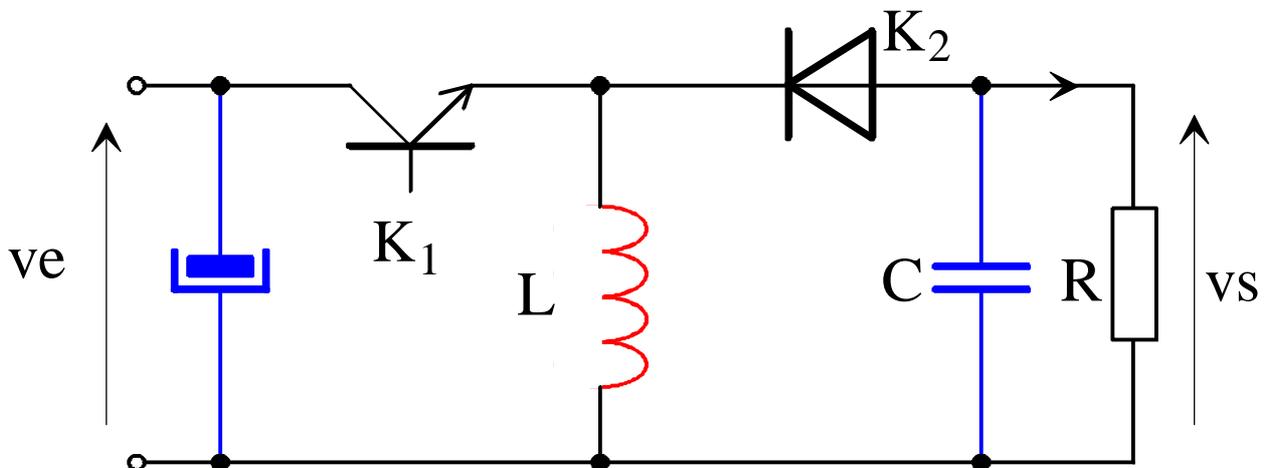


Fig. 5. Hacheur inverseur à stockage inductif de type BUCK-BOOST (dessins\buckboo3.drw).

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

5.1 Principe de fonctionnement (4,5 points)

Hypothèses :

- le hacheur fonctionne en régime permanent ;
- la tension d'entrée est constante : $v_e = V_e = +24V = Cste$;
- la tension de sortie est constante : $v_s = V_s = -15V = Cste$;
- le transistor K_1 est parfait : il se comporte comme un interrupteur idéal ;
- la diode K_2 est parfaite : elle a un comportement complémentaire au transistor.

- a) Simplifier le schéma en tenant compte des hypothèses (compléter le document réponse).
- b) Sur le document réponse, préciser l'orientation des courants et des tensions du transistor, de la diode et de l'inductance.
- c) Expliquer qualitativement le fonctionnement du montage (charge de l'inductance...).
- d) Ecrire les lois des mailles du circuit et la loi des nœuds.
- e) Représenter le circuit pour T ON et T OFF.
- f) Faire le bilan des grandeurs électriques : $(v_E ; i_E)$, $(v_T ; i_T)$, $(v_L ; i_L)$, $(v_D ; i_D)$ et $(v_S ; i_S)$.

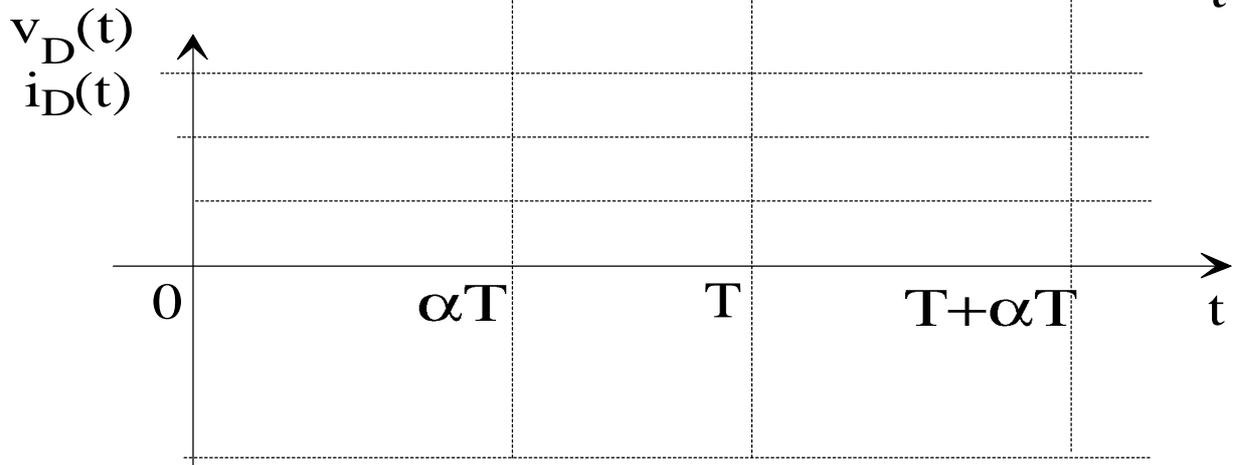
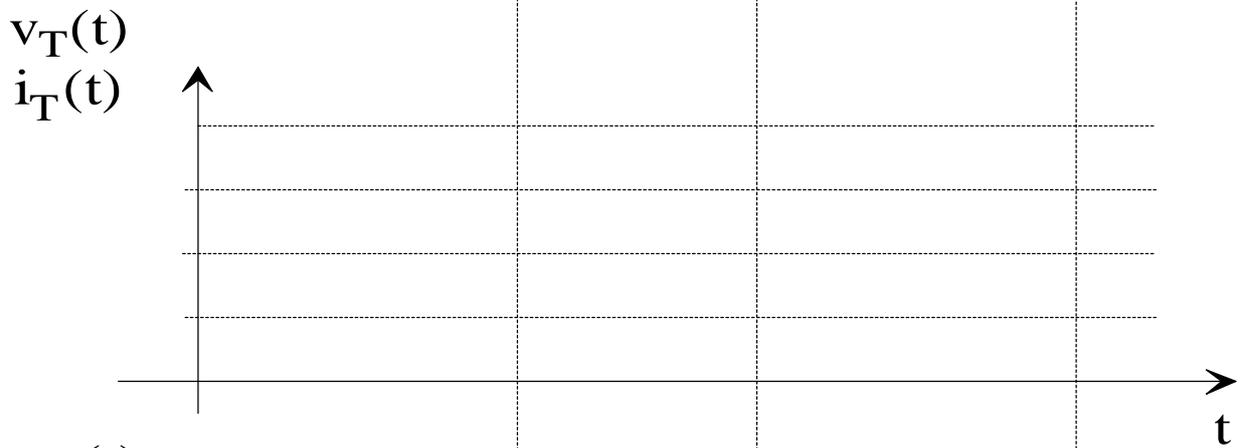
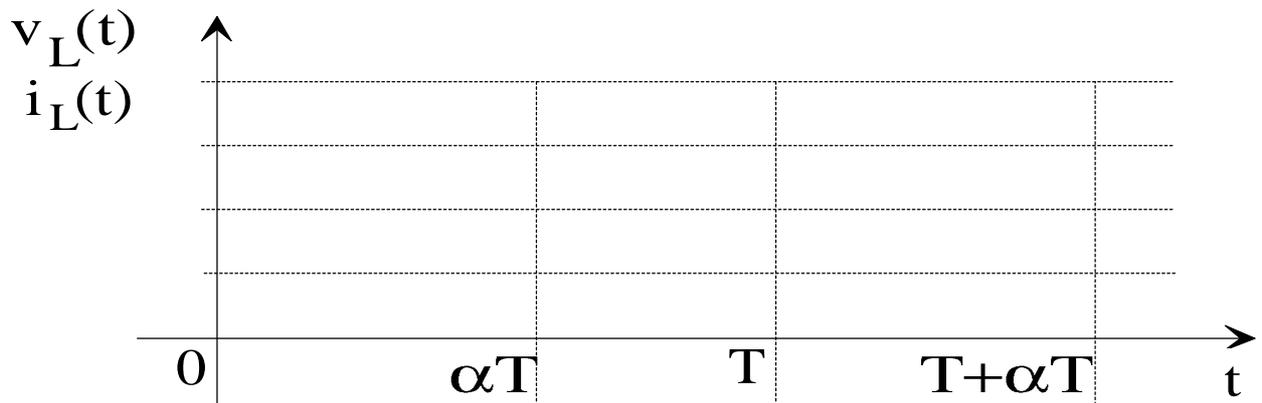
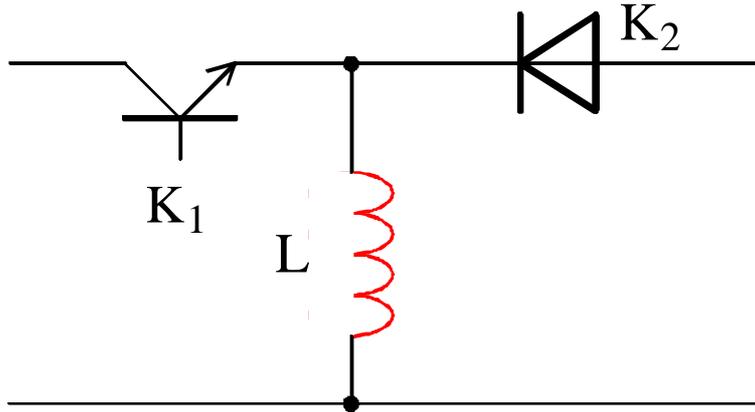
5.2 Calculs des grandeurs électriques (7 points)

- 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 sur le document réponse : $v_L(t)$, $i_L(t)$, $v_T(t)$, $i_T(t)$, $v_D(t)$ et $i_D(t)$.
- c) Calculer d'après le graphique $\langle v_L \rangle = \frac{1}{T} \int_0^T v_L(t) \cdot dt$.
- d) En déduire l'expression de V_s en fonction de α et de V_e , en régime permanent.
- e) Tracer la variation de V_s en fonction de α .
- f) Calculer ΔI_L , l'ondulation du courant dans l'inductance L, en fonction de α , L, $F=1/T$ et V_e .
- g) Comparer avec l'ondulation du courant dans le hacheur série de type BUCK.

5.3 Application numérique (3 points)

Le cahier des charges est le suivant : $V_e = [+20V ; +24V ; +28V]$, $V_s = -15V$, $I_s = -500$ mA. La fréquence de découpage est fixée à $F = 52$ kHz. On rappelle la relation du hacheur BUCK-BOOST : $V_s = -V_e \frac{\alpha}{1-\alpha}$.

- a) Calculer la valeur du rapport cyclique pour V_e minimale, nominale et maximale.
- b) Calculer la valeur de l'inductance pour avoir $\Delta I_L / I_s \leq 60\%$.
- c) Calculer la valeur du condensateur pour avoir $\Delta V_s \leq 10$ mV.
- d) Donner la tension et le courant maximal du transistor.



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, $T_A = 75^\circ C$) | 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 | | | | | | | $^\circ C$ |

ELECTRICAL CHARACTERISTICS*

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