



---

UNIVERSITÉ FRANCOIS-RABELAIS de TOURS

---

Institut Universitaire de Technologie

Département GENIE ELECTRIQUE ET INFORMATIQUE INDUSTRIELLE

Thierry LEQUEU

TD MC-ET2

IUT GEII - 2<sup>ème</sup> année - Année 2006 / 2007





## Travaux dirigés MC-ET2

### IUT GEII de Tours - 2<sup>ième</sup> année

#### Sommaire :

TD 1 - Intérêt de la commutation .....	4
TD 2 - Utilisations des sources en EDP .....	6
TD 3 - Le hacheur série de type BUCK (abaisseur) .....	10
TD 4 - Commande à rapport cyclique variable.....	12
TD 5 - Hacheur série en conduction discontinue.....	16
TD 6 - Le hacheur élévateur de type BOOST .....	18
TD 7 - Le hacheur inverseur de type BUCK–BOOST .....	20
TD 8 - Harmoniques de tension du hacheur série.....	22
TD 9 - Hacheur réversible en tension .....	24
TD 10 - Hacheur réversible en courant.....	26
TD 11 - Hacheur 4 quadrants.....	30
TD 12 - Alimentation à découpage de type FLYBACK .....	34
TD 13 - Etude d'une alimentation FLYBACK de 130W Calculs multiples avec EXCEL .....	39
TD 14 - Alimentation à découpage de type FORWARD .....	42
TD 15 - Onduleur avec transformateur à point milieu.....	46
TD 16 - Calcul simplifié d'une inductance .....	48

# TD 1 - Intérêt de la commutation

## 1.1 Exemple de l'alimentation linéaire

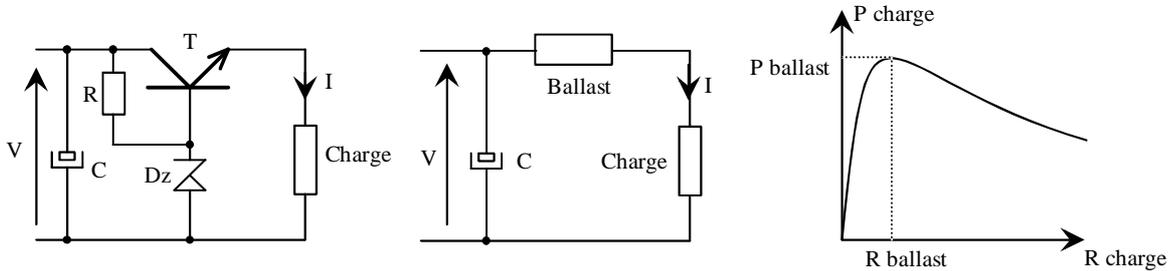


Fig. 1.1. Alimentation linéaire avec transistor ballast (dessins\lineaire.drw).

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  $+12V - 500 mA$ .

- 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 €

## 1.2 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.

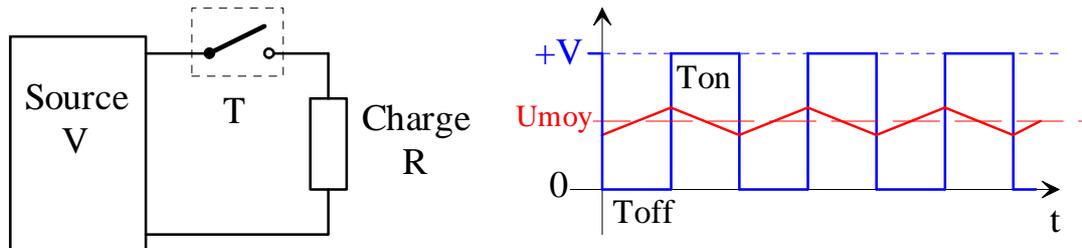


Fig. 1.2. Principe de l'alimentation à découpage (dessins\h\_serie0.drw).

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

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

## TD 2 - Utilisations des sources en EDP

### 2.1 La batterie d'accumulateur de 12V

En supposant la batterie bien chargée ( $E = 14V$ ), on peut se poser la question : source de courant ou source de tension ? Pour cela il faut se placer dans des conditions d'utilisation de cette batterie.

Supposons qu'elle alimente une charge par l'intermédiaire d'un interrupteur T (figure 2.1). Le courant dans la charge est de  $I = 20A$  (antibrouillard de voiture). Les inductances des connexions entre la batterie et la charge sont modélisées par les deux inductances  $\lambda$ .

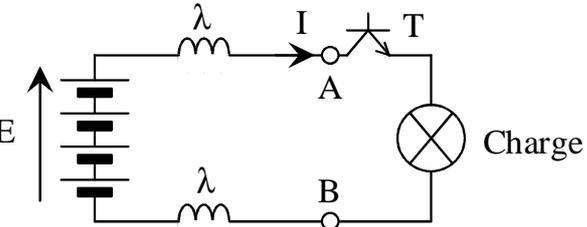


Fig. 2.1. Nature de la source, cas de la batterie (dessins\batterie.drw).

Le temps d'ouverture de l'interrupteur T est de 100 ns (transistor MOSFET). La longueur des câbles est de 2 x 1 mètres. L'inductance linéique d'un câble est d'environ 1  $\mu H/m$ .

a) Calculer la surtension  $\Delta U_{AB}$ , à l'ouverture de T. Conclure à la nature de la source vue de AB, dans cette application.

On raccourcit les câble de liaison à 2 x 50 cm et on utilise un interrupteur plus lent (20  $\mu s$ , cas du transistor bipolaire).

b) Recalculer alors la surtension  $\Delta U_{AB}$ . Dans ces conditions, conclure sur la nature de la batterie.

c) Donner une solution pour ne pas avoir de surtension entre A et B.

### 2.2 Connexion de deux sources de tension

La scène se passe en plein hiver. La voiture N°2 est en panne de batterie. Un aimable conducteur (N°1) s'arrête pour le dépanner. Si l'on regarde en détail les caractéristiques des batteries de chaque voiture, on obtient :

- La batterie N°1 est bien chargée : sa f.e.m. interne est de 15V et la résistance série est faible, la batterie est capable d'alimenter un démarreur à 500A sous 10V.
- La batterie N°2 est très déchargée : sa f.e.m. interne est de 10V et sa résistance série est de 25 m $\Omega$ .

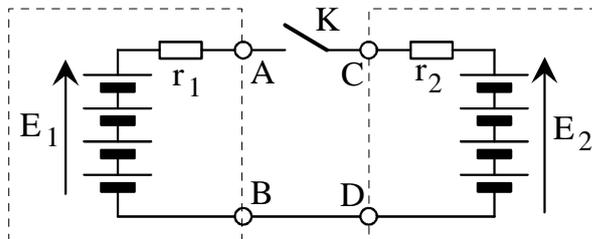


Fig. 2.2. Recharge rapide de la batterie (dessins\batterie.drw).

- a) Calculer le courant de court-circuit des deux générateurs.
- b) Calculer la plage de courant admissible pour que la chute de tension reste inférieure à 5% de la tension nominale.
- c) Quelle est la nature des deux sources, prises séparément ?
- d) Calculer le courant de circulation, lorsque le conducteur N° 1 branche le câble (interrupteur K). Conclure quant à l'utilisation des sources de tension.

### 2.3 Cas du redresseur à filtrage capacitif

Il existe un cas particulier d'association de deux sources de tension qui permet de résoudre le problème précédent : le redresseur à filtrage capacitif. En première approximation, on peut considérer que la source alternative est parfaite (source de tension bidirectionnelle)  $V_{\text{eff}} = 230\text{V} - 50\text{Hz}$ . La charge est symbolisée par une source de courant constant  $I = 5\text{A}$  (figure 2.3). Le condensateur  $C$  est parfait.

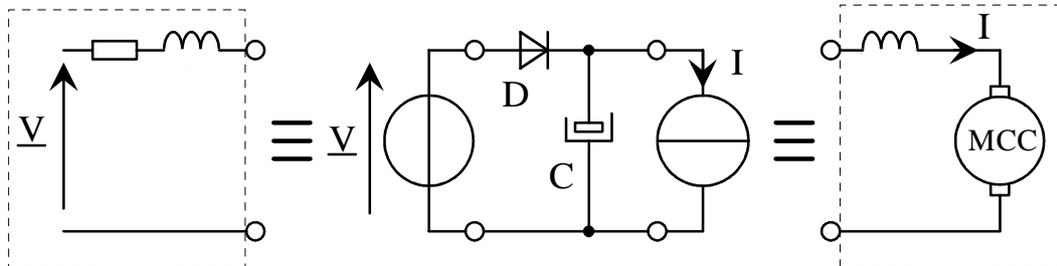


Fig. 2.3. Redresseur mono-alternance pour MCC (dessins\tension0.drw)

- Calculer la valeur du condensateur pour avoir une ondulation  $\Delta V_C$  inférieure à 10% de la valeur crête de  $v(t)$ . On fera l'hypothèse classique que le condensateur n'est pas rechargé pendant la durée  $t_1 \approx$  période.
- La diode  $D$  joue le rôle d'interrupteur (non commandé). Indiquer la condition pour qu'elle conduise. Calculer l'instant de mise en conduction de la diode.
- Calculer le courant dans la diode, lorsqu'elle conduit.

### 2.4 Connexion de deux sources de courant

L'équivalent de l'exercice 2.2 pour des sources de courant se rencontre dans des convertisseurs en électronique de puissance, lors des différentes phases de fonctionnement.

Soit le montage de la figure 2.4. Le générateur d'alimentation est une source de tension  $E = 220\text{V}$ , transformée en source de courant grâce à l'inductance  $L_1 = 220\text{mH}$ . La charge est un moteur à courant continu associé à une inductance de lissage  $L_2$ . On suppose que le courant dans le moteur est constant  $I_2 = 10\text{A}$ .

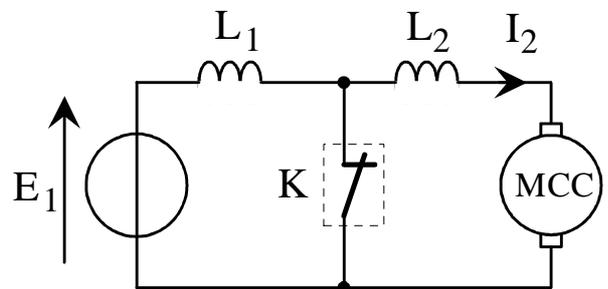


Fig. 2.4. Sources de courant équivalentes (dessins\courant0.drw).

- On suppose que le courant est initialement nul dans l'inductance  $L_1$ . Calculer le courant  $I_1$  au bout de  $1\text{ms}$ , sachant que l'interrupteur  $K$  est fermé. Calculer le courant  $I_K$  dans l'interrupteur  $K$ .
- A  $t = 1\text{ms}$ , on ouvre l'interrupteur  $K$  : il devient équivalent à une forte résistance  $R_{K\text{off}} = 100\text{K}\Omega$ . Calculer alors la tension  $V_K$  aux bornes de l'interrupteur. Conclure quant à cette association de source.
- A quel instant  $t_2$  peut-on ouvrir  $K$  sans risque ?

## 2.5 Nature de la source "inductance"

L'impédance instantanée de l'inductance vaut :

$$Z_{\infty} = \lim_{p \rightarrow \infty} Z(p) = \lim_{\omega \rightarrow \infty} |jL\omega| = +\infty .$$

L'inductance peut être considérée comme une source de courant. On étudie le comportement de cette inductance placée dans un circuit (figure 2.5). L'équation de l'inductance est donnée par :

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

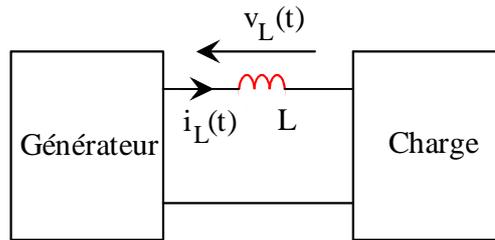


Fig. 2.5. Etude de l'inductance (dessins\so\_lc.drw).

### 2.5.1 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).

### 2.5.2 Variation du courant $i_L(t)$

L'inductance est le siège du courant  $i_L(t)$  donné par la figure 2.6.

- 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.

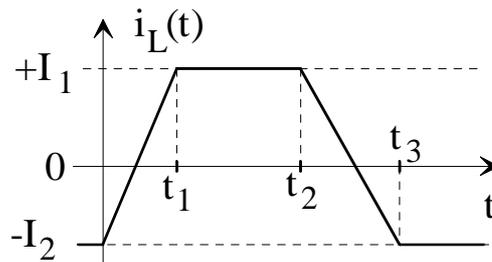


Fig. 2.6. Echelon de courant (dessins\so\_lc.drw).

### 2.5.3 Propriété en régime permanent

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

## 2.6 Nature de la source "condensateur"

L'impédance instantanée du condensateur vaut :

$$Z_{\infty} = \lim_{p \rightarrow \infty} Z_C(p) = \lim_{\omega \rightarrow \infty} \left| \frac{1}{jC\omega} \right| = 0.$$

Le condensateur peut être considéré comme une source de tension. On étudie son comportement dans le circuit de la figure 2.7. L'équation du condensateur est donnée par :

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

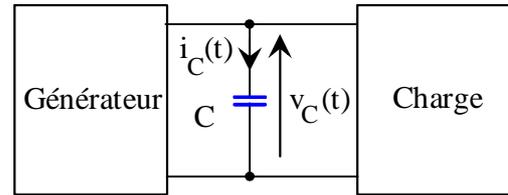


Fig. 2.7. Etude du condensateur (dessins\so\_lc.drw).

### 2.6.1 Variation du courant $i_C(t)$

La charge demande un courant tel que  $i_C(t)$  vaut  $+I_1$  de 0 à  $t_1$  et  $-I_2$  de  $t_1$  à  $t_2$ .

- Donner l'allure de la tension aux bornes du condensateur.
- Donner une condition sur la valeur de  $C$  et/ou sur les valeurs de  $t_1$  et  $t_2$  pour avoir une bonne source de tension ( $\Delta v_C < 5\%$  de  $V_{Cmoy}$  par exemple).

### 2.6.2 Variation de la tension $v_C(t)$

Le condensateur est le siège d'une brusque variation de tension  $v_C(t)$  donné par la figure 2.8.

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

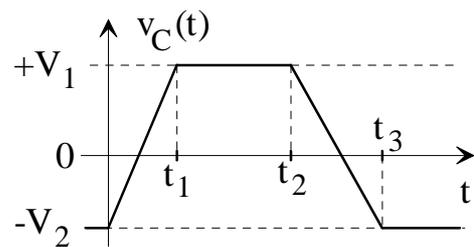


Fig. 2.8. Echelon de tension (dessins\so\_lc.drw).

### 2.6.3 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.

## TD 3 - Le hacheur série de type BUCK (abaisseur)

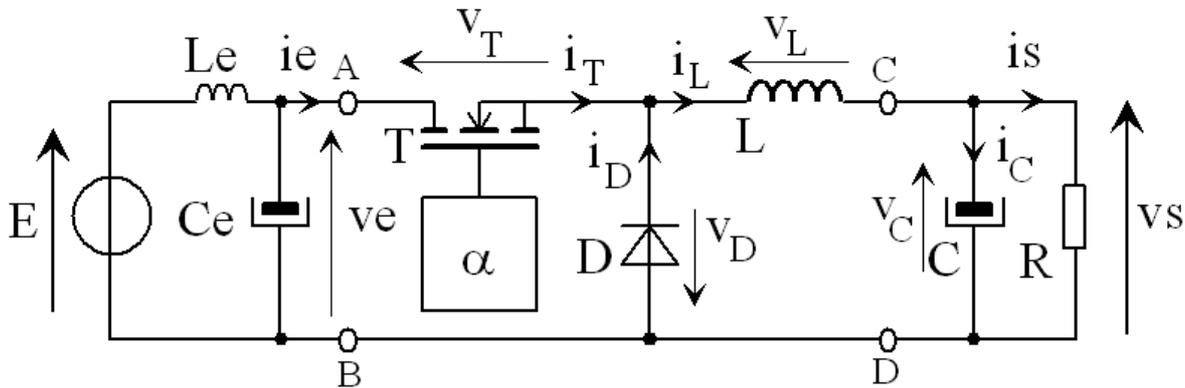


Fig. 3.1. Structure générale du hacheur série (dessins\buck1.drw).

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

### 3.1 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 3.1, 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 :  
 $v_L(t) \ \& \ i_L(t)$        $v_T(t) \ \& \ i_T(t)$        $v_D(t) \ \& \ i_D(t)$ .

### 3.2 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  $\alpha$  et E.

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

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

### 3.4 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  $\alpha$ , 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  $V_S = Cste$ ).

### 3.5 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  $\Delta Q$ .

### 3.6 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  $\alpha_{nom}$ .
- Calculer la valeur de  $\Delta I_{Lmax}$  et de  $\Delta I_{Lnom}$ .
- Calculer la valeur de  $\Delta V_{Smax}$  et de  $\Delta V_{Snom}$ .
- Calculer le courant moyen d'entrée.
- Calculer les contraintes en courant et en tension pour le transistor et la diode.

## TD 4 - Commande à rapport cyclique variable

La structure générale de la commande d'un hacheur à un seul transistor est donnée au paragraphe 4.5.

### 4.1 Etude du générateur de courant constant

Le transistor Q1 fonctionne en régime linéaire. Son gain est suffisamment grand pour pouvoir négliger  $i_B$ .

On donne :  $R_2 = 27 \text{ k}\Omega$  ;  $R_3 = 4,7 \text{ k}\Omega$  ;  $P_2 = 10 \text{ k}\Omega$  ;

$R_4 = 1 \text{ k}\Omega$  et  $V_{CC} = 15 \text{ V}$ .

Q1 : 2N2907 -  $V_{BE} = -0,7 \text{ V}$ .

D3 : 1N4148 -  $V_D = 0,7 \text{ V}$ .

- Calculer  $V_B$ , puis  $V$ . En déduire l'expression de  $I = I_C \approx I_E$  en fonction des éléments du circuit.
- Calculer la plage de variation de  $I$  en fonction de  $P_2$ .
- Vérifier que  $i_B$  est bien négligeable en prenant  $\beta = 150$ .
- A quel condition Q1 reste en régime linéaire ?

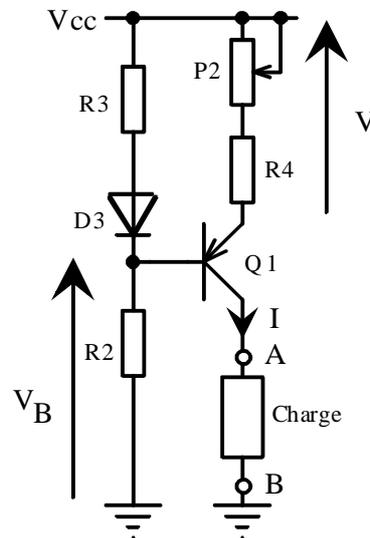


Fig. 4.1. Générateur de courant  
(dessins\gene\_i.drw)

### 4.2 Générateur de rampe

Le générateur de courant constant est utilisé pour charger un condensateur (charge R1 - C3).

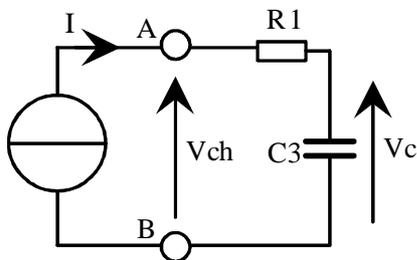


Fig. 4.2. Générateur de rampe  
(dessins\gene\_r.drw).

- Donner l'expression de  $V_c$ .
- Donner la tension limite  $V_{Cmax}$  permettant un fonctionnement linéaire du transistor Q1.

Le condensateur est déchargé en court-circuitant les points A et B.

- Calculer la constante de temps de décharge.

On donne  $R_1 = 22 \Omega$  et  $C_3 = 10 \text{ nF}$ .

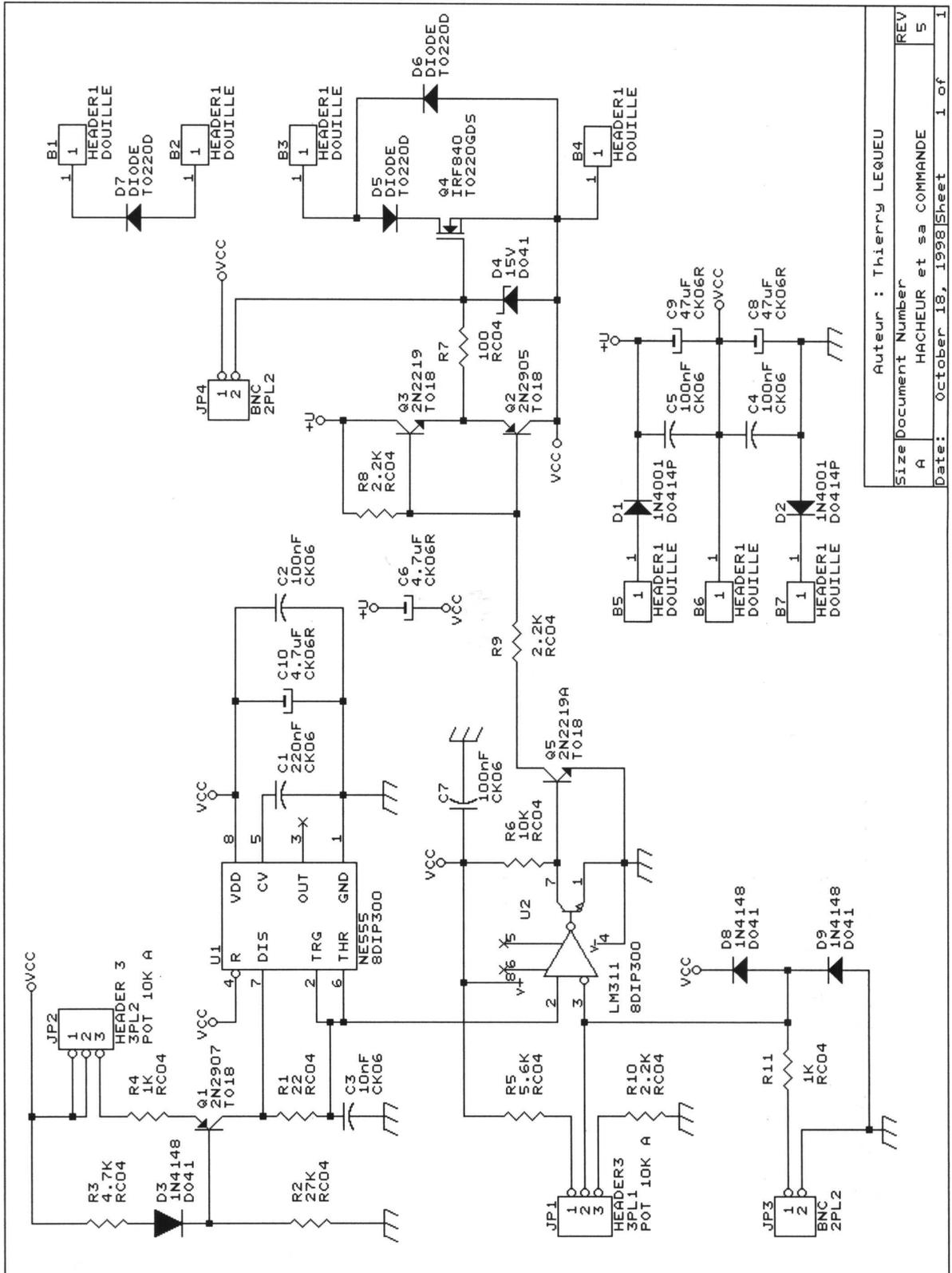
### 4.3 Comparateur haut et bas

- A l'aide de la documentation du circuit astable / monostable NE 555, déterminer les tensions de seuils (haut et bas), sachant que le circuit est alimenté sous une tension de 15 V.
- Tracer les chronogrammes de fonctionnement du NE 555.
- Calculer la plage de variation du temps de montée  $t_M$ . En déduire la plage de fréquence.

### 4.4 Comparateur de consigne

- Pour une tension de consigne de 6V, tracer la tension de sortie du comparateur LM 311.
- Déduire la plage de variation de la tension de commande du rapport cyclique.
- Indiquer quand la tension de grille du transistor MOSFET de puissance est positive.

### 4.5 Schéma de la commande à rapport cyclique variable



Auteur : Thierry LEQUEU	
Size	Document Number
A	HACHEUR et sa COMMANDE
Date: October 18, 1998	Sheet 1 of 1
REV	5

Fig. 4.3. Commande de transistor MOSFET (images\hacheur2.jpg).

### 4.6 Documentation du NE555



NE555/NE556

d'après



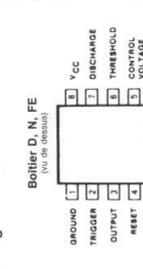
NE555/NE556

**DESCRIPTION :**  
Les circuits intégrés NE555 et NE556 sont des monostables de longue durée qui permettent la réalisation de temporisation allant de quelques microsecondes à quelques heures. Leurs performances et leurs facilités d'emploi leur ont ouvert des domaines jusqu'alors réservés à l'électromécanique. Le NE556 est constitué de deux NE555 dans le même boîtier.

**Valeurs limites**

Tension d'alimentation	+18 V
SE555, SE556C	+18 V
SE555C	+15 V
Puissance dissipée	600 mW
Plage de température de fonctionnement	0 à +70 °C
NE555, SE555C	+5 à +125 °C
SE555C	-65 à +150 °C
Plage de température de stockage	-65 à +150 °C
Température d'une broche (soudage, 60 sec.)	300 °C

**Brochage**



Boîtier D, N, FE  
(ou de l'équivalent)

ORDER NUMBERS  
SE/NE555N, FE NE555D  
SE/NE556N, CFE NE556D

**Caractéristiques électriques en courant continu**  
T<sub>A</sub> = 25 °C, V<sub>CC</sub> = +5 V à +15 V (sauf mentions particulières)

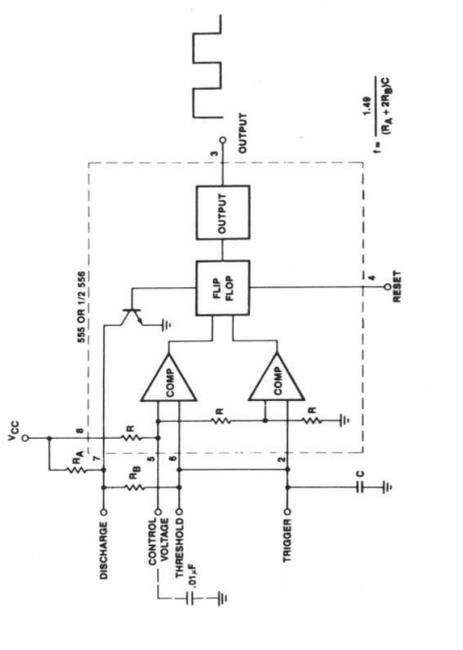
Paramètres	SE555		NE555/SE556C		Unités		
	Min.	Max.	Min.	Max.			
Tension d'alimentation	4,5	18	4,5	16	V		
Courant d'alimentation (à l'état bas) <sup>1</sup>	3	5	3	6	mA		
Courant d'alimentation (à l'état haut) <sup>1</sup>	10	12	10	15	mA		
Erreur de temps	0,5	2,0	1,0	3,0	%		
Précision initiale <sup>2</sup>	30	100	50	150	ppm/°C		
Dérive en fonction de la température	0,05	0,2	0,1	0,5	%/V		
Dérive en fonction de la tension d'alimentation							
Erreur de temps	4	6	5	13	%		
Précision initiale <sup>2</sup>	0,15	0,6	0,3	1	500 ppm/°C		
Dérive en fonction de la température					%/V		
Dérive en fonction de la tension d'alimentation							
Niveau de la tension de contrôle	9,6	10,0	9,0	10,0	11,0	V	
V <sub>CC</sub> = 15 V	2,9	3,33	3,8	2,6	3,33	4,0	V
V <sub>CC</sub> = 5 V	9,4	10,0	10,6	8,8	10,0	11,2	V
V <sub>CC</sub> = 15 V	2,7	3,33	4,0	2,4	3,33	4,2	V
V <sub>CC</sub> = 5 V							
Tension de seuil	0,1	0,25	0,1	0,25	μA		
Courant de seuil <sup>3</sup>	4,8	5,0	5,2	4,5	5,0	5,6	V
Tension du trigger	1,45	1,67	1,9	1,1	1,67	2,2	V
V <sub>CC</sub> = 5 V							
V <sub>TRIG</sub> = 0 V	0,5	0,9	0,5	2,0	μA		
Courant du trigger	0,3	1,0	0,3	1,0	1,0	V	
Tension de remise à zéro <sup>4</sup>	0,1	0,4	0,1	0,4	mA		
Courant de remise à zéro	0,4	1,0	0,4	1,5	mA		
Tension de sortie (à l'état bas)	0,1	0,15	0,1	0,25	V		
V <sub>CC</sub> = 15 V							
I <sub>SNK</sub> = 10 mA	0,4	0,5	0,4	0,75	V		
I <sub>SNK</sub> = 50 mA	2,0	2,2	2,0	2,5	V		
I <sub>SNK</sub> = 100 mA	2,5		2,5		V		
I <sub>SNK</sub> = 200 mA					V		
V <sub>CC</sub> = 5 V							
I <sub>SNK</sub> = 5 mA	0,1	0,25	0,3	0,4	V		
I <sub>SNK</sub> = 6 mA	0,05	0,2	0,25	0,35	V		
I <sub>SNK</sub> = 5 mA							
Tension de sortie (à l'état haut)	12,5	13,3	12,75	13,3	V		
V <sub>CC</sub> = 15 V							
I <sub>SOURCE</sub> = 200 mA	3,0	3,3	2,75	3,3	V		
I <sub>SOURCE</sub> = 100 mA							
V <sub>CC</sub> = 5 V							
I <sub>SOURCE</sub> = 100 mA							
V <sub>RESET</sub> = V <sub>CC</sub>							
Temps de commutation <sup>5</sup>	0,5	2,0	0,5	2,0	μs		
Temps de montée de la sortie	100	200	100	300	ns		
Temps de descente de la sortie	100	200	100	300	ns		
Courant de fuite du circuit de décharge	20	100	20	100	nA		

**NOTES**

1. Courant d'alimentation quand la sortie délivre moins d'1 mA à l'état haut. 2. Testé à V<sub>CC</sub> = +5 V et V<sub>CC</sub> = +15 V. 3. Ce courant détermine la valeur maximum de R<sub>A</sub> + R<sub>B</sub> pour une alimentation de +15 V. Le maximum est de 10 MΩ et de 3,4 MΩ pour une alimentation de 5 V. 4. Spécifié avec l'entrée Trigger à l'état haut. 5. Temps mesuré depuis le début d'une impulsion positive d'entrée de 0 à 0,6 × V<sub>CC</sub> jusqu'à la descente à l'état bas de la sortie.

**Applications**

**Montage en astable**



**Montage en monostable**

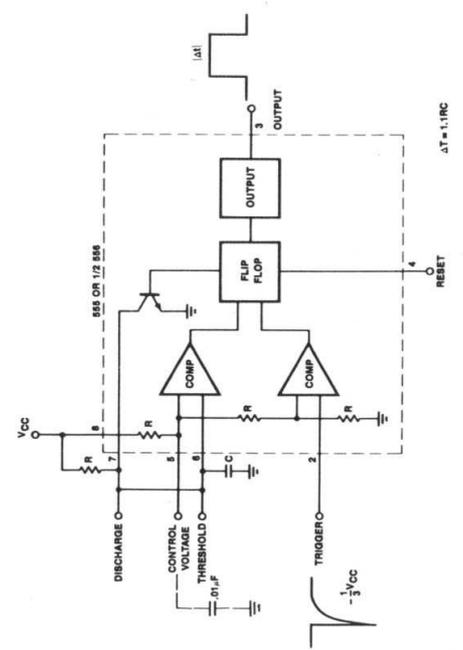


Fig. 4.4. Documentation du NE555 (images\ne55a2 & b2.jpg).

### 4.7 Documentation du LM311

**LM111/LM211**

*d'après* National Semiconductor

**DESCRIPTION :**  
Les LM111 et LM211 sont des comparateurs de tension qui ont des courants d'entrée mille fois plus faibles que les LM706 ou LM710. Ils peuvent fonctionner dans une grande plage de tension : de ± 15 V à 0, + 5 V utilisé en logique TTL. Les LM111 ont le même brochage que les LM106 et LM170.

**Valeurs limitées**

Tension d'alimentation totale	36 V
Tension entre la sortie et le moins	50 V
Tension entre la masse et le moins	30 V
Tension différentielle d'entrée	± 30 V
Tension d'entrée	± 15 V
Puissance dissipée	500 mW
Durée d'un court-circuit sur la sortie	10 s

LM111  
Plage de température de fonctionnement  
-55 °C à +125 °C

LM211  
Plage de température de stockage  
-25 °C à +150 °C

Température de jonction (soudage, 10 s)  
-65 °C à 300 °C

Tension sur la broche Strobe  
V<sup>+</sup> - 5 V

**Boîtier métallique**  
(voir de dessus)

Broche 4 reliée au boîtier

Broche 6 reliée au fond du boîtier

**Applications**

**Détecteur pour tête magnétique**

**Générateur de signaux carrés de précision**

**Transmission digitale isolée**

**Réglage de la tension de décalage**

**Détecteur de crête négative**

**Détecteur de crête positive**

**Interrupteur de puissance**

**LM111/LM211**

*d'après* National Semiconductor

**Caractéristiques électriques**

Paramètres	Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unités	
Tension de décalage d'entrée	T <sub>A</sub> = 25 °C, R <sub>S</sub> ≤ 50 k		0,7	3,0	mV	
Courant de décalage d'entrée	T <sub>A</sub> = 25 °C		4,0	10	nA	
Courant de polarisation d'entrée	T <sub>A</sub> = 25 °C		60	100	nA	
Gain en tension	T <sub>A</sub> = 25 °C	40	200		V/mV	
Temps de réponse	T <sub>A</sub> = 25 °C		200		ns	
Tension de saturation	V <sub>IN</sub> ≤ -5 mV, I <sub>OUT</sub> = 50 mA		0,75	1,5	V	
Courant entrant sur Strobe	T <sub>A</sub> = 25 °C		3,0		mA	
Courant de fuite de sortie	V <sub>IN</sub> ≤ 5 mV, V <sub>OUT</sub> = 35 V		0,2	10	nA	
Tension de décalage d'entrée	T <sub>A</sub> = 25 °C, I <sub>STROBE</sub> = 3 mA			4,0	mV	
Courant de polarisation d'entrée				20	nA	
Plage de la tension d'entrée	V <sup>+</sup> = 15 V, V <sup>-</sup> = -15 V, broche 7 Pull-Up May Go To 5 V	-14,5	13,8	-14,7	13,0	V
Tension de saturation	V <sup>-</sup> ≥ 4,5 V, V <sup>+</sup> = 0		0,23	0,4	V	
Courant de fuite de sortie	V <sub>IN</sub> ≤ -6 mV, I <sub>STROBE</sub> = 8 mA		0,1	0,5	µA	
Tension d'alimentation positive	V <sub>IN</sub> ≥ 5 mV, V <sub>OUT</sub> = 35 V		5,1	6,0	mA	
Tension d'alimentation négative	T <sub>A</sub> = 25 °C		4,1	5,0	mA	

Fig. 4.5. Documentation du LM311 (images\lm311a2 & b2.jpg).

## TD 5 - Hacheur série en conduction discontinue

Un moteur électrique à courant continu de caractéristiques  $V_M = 60V$  et  $I_M = 18A$  est alimenté par le hacheur série donné à la figure 5.1. Le schéma équivalent du moteur est du type (R,L,E).

Les caractéristiques de la machine sont les suivantes :

- vitesse nominale :  $N = 1500$  tr/min,
- résistance d'induit :  $R = 0,2 \Omega$ ,
- inductance d'induit :  $L = 560 \mu H$ ,

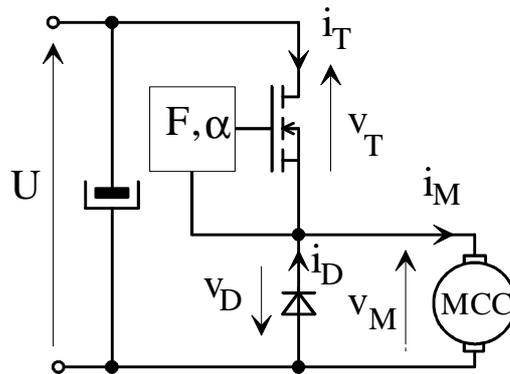


Fig. 5.1. Montage hacheur série (h\_serie.drw).

La tension d'alimentation  $U$  est délivrée par 6 accumulateurs de 12V en série.

On rappelle la relation du hacheur série :  $\langle v_M \rangle = V_M = \alpha \cdot U$  avec  $\alpha$  le rapport cyclique. Le transistor est parfait. La diode a un comportement complémentaire au transistor. Le transistor T est fermé (ON) pour  $t \in [0 ; \alpha T]$  et ouvert (OFF) pour  $t \in [\alpha T ; T]$ .

### 5.1 Etude au point de fonctionnement nominal (2 points)

La fréquence de découpage est fixe et vaut  $F = 25$  kHz.

- a) Calculer le rapport cyclique pour le fonctionnement nominal ainsi que la fem du moteur.
- b) Calculer la constante de temps électrique du moteur. La comparer avec la période de découpage du hacheur.
- c) On désire une ondulation du courant moteur inférieur à 2% du courant nominal pour le fonctionnement nominal. Calculer la valeur de l'inductance nécessaire.
- d) Pour quelle valeur du rapport cyclique l'ondulation est elle maximale ? Calculer cette valeur de l'ondulation  $\Delta I_{Lmax}$  (on prendra  $L = 560 \mu H$ ).

### 5.2 Etude en régime de conduction discontinue (8 points)

Les pertes mécaniques sont constantes et égales aux pertes en régime nominal.

- a) Calculer la somme des pertes sachant que la puissance utile est de 1 kW. En déduire les pertes mécaniques.

Le moteur fonctionne à vide :

- b) Calculer le courant d'induit à vide  $I_{M0}$  sachant que  $V_M = 60V$  (on négligera les pertes joules).
- c) Calculer la valeur de la fem  $E$ .
- d) Représenter le circuit pour T ON et T OFF. Faire le bilan des grandeurs électriques : ( $v_T ; i_T$ ), ( $v_D ; i_D$ ) et ( $v_L ; i_L$ ). On négligera  $R$ .
- e) Etablir les équations de fonctionnement et donner les expressions de  $i_L(t)$  pour  $t \in [0 ; \alpha T]$  et pour  $t \in [\alpha T ; \beta T]$  avec  $\beta T < T$  l'instant d'annulation du courant (on remarquera que  $v_D = E$  lorsque le courant s'annule dans le moteur). On posera avec  $\alpha' = \beta - \alpha$ .
- f) En prenant comme référence le signal de commande du transistor T, tracer  $i_L(t) = i_M(t)$ ,  $v_M(t)$ ,  $i_D(t)$ ,  $v_D(t)$  et  $v_L(t)$ . Pour la première période, on prendra  $i_L(0) = 0$ .

- g)** Calculer d'après le graphique  $\langle v_L \rangle = \frac{1}{T} \int_{[T]} v_L(t) \cdot dt$ . En déduire l'expression de  $\alpha'$  en fonction de  $\alpha$ , U, et de E.
- h)** Calculer le courant maximum dans l'inductance  $I_{\max}$  en fonction de L, F, U, et E.
- i)** On sait que  $\langle i_L \rangle = I_{M0}$ . Calculer  $\langle i_L \rangle$  en fonction  $I_{L,\max}$ ,  $\alpha$  et  $\alpha'$ .
- j)** Calculer la valeur de la fem E' vérifiant le point de fonctionnement à vide  $I_{M0}$  et  $\alpha = 0,83$ .

## TD 6 - Le hacheur élévateur de type BOOST

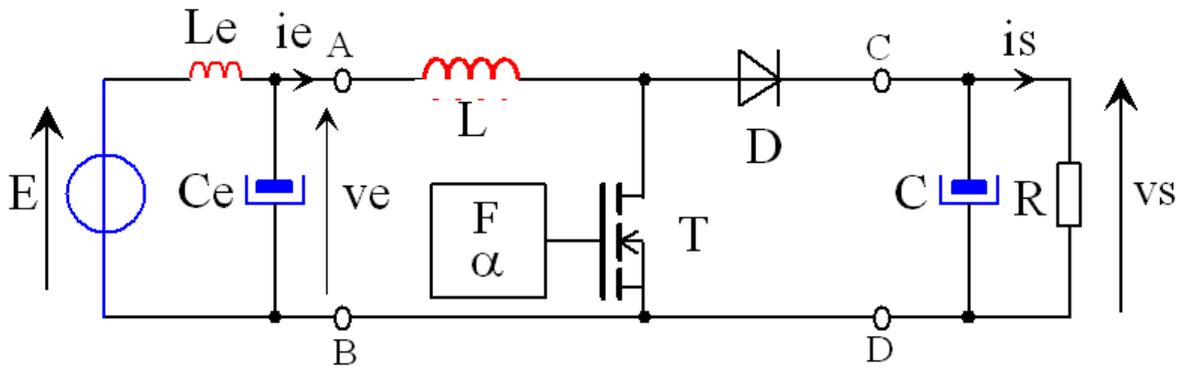


Fig. 6.1. Structure générale du hacheur élévateur (dessins\boost4.drw).

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

### 6.1 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 :  
 $v_L(t)$  &  $i_L(t)$        $v_T(t)$  &  $i_T(t)$        $v_D(t)$  &  $i_D(t)$ .

### 6.2 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  $\alpha$  et de  $E$ , en régime permanent.
- d) Tracer la variation de  $V_s$  en fonction de  $\alpha$ .

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

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

### 6.4 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  $\alpha$  et  $\alpha'$ .
- Calculer la valeur maximale du courant dans l'inductance L en fonction de  $\alpha$ , 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  $\alpha$
- Tracer l'ensemble de la caractéristique  $V_s = f(I_s)$  en utilisant les grandeurs réduites.

### 6.5 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.

### 6.6 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  $Fd = f(\alpha)$  pour  $\frac{V_e}{L F} = 0$  et  $\frac{V_e}{L F} = 5\% I_s$ .
- Pour quel valeur de  $\alpha$ , le facteur de dimensionnement est-il minimum ?

### 6.7 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 §6.1.
- 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 7 - Le hacheur inverseur de type BUCK-BOOST

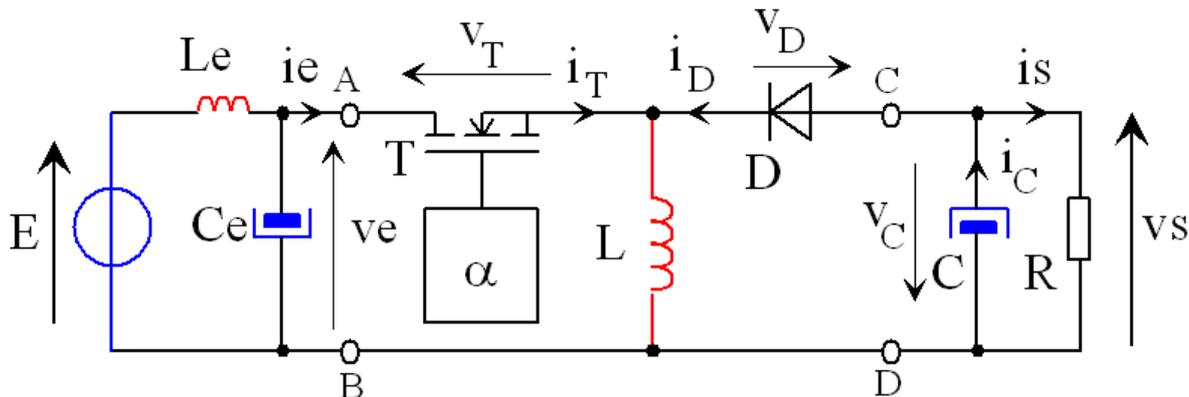


Fig. 7.1. Hacheur inverseur à stockage inductif (dessins\hinver0.drw).

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

### 7.1 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  $(v_s ; i_s)$ .

### 7.2 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  $\alpha$  et de  $E$ .
- d) Tracer la variation de  $V_s$  en fonction de  $\alpha$ .

### 7.3 Ondulation du courant (3 points)

- a) Calculer  $\Delta I_L$ , l'ondulation du courant dans l'inductance L, en fonction de  $\alpha$ , 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.



## TD 8 - Harmoniques de tension du hacheur série

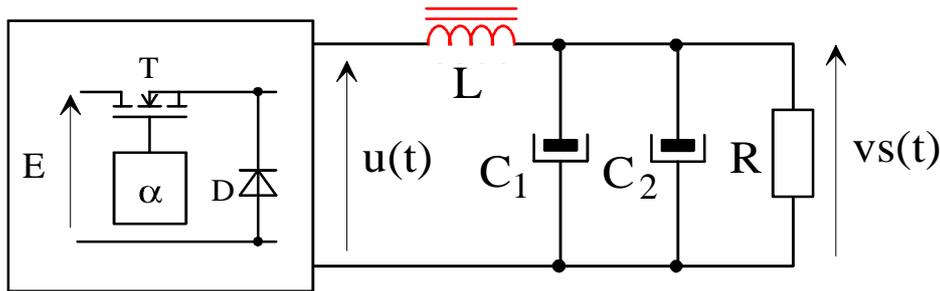


Fig. 8.1. Montage d'étude des harmoniques de  $u(t)$  (dessins\hacheur0.drw).

La tension  $u(t)$  vaut  $+E$  pour  $t \in [0 ; \alpha T]$  et  $u(t)$  vaut  $0$  pour  $t \in [\alpha T ; T]$ .

### 8.1 Calcul des harmoniques de $u(t)$ (6 points)

- Tracer l'évolution de  $u(t)$  sur deux périodes.
- Retrouver l'expression  $u(t) = \alpha \cdot E + \sum_{n=1}^{n=\infty} \frac{2E \cdot \sin(n \pi \alpha)}{n \pi} \cdot \cos(n \omega t - n \phi_0)$ .
- Préciser le changement d'origine des temps pour le calcul des harmoniques et donner l'expression de  $\phi_0$ .

### 8.2 Etude du filtre – Tableau 8.1 §8.4 (7 points)

Le filtre de sortie du hacheur peut être considéré comme un filtre passe bas du deuxième ordre de type (R-L-C) avec  $L = 300 \mu\text{H}$ ,  $C_1 = 1000 \mu\text{F}$  et  $C_2 = 1000 \mu\text{F}$ .

- Donner la fonction de transfert  $H(p) = \frac{V_s(p)}{U(p)}$ . On posera  $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$  et  $z = \frac{1}{2R} \sqrt{\frac{L}{C}}$ .

Le courant dans la résistance de charge varie de  $0,1\text{A}$  à  $5\text{A}$  pour une tension de sortie  $V_s = +5\text{V}$ .

- Calculer la plage de variation de la résistance ainsi que la plage de variation du coefficient d'amortissement  $z$ .
- Pour  $z$  mini et maxi, calculer l'atténuation du filtre pour  $F = F_1 = 10 \text{ Hz}$ ,  $F = 10 F_1$  et  $F = 100 F_1$ .
- Tracer les diagrammes de Bode en amplitude,  $G(\omega) = 20 \cdot \text{LOG}_{10} (|H(j\omega)|)$ .

### 8.3 Ondulation de la tension de sortie – Tableau 8.2 §8.4 (7 points)

- Calculer le rapport cyclique pour une tension d'entrée  $E = +12\text{V}$ .
- La fréquence de découpage vaut  $F = 50 \text{ kHz}$ . Calculer l'amplitude relative des cinq premiers harmoniques de  $u(t)$ .
- Calculer l'atténuation correspondante aux fréquences de ces harmoniques.
- Calculer l'amplitude de l'ondulation résiduelle de la tension de sortie  $v_s(t)$ .
- En considérant que l'ondulation crête à crête de  $v_s(t)$  est due uniquement au premier harmonique, calculer l'ondulation  $\Delta V_{s1}$ .
- La formule approchée de l'ondulation vaut  $\Delta V_s = \frac{E}{8LCF^2} \alpha(1-\alpha)$ . Comparer avec le résultat précédent.

## 8.4 Tableaux réponses

NOM	Prénom :
-----	----------

Tableau 8.1. Etude du filtre.

$I_{\text{charge}}$ , en A	0,1	2,5	5
R (en $\Omega$ )			
$z$			
$ H(j\omega_1) $			
$ H(10j\omega_1) $			
$ H(j\omega_0) $			
$ H(100j\omega_1) $			
$G(j\omega_1)$ en dB			
$G(10j\omega_1)$ en dB			
$G(j\omega_0)$ en dB			
$G(100j\omega_1)$ en dB			

Tableau 8.2. Ondulation de la tension de sortie.

Rang n	1	2	3	4	5
$F_n$ en Hz					
$U_n$ en V					
$ H(j\omega_n) $					
$G(j\omega_n)$ en dB					
$V_{s_n}$ en V					

## TD 9 - Hacheur réversible en tension

On considère le circuit de la figure 9.1, dans lequel E désigne la fém d'une source assimilable à un générateur de Thévenin parfait et où la charge est modélisée par une résistance R en série avec une fém E' et une inductance L.

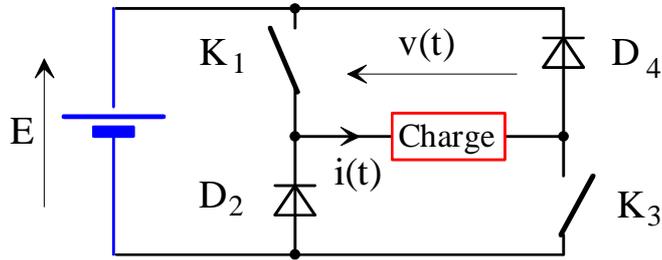


Fig. 9.1. Hacheur réversible en tension (dessins\cv\_inter4.drw).

Les composants notés K<sub>1</sub> et K<sub>3</sub> sont des interrupteurs supposés commandés à l'ouverture et à la fermeture (interrupteur parfait) avec une période T et un rapport cyclique α<sub>1</sub> et α<sub>3</sub>.

Les diodes D<sub>2</sub> et D<sub>4</sub> sont supposées parfaites.

### 9.1 Mode de fonctionnement A

Dans un premier mode de fonctionnement, on suppose que α<sub>1</sub> = α est variable et α<sub>2</sub> = 1, fixé de façon permanente. Le courant dans la charge est noté i(t) et la conduction est continue.

En régime permanent, le courant évolue entre deux limites I et I'. Ainsi, de 0 à αT, K<sub>1</sub> est fermé, et de αT à T, K<sub>1</sub> est ouvert. Dans ces conditions i(0) = I et i(αT) = I'.

- a) Quel est le type de structure ainsi réalisé ? Donner l'expression simplifiée de l'ondulation du courant.
- b) Déterminer, dans le cas général, les expressions de I et de I'. On posera  $I_1 = I + \frac{E'}{R}$  et

$$I_2 = I' + \frac{E'}{R}.$$

- c) Retrouver la relation  $\Delta I = I' - I = \frac{E}{R} \cdot \frac{\left(1 - e^{-\frac{\alpha T}{\tau}}\right)}{\left(1 - e^{-\frac{T}{\tau}}\right)} \cdot \left(1 - e^{-\frac{(1-\alpha)T}{\tau}}\right)$  avec  $\tau = \frac{L}{R}$

On se place dans le cas suivant : E = 200V ; R = 2Ω ; L = 48 mH ; E' = 140V. Le rapport cyclique α est pris égal à 0,75.

- d) Calculer I et I' et ΔI, pour les différents cas de fréquences suivants : F<sub>1</sub> = 100Hz ; F<sub>2</sub> = 2kHz ; F<sub>3</sub> = 20 kHz.
- e) Comparer chaque valeur de ΔI avec la relation classique du a).
- f) Quelle est la valeur moyenne du courant ? Comment évolue-t-elle avec la fréquence ? Comparer, pour les valeurs de fréquences précédentes, la valeur moyenne avec la quantité  $\frac{I+I'}{2}$ .

### 9.2 Mode de fonctionnement B

On se place à présent dans le cas où l'on fait fonctionner simultanément les interrupteurs K<sub>1</sub> et K<sub>3</sub>. Le courant est toujours supposé continu, en régime permanent. Le rapport cyclique est le même pour les

deux interrupteurs  $\alpha_1 = \alpha_2 = \alpha$ . Ainsi, de 0 à  $\alpha T$ ,  $K_1$  et  $K_3$  sont fermés, et de  $\alpha T$  à  $T$ ,  $K_1$  et  $K_3$  sont ouverts. Dans ces conditions  $i(0) = I$  et  $i(\alpha T) = I'$ .

- a) Exprimer le courant  $i(t)$  au cours des deux phases de fonctionnement.
- b) Exprimer les valeurs moyennes de  $i(t)$  et de  $v(t)$  en fonction des divers paramètres du montage.
- c) Pour  $\alpha = 0.75$ , tracer  $v(t)$ ,  $i(t)$  et le courant  $i_e(t)$  dans la source E.
- d) Quel est le type de réversibilité nécessaire pour la source ? Proposer une solution technologique pour cette valeur de rapport cyclique.
- e) Préciser sur une période l'allure de  $i(t)$ ,  $v(t)$ ,  $i_{K1}(t)$ ,  $i_{D2}(t)$  et  $i_e(t)$  pour deux valeurs du rapport cyclique que l'on peut considérer comme typiques des différents régime de fonctionnement envisageable. Préciser les mailles de circulation du courant dans les deux cas.
- f) Préciser la nature des interrupteurs  $K_1$  et  $K_3$ . Proposer une solution technologique.
- g) Si l'on fait le choix de  $\alpha = 0,25$  et si l'on prend  $L = 48 \text{ mH}$ ,  $R = 2\Omega$ , déterminer la fréquence à partir de laquelle la conduction risque d'être discontinue ( $I = 0$ ) si  $E' = -140V$ .
- h) Même question avec  $\alpha = 0,75$  et  $E' = +70V$ .
- i) Avec une période de 10 ms, déterminer  $\langle i(t) \rangle$ ,  $\langle v(t) \rangle$ ,  $I$ ,  $I'$  et  $\Delta I = I' - I$  pour  $E = 200V$ ,  $E' = +70V$  et un rapport cyclique  $\alpha = 0,75$ . On donne :

$$I = \frac{E}{R} \cdot \frac{2 \cdot e^{-\frac{(1-\alpha)T}{\tau}} - 1 - e^{-\frac{T}{\tau}}}{1 - e^{-\frac{T}{\tau}}} \quad \text{et} \quad I' = \frac{E}{R} \cdot \frac{1 - 2 \cdot e^{-\frac{\alpha T}{\tau}} + e^{-\frac{T}{\tau}}}{1 - e^{-\frac{T}{\tau}}} \quad \text{avec} \quad \tau = \frac{L}{R}$$

- j) On supposeras que  $T \ll \tau$  (approximation linéaire pour le courant). Déterminer une relation approchée de l'ondulation du courant  $\Delta I$ , pour de faible ondulation, en fonction de E, L, F et  $\alpha$ . Calculer alors la valeur approchée de l'ondulation pour les valeurs de la question i).

## TD 10 - Hacheur réversible en courant

**Samedi 10 décembre 2003 – Sans documents de cours – Avec calculatrice – Sans formulaire.**

Le convertisseur de la figure 10.1 est utilisé pour alimenter en vitesse variable le moteur à courant continu du karting électrique. On étudie ici le fonctionnement du hacheur pendant les phases d'accélération et de freinage. On note  $E(t) = k \cdot \Phi \cdot N(t)$  la f.e.m. du moteur. Proportionnelle à la vitesse mécanique, la f.e.m. vaut  $E_{nom} = 48 \text{ V}$  pour  $N_{nom} = 5000 \text{ tr/min}$  (correspondant à une vitesse linéaire de 60 km/h).

La tension nominale du moteur vaut  $V_{nom} = 50 \text{ V}$ . La puissance absorbée nominale du moteur est limitée à  $P_{nom} = 2500 \text{ W}$  par la régulation du courant moteur. La source de tension d'entrée délivre une tension de  $U = 60 \text{ V}$  constante. La fréquence de découpage vaut  $F = 20 \text{ kHz}$ . Les interrupteurs K1 et K2 sont réalisés à partir de 2 transistors MOSFET HUF75639P3 en parallèle avec 2 diodes SCHOTTKY 43CTQ100 (soit au total 4 transistors et 4 diodes pour le hacheur).

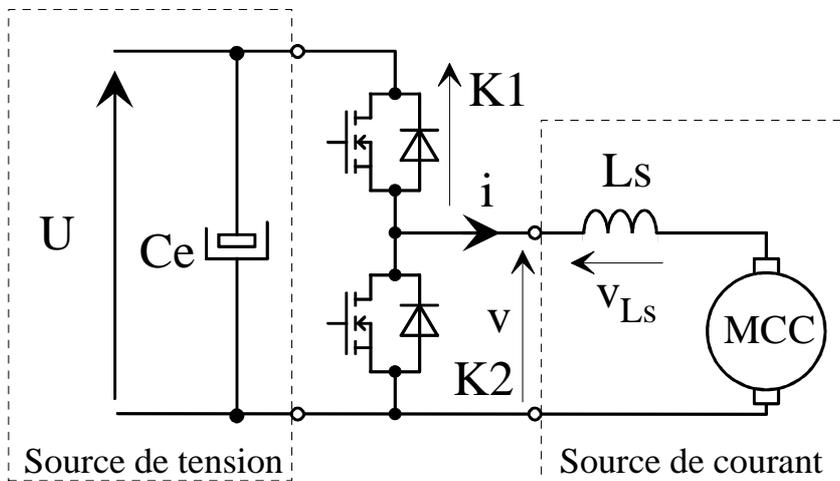


Fig. 10.1. Hacheur réversible en courant « 2 QUADRANTS » (dessins\hacheur6.drw).

<p>Les caractéristiques du transistor HUF75639P3 sont les suivantes :</p> <ul style="list-style-type: none"> <li>- le courant maximum <math>I_{Tmax} = 56 \text{ A}</math> ;</li> <li>- la tension maximum <math>V_{Tmax} = 100 \text{ V}</math> ;</li> <li>- la résistance Drain Source <math>R_{DS(ON)} = 0,025 \Omega</math>.</li> </ul>	<p>Les caractéristiques de la diode 43CTQ100 sont les suivantes :</p> <ul style="list-style-type: none"> <li>- le courant moyen <math>I_{F(AV)} = 40 \text{ A}</math> ;</li> <li>- la tension inverse maximum <math>V_{RRM} = 100 \text{ V}</math> ;</li> <li>- la tension à l'état passant <math>V_{F(I=40A)} = 0,67 \text{ V}</math>.</li> <li>- la tension de seuil équivalente <math>E_0 = 0,3 \text{ V}</math>.</li> </ul>
<p>Avec <math>V_e = +U</math>, <math>V_s = V = \langle v \rangle</math> et <math>i_{Ls}(t) = i_{moteur} = i(t)</math>, les principales relations du hacheur BUCK sont :</p> <ul style="list-style-type: none"> <li>- <math>V = \alpha \cdot U</math> et <math>\Delta I = \frac{U}{L_s \cdot F} \cdot \alpha(1 - \alpha)</math> ;</li> </ul>	<p>Avec <math>V_e = +V</math>, <math>V_s = +U</math> et <math>i_{Ls}(t) = i_{moteur} = i(t)</math>, les principales relations du hacheur BOOST sont :</p> <ul style="list-style-type: none"> <li>- <math>V_s = \frac{V_e}{1 - \alpha'} \Rightarrow U = \frac{V}{\alpha}</math> et <math>\Delta I = \frac{U}{L_s \cdot F} \cdot (1 - \alpha)</math></li> </ul>

Les lois des mailles du circuit sont

$$\begin{cases} U = v_{K1}(t) + v_{K2}(t) \\ U = v_{K1}(t) + v_{Ls}(t) + R \cdot i(t) + E \\ v_{K2}(t) = v(t) = v_{Ls}(t) + R \cdot i(t) + E \end{cases}$$

La loi des nœuds est  $i_{moteur} = i_{inductance} = i(t) = i_{K1}(t) - i_{K2}(t)$  et par convention  $v_{Ls}(t) = +L_s \frac{di}{dt}$ .

### 10.1 Calcul du point de fonctionnement nominal (4 points)

- a) Que vaut le courant nominal du moteur  $I_{nom}$  ?
- b) Que vaut la résistance d'induit du moteur  $R$  ?
- c) Avec un rendement de 90%, que vaut le courant moyen d'entrée nominal ?
- d) Calculer le courant moyen et le courant maximum dans l'inductance  $L_s$  en supposant une ondulation du courant  $\Delta I = 20\% I_{moy}$ .
- e) Que vaut le courant maximum dans les interrupteurs K1 et/ou K2 et dans un transistor MOSFET ?
- f) Pour  $i_T = I_{Tmax}$ , que vaut la chute de tension aux bornes d'un transistor MOSFET ?
- g) Pour  $i_D = I_{Tmax}$ , que vaut la chute de tension aux bornes d'une diode SCHOTTKY ?

### 10.2 Etude du démarrage – Hacheur abaisseur de type BUCK (9 points)

Le pilote appuie à fond sur l'accélérateur.

La régulation du courant dans le moteur impose :

$$I_{moteur} = I_{moy} = +50A.$$

L'interrupteur K1 est :

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

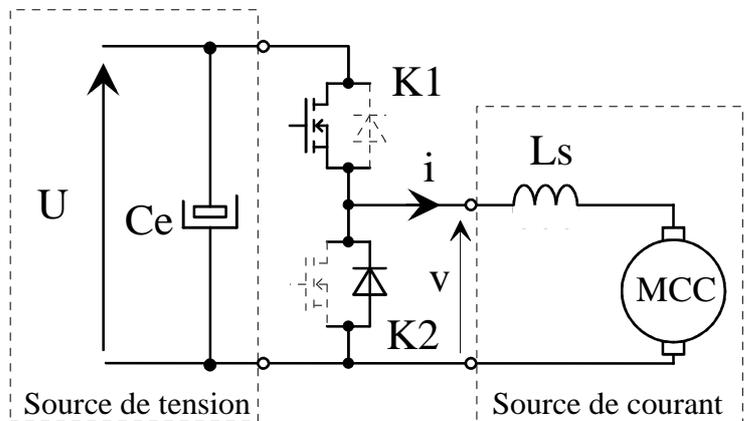


Fig. 10.2 Fonctionnement en hacheur de type BUCK (dessins\hacheur6.drw).

#### 10.2.1 Principe de fonctionnement du BUCK (3 points)

Hypothèses :

- la tension d'entrée est constante :  $U = Cste$  ;
- on néglige la résistance d'induit du moteur ;
- la f.e.m.  $E$  du moteur est constante vis-à-vis de la période de découpage ;
- le transistor est parfait : il se comporte comme un interrupteur idéal ;
- la diode est parfaite : elle a un comportement complémentaire au transistor.

- g) Simplifier le schéma de la figure 10.2, en tenant compte des hypothèses ci-dessus.
- h) Expliquer qualitativement le fonctionnement du montage (charge de l'inductance, ...).
- i) Donner les expressions de  $\frac{di}{dt}(t)$  pour  $t \in [ 0 ; \alpha T ]$  et pour  $t \in [ \alpha T ; T ]$ .
- j) Donner les expressions de  $i(t)$  pour  $t \in [ 0 ; \alpha T ]$  et pour  $t \in [ \alpha T ; T ]$ .

#### 10.2.2 Evolution de la tension de sortie du hacheur (1,5 points)

Le karting est initialement arrêté et sa vitesse augmente jusqu'à 60 km/h. On prendra  $R_{induit} = 40 m\Omega$ .

- d) Donner la relation entre  $V_{moy}$  et  $I_{moy}$  en fonction de E et R.
- e) Calculer la valeur des trois rapports cycliques pour  $N_1 = 0$  tr/min,  $N_2 = 2500$  tr/min et  $N_3 = 5000$  tr/min.

**10.2.3 Evolution de l’ondulation du courant de sortie du hacheur (2 points)**

- a) Pour quel valeur de  $\alpha$  l’ondulation  $\Delta I$  est maximale ?
- b) Que vaut  $\Delta I_{max}$  ?
- c) Calculer la valeur de l’inductance  $L_s$  pour avoir  $\Delta I_{max} = 10$  A.
- d) Pour  $L_s = 80 \mu H$  et  $\alpha_1 = 5\%$ ,  $\alpha_2 = 45\%$ ,  $\alpha_3 = 85\%$ , calculer  $\Delta I$ , l’ondulation du courant de sortie.

**10.2.4 Tracé de la tension et du courant de sortie du hacheur BUCK (3 points)**

- a) En prenant comme référence le signal de commande du transistor K1, tracer À L’ÉCHELLE  $v(t)$  et  $i(t)$  pour  $\alpha_1 = 10\%$ ,  $\alpha_2 = 50\%$ ,  $\alpha_3 = 90\%$ ,  $U = 60V$ ,  $I = +50A$ ,  $\Delta I = 10A$ .

**10.3 Etude du freinage – Hacheur élévateur de type BOOST (7 points)**

Le pilote appuie à fond sur le frein.

La régulation du courant dans le moteur impose :

$$I_{moteur} = - I_{moy} = - 50A.$$

L’interrupteur K2 est :

- ouvert (OFF) pour  $t \in [ 0 ; \alpha T ]$  ;
- fermé (ON) pour  $t \in [ \alpha T ; T ]$ .

L’interrupteur K1 est :

- fermé (ON) pour  $t \in [ 0 ; \alpha T ]$  ;
- ouvert (OFF) pour  $t \in [ \alpha T ; T ]$ .

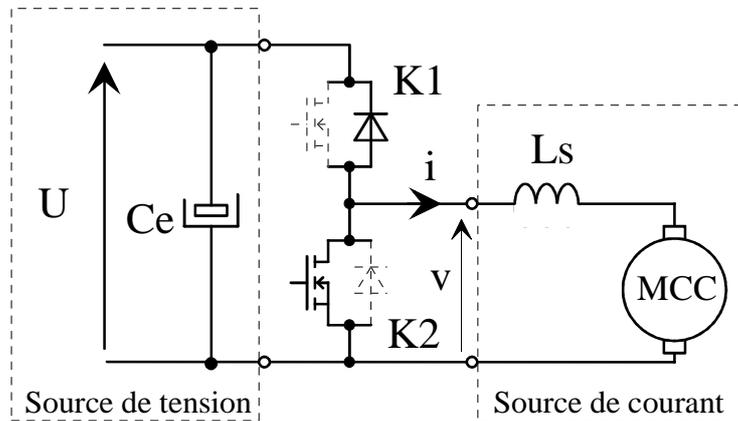


Fig. 10.3 Fonctionnement en hacheur de type BUCK (dessins\hacheur6.drw).

**10.3.1 Principe de fonctionnement du BOOST (3 points)**

Hypothèses :

- la f.e.m. E du moteur est constante vis-à-vis de la période de découpage ;
- la tension U est constante :  $U = Cste$  ;
- on néglige la résistance d’induit du moteur ;
- 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 10.3, en tenant compte des hypothèses ci-dessus.
- b) Expliquer qualitativement le fonctionnement du montage (charge de l’inductance, ...).
- c) Donner les expressions de  $\frac{di}{dt}(t)$  pour  $t \in [ 0 ; \alpha T ]$  et pour  $t \in [ \alpha T ; T ]$ .
- d) Donner les expressions de  $i(t)$  pour  $t \in [ 0 ; \alpha T ]$  et pour  $t \in [ \alpha T ; T ]$ .

**10.3.2 Evolution de la tension de sortie du hacheur (1 points)**

Le karting est initialement lancé à 60 km/h. On prendra  $R_{\text{induit}} = 40 \text{ m}\Omega$ .

- a) Donner la relation entre  $V_{\text{moy}}$  et  $I_{\text{moy}}$  en fonction de  $E$  et  $R$ .
- b) Calculer la valeur des trois rapports cycliques pour  $N_1 = 5000 \text{ tr/min}$ ,  $N_2 = 2500 \text{ tr/min}$  et  $N_3 = 0 \text{ tr/min}$ .

**10.3.3 Tracé de la tension et du courant de sortie du hacheur BOOST (3 points)**

- a) En prenant comme référence le signal de commande du transistor K1, tracer **À L'ÉCHELLE**  $v(t)$  et  $i(t)$  pour  $\alpha_1 = 90\%$ ,  $\alpha_2 = 50\%$ ,  $\alpha_3 = 10\%$ ,  $U = 60\text{V}$ ,  $I = -50\text{A}$ ,  $\Delta I = 10\text{A}$ .

## TD 11 - Hacheur 4 quadrants

Afin de faire varier la tension aux bornes d’une machine à courant continu, à partir de la tension fixe issue d’une batterie d’accumulateur, nous utilisons un convertisseur continu–continu (hacheur). La structure de ce convertisseur est représentée sur la figure 11.1.

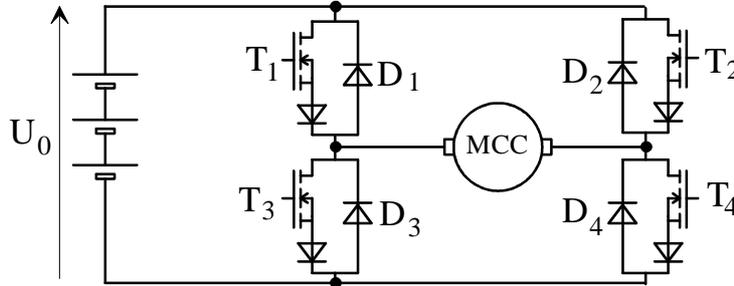


Fig. 11.1. Structure du convertisseur (dessins\h4q2.drw).

Dans ce convertisseur, les interrupteurs sont alternativement commandés à la fermeture et à l’ouverture sur une période de découpage  $T = \frac{1}{F}$ , avec :

$$\text{pour } t \in [0 ; \alpha T] \text{ alors } \begin{cases} T_1 \text{ et } T_4 \text{ sont fermés} \\ T_2 \text{ et } T_3 \text{ sont ouverts} \end{cases} \text{ et pour } t \in [\alpha T ; T] \text{ alors } \begin{cases} T_1 \text{ et } T_4 \text{ sont ouverts} \\ T_2 \text{ et } T_3 \text{ sont fermés} \end{cases}$$

### 11.1 Tension moyenne

- a) Tracer la tension  $u_C(t)$ , tension aux bornes de la charge (ici MCC).
- b) Donner l’expression de la valeur moyenne de la tension  $u_C(t)$ , notée  $U_{C \text{ moy}}$ , en fonction de la source continue  $U_0$  et du rapport cyclique  $\alpha$ .

### 11.2 Ondulation du courant

La charge est une MCC dont le schéma équivalent est un circuit (R,L,E) série, avec R la résistance d’induit, L l’inductance d’induit et E la force contre-électromotrice. On fera l’approximation que la constante de temps électrique est grande devant la période de découpage.

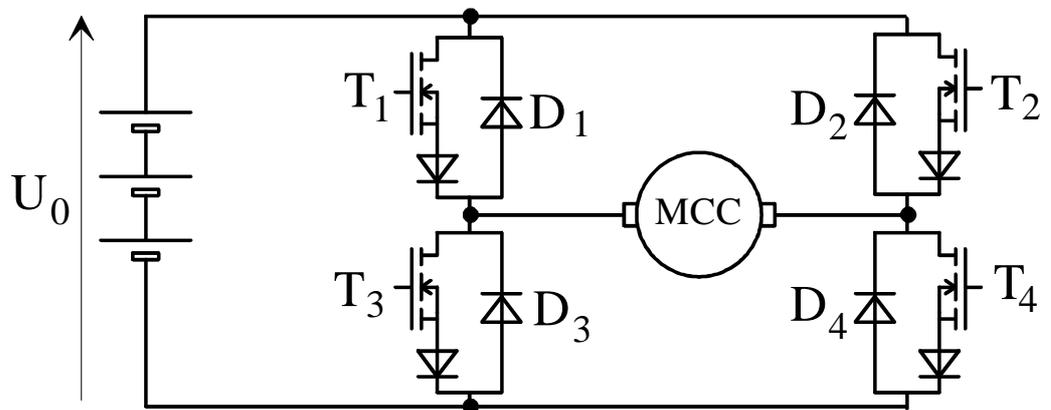
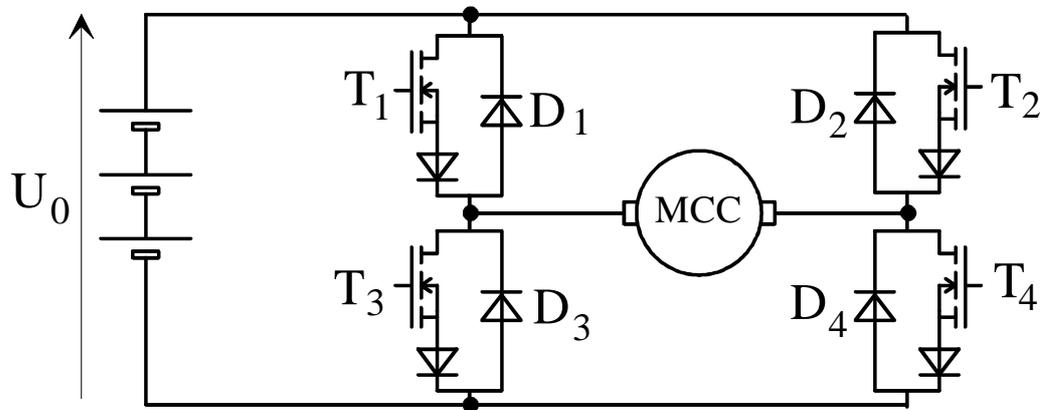
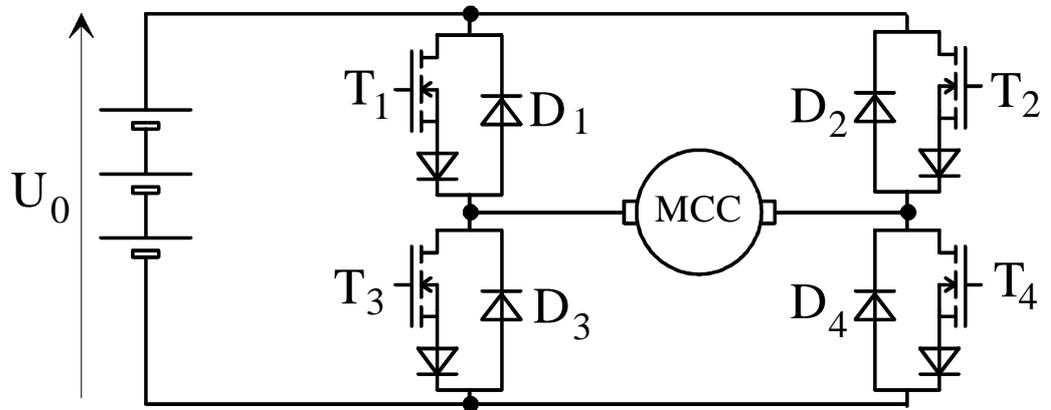
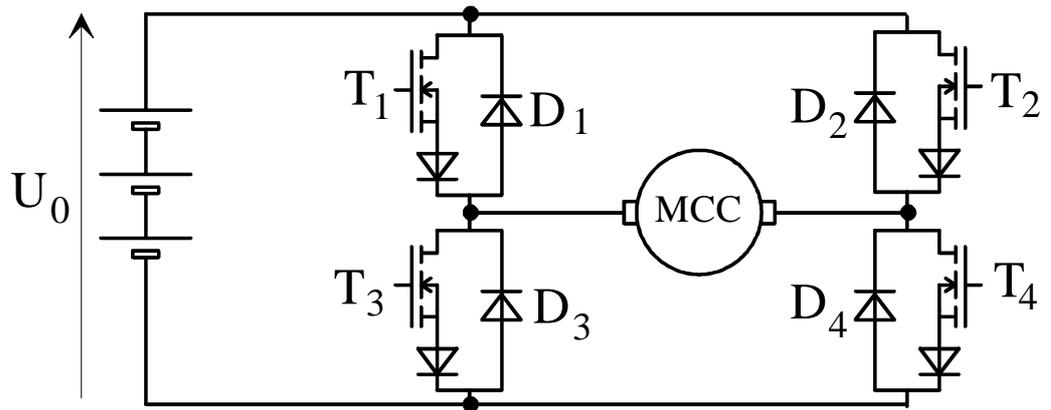
- a) Donner la relation entre  $U_{C \text{ moy}}$ , E, R et  $I_{C \text{ moy}}$ .
- b) Donner l’expression de l’ondulation du courant d’induit  $i_C(t)$ , notée  $\Delta I$ , en fonction de  $U_0$ ,  $\alpha$ , L et F la fréquence de découpage.
- c) Quelle est la valeur de L, permettant d’obtenir une valeur de l’ondulation du courant inférieure à x% du courant moyen maximum ?
- d) Application numérique :  $U_0 = 48V$  ;  $F = 20 \text{ kHz}$  ;  $I_{C \text{ moy max}} = 25A$  et  $x\% = 5 \%$ .

### 11.3 Diagramme de conduction

Donner le trajet du courant pour les quatre points de fonctionnement suivant :

- a)  $I_{C \text{ moy}} > 0$  et  $U_{C \text{ moy}} > 0$ , pour  $t \in [0 ; \alpha T]$  ;
  - b)  $I_{C \text{ moy}} > 0$  et  $U_{C \text{ moy}} < 0$ , pour  $t \in [\alpha T ; T]$  ;
  - c)  $I_{C \text{ moy}} < 0$  et  $U_{C \text{ moy}} > 0$ , pour  $t \in [0 ; \alpha T]$  ;
  - d)  $I_{C \text{ moy}} < 0$  et  $U_{C \text{ moy}} < 0$ , pour  $t \in [\alpha T ; T]$  ;
- en précisant bien les composants qui conduisent.

11.4 Diagramme de conduction – Document réponse



### 11.5 Filtrage du courant d'entrée

Afin de filtrer les harmoniques du courant d'entrée, on intercale un circuit **Le-Ce** entre la batterie et le hacheur 4 quadrants (figure 11.2). L'inductance **Le** représente l'inductance du câblage entre la batterie et le convertisseur et vaut **Le = 2 μH**. Le condensateur **Ce** est donc un condensateur de découplage.

On considère que le courant moyen dans la MCC est constant et vaut **IC moy max = 25A**.

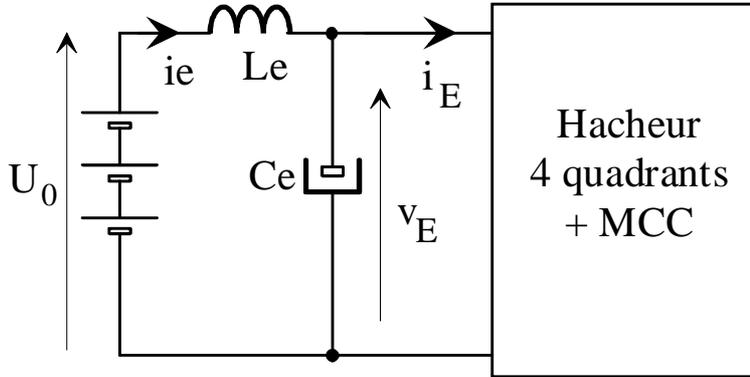


Fig. 11.2. Filtrage du courant d'entrée (dessins\h4q4.drw).

- a) Pour quel valeur du rapport cyclique  $\alpha$  l'ondulation du courant est-elle maximale ? Calculer alors la valeur de  $\Delta I_{\max}$  pour  $L = 1 \text{ mH}$ .
- b) Pour cette valeur particulière, tracer l'allure du courant dans la MCC et le courant d'entrée du hacheur  $i_E(t)$ .

La série de Fourier du signal carré de rapport cyclique 1/2 et d'amplitude +1 / -1 vaut :

$$s(t) = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{4}{(2k+1)\pi} \sin[(2k+1)\omega t]$$

- c) On cherche à mettre le courant sous la forme  $i_E(t) = I_{E0} + I_{E1\max} \cdot \sin(\omega t)$ . Préciser la valeur de  $\omega$ , de  $I_{E0}$  et  $I_{E1\max}$ .
- d) Calculer la fonction de transfert du filtre  $H(j\Omega) = \frac{I_e(j\Omega)}{I_E(j\Omega)}$  et donner sa fréquence de coupure  $f_0$ .
- e) Choisir une valeur de la fréquence de coupure afin d'atténuer le 40 dB le premier harmonique du courant.
- f) Calculer alors la valeur du condensateur.
- g) Calculer la valeur du courant efficace du condensateur  $I_{C\text{eff}}$ .



## TD 12 - 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  $m = \frac{n_2}{n_1}$ .

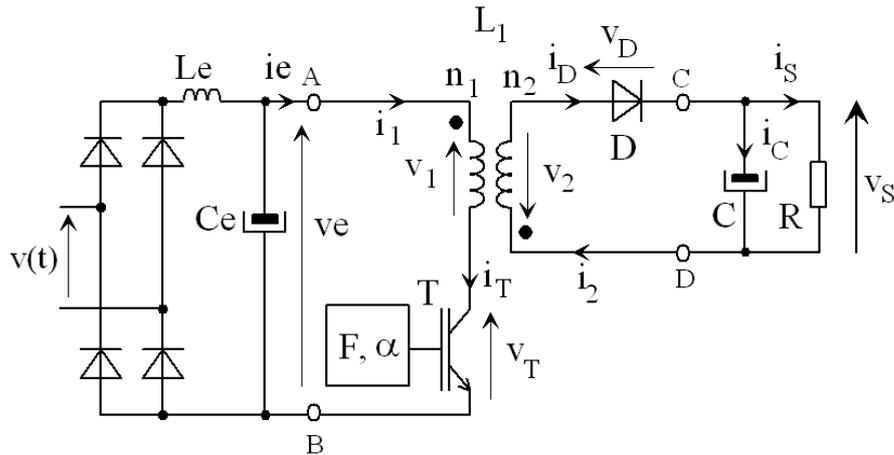


Fig. 12.1. Alimentation à découpage asymétrique de type FLYBACK  
(dessins/flyback3.drw).

### 12.1 Calculs des grandeurs électriques

Hypothèses (régime permanent) :

- la tension d'entrée est constante :  $v_e = V_e = Cste$  ;
- 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  $\alpha$  ;  $V_e$  et  $m = \frac{n_2}{n_1}$ .
- g) Tracer la variation de  $V_s$  en fonction de  $\alpha$ .

### 12.2 Ondulation du courant

- a) Calculer  $\Delta I_L$ , l'ondulation du courant  $i_{10}(t)$  de l'inductance  $L_1$  en fonction de  $\alpha$ ,  $L$ ,  $F$  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  $I_S$ ,  $\alpha$  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  $\alpha$ ,  $\Delta I_L$ ,  $m$  et de  $I_S$ .
- f) Tracer l'évolution de  $F_d$  pour  $\Delta I_L = 0$ .

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

### 12.4 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 : 
$$F = \frac{R}{2 \cdot m^2 \cdot L_1 \left( 1 + \frac{V_S}{mV_E} \right)^2}$$

### 12.5 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 §12.6).

On se place dans un fonctionnement FLYBACK en mode auto-oscillant (§12.4).

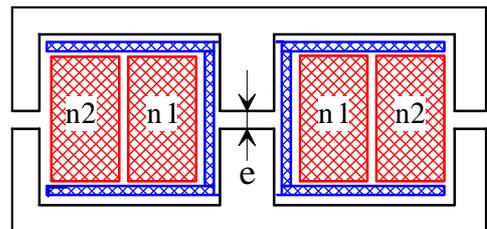


Fig. 12.2. Circuit magnétique (dessins\cm.drw).

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

- 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  $\Phi$  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  $F = 25 \text{ kHz}$  (§12.4). 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. ( $\hat{B} = 200 \text{ mT}$ ).

- g) Calculer les valeurs de  $I_{\text{leff}}$  et  $I_{2\text{eff}}$ . En déduire les sections des fils de cuivre si  $\delta = 5 \text{ A/mm}^2$ .
- h) En tenant compte d'un coefficient de bobinage  $K_B = \frac{W_a}{S_{\text{CU}}} = 2,25$ , 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  $W_{\text{EM}} = \frac{1}{2} k_B \cdot k_i \cdot B_{\text{max}} \cdot \delta \cdot A_e \cdot S_B$  avec  $k_i = \frac{I_{\text{Imax}}}{I_{\text{leff}}}$ . Comparer avec  $\frac{1}{2} L_1 I_{\text{Imax}}^2$ .

## 12.6 Circuit magnétique ETD44 - Philips

Philips Components

Product specification

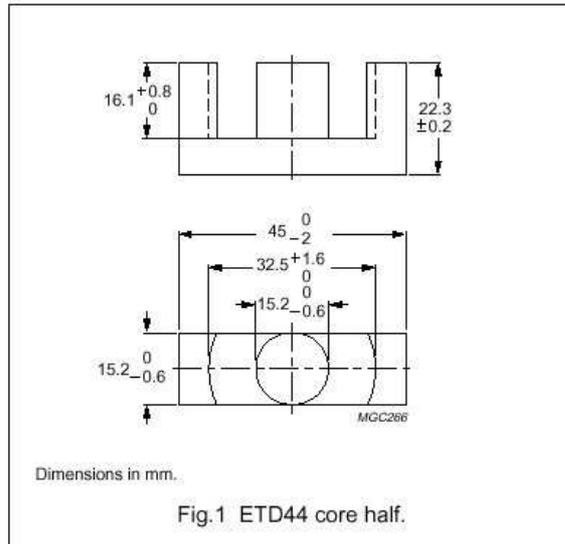
### ETD cores and accessories

ETD44

#### CORE SETS

##### Effective core parameters

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



#### Core halves

Clamping force  $40 \pm 20 \text{ N}$ . Gapped cores are available on request.

GRADE	$A_L$ (nH)	$\mu_e$	AIR GAP ( $\mu\text{m}$ )	TYPE NUMBER
3C30	$3100 \pm 25\%$	≈1550	≈0	ETD44-3C30
3C85	$3800 \pm 25\%$	≈1900	≈0	ETD44-3C85
3C90	$3800 \pm 25\%$	≈1900	≈0	ETD44-3C90
3F3	$3500 \pm 25\%$	≈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; B̂ = 200 mT; T = 100 °C	f = 100 kHz; B̂ = 100 mT; T = 100 °C	f = 400 kHz; B̂ = 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. 12.3. Circuit magnétique Philips (images\etd44a & etd44b.jpg).*

## 12.7 Bobine pour circuit magnétique ETD44 - Philips

Philips Components

Product specification

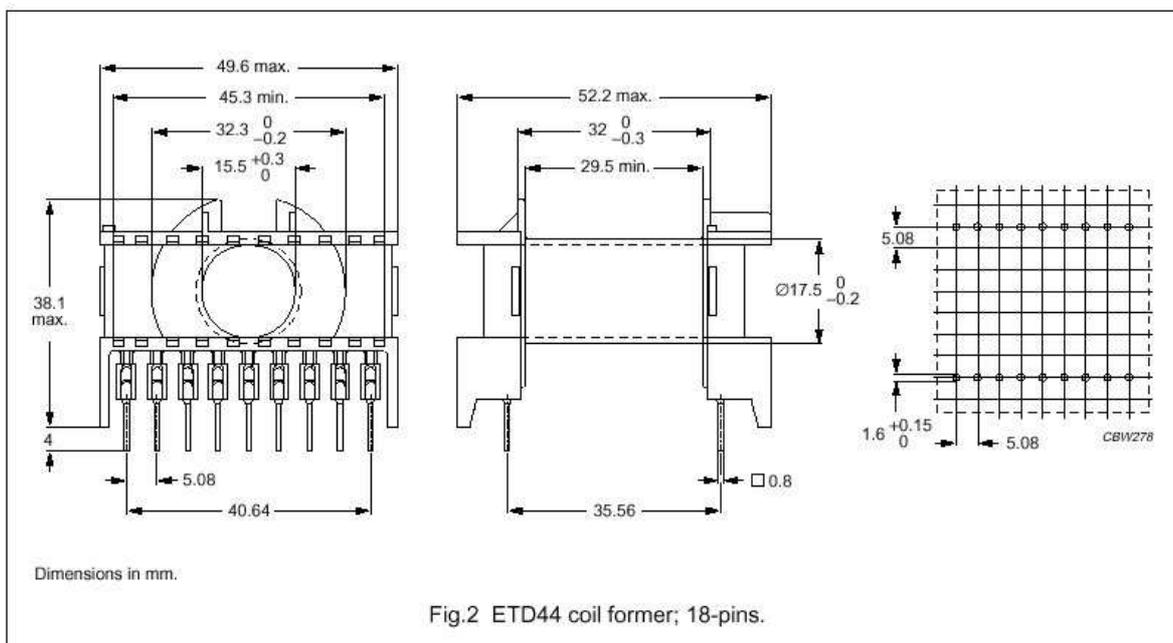
ETD cores and accessories

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 <sup>2</sup> )	MINIMUM WINDING WIDTH (mm)	AVERAGE LENGTH OF TURN (mm)	TYPE NUMBER
1	214	29.5	77	CPH-ETD44-1S-18P

Fig. 12.4. Bobine Philips (images\etd44c & etd44d.jpg).

## TD 13 - Etude d'une alimentation FLYBACK de 130W

### Calculs multiples avec EXCEL

#### 13.1 Présentation de l'alimentation FLYBACK

Le convertisseur de la figure 13.1 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  $I_{s3} = 100\text{ mA}$ .

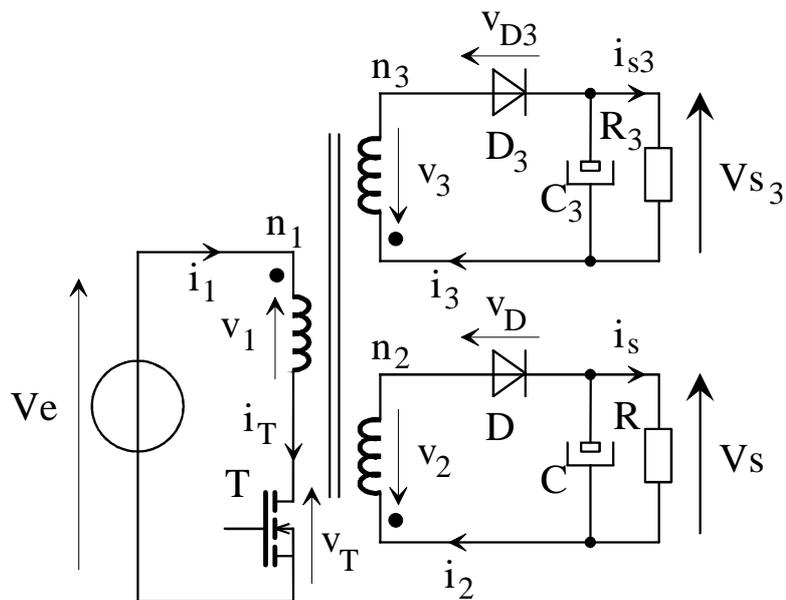


Fig. 13.1. Convertisseur continu-continu de type FLYBACK (dessins/flyback8.drw).

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 13.3).

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	K
20										
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. 13.33. Calculs multiples avec EXCEL.

### 13.2 Bilan de puissance et redresseur capacitif

Le schéma du redresseur double alternance est donné à la figure 13.3. Les éléments (r ;L) représentent l'impédance de la ligne EDF. La valeur moyenne de la tension redressée filtre  $v_{red}$  est égale à  $V_e$

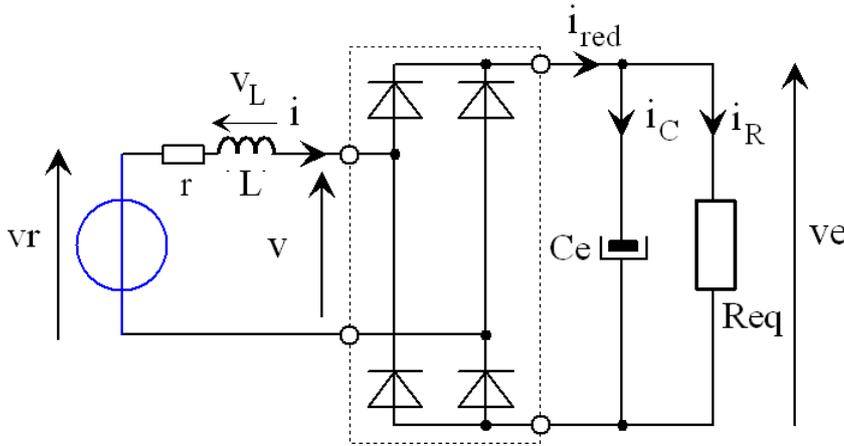


Fig. 13.3. Convertisseur AC-DC de type redresseur double alternance (dessins/red-cr3.drw).

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

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

#### 13.3.1 Rapports de transformation

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

#### 13.3.2 Choix du circuit magnétique

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

#### 13.3.3 Courants moyens, efficaces, minimums et maximums

- a) Calculer  $I_{I_{med}}$  sachant que  $I_{I_{moy}} = I_e = \alpha \cdot I_{I_{med}}$
- b) 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  $\Delta I_2$  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  $\Delta I_3 = 0$ .

### 13.3.4 Détermination des bobinages

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

- a) Calculer  $S_{\text{CU1}}$ ,  $S_{\text{CU2}}$ ,  $S_{\text{CU3}}$ .
- b) Choisir des fils normalisés et donner les nouvelles sections de cuivre  $S_{\text{CU1n}}$ ,  $S_{\text{CU2n}}$ ,  $S_{\text{CU3n}}$ .
- c) Calculer  $S_{\text{CU}}$ .
- 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.

### 13.3.5 Inductance magnétisante

a) Calculer  $L_{10}$  pour avoir  $n_1 \cdot \phi_{\text{spire max}} = L_{10} \cdot I_{1\text{max}} \leq n_1 \cdot B_c \cdot Ae$

b) Calculer la valeur de l'entrefer  $e$  sachant que  $L_{10} = n_1^2 \cdot AL \cdot \frac{1}{\left(1 + \frac{2 \cdot e \cdot \mu_e}{Le}\right)}$

### 13.3.6 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 14 - 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 14.1. 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  $\alpha = 0,5$ .

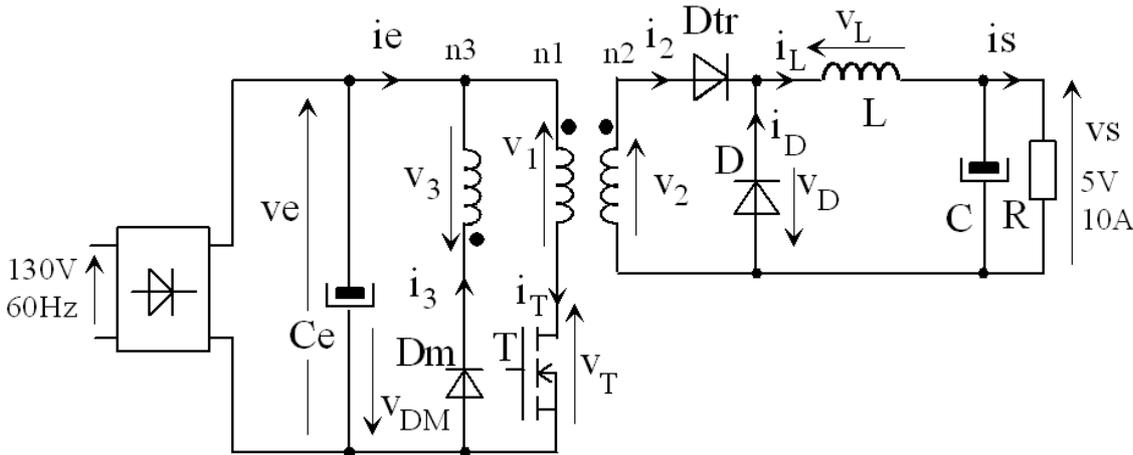


Fig. 14.1. Convertisseur AC - DC à découpage (dessins\forward1.drw).

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 :

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

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 :  $v_E = E = Cste$  ;
- 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  $\langle i_L \rangle = I_{Lmoy} = 10A$  ;
- le transistor T est parfait : il se comporte comme un interrupteur idéal.

**14.1 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  $\Phi$  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  $i_{10}(t)$ .

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

- Simplifier le schéma de la figure 14.1 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.
- Établir 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  $n_2$ .

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

- Simplifier le schéma de la figure 14.1 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.
- Établir les équations de fonctionnement avec  $n_1 \neq n_3$  et donner l'expression de  $i_{10}(t)$  pour  $t \in [\alpha T ; \beta T]$ .
- 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  $V_{Tmax}$ .

### 14.4 Tracer des courants et des tensions (4 points)

- Pendant la phase morte  $t \in [\beta T ; T]$ , 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  $(v_3 ; i_3)$ .
- 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.

### 14.5 Calculs des grandeurs de sortie (5,5 points)

Le montage "FORWARD" se comporte comme un hacheur série (figure 14.2). 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  $V_S = +5V$ .

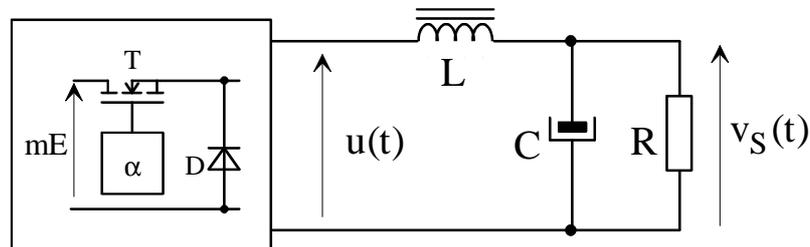


Fig. 14.2. Simplification du montage "FORWARD" (dessins\hacheur0.drw).

- Que vaut la tension  $u(t)$  pour  $t \in [0 ; \alpha T]$  et pour  $t \in [\alpha T ; T]$  ?
- Établir 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  $\langle v_L(t) \rangle = \frac{1}{T} \int v_L(t) \cdot dt$ . En déduire l'expression de  $V_S$  en fonction de  $\alpha$ ,  $m$  et  $E$ .
- e) Exprimer  $\Delta I_L$ , l'ondulation du courant dans l'inductance  $L$ , en fonction de  $\alpha$ ,  $L$ ,  $F=1/T$  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  $D$ .

### 14.6 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 bobineable correspond à la fenêtre de la carcasse. Ces principales caractéristiques sont :

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

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

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

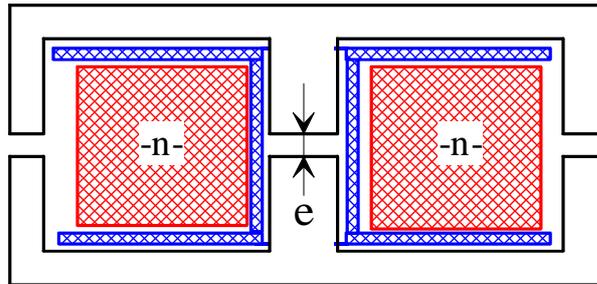


Fig. 14.3. Circuit magnétique (dessins\cm.drw).

- On cherche à calculer l'inductance de lissage du hacheur série étudié au paragraphe §14.5.
  - 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  $\Phi$  dans le circuit magnétique.
- b) Etablir l'expression du flux  $\Phi$  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  $\Phi_{MAX}$  en fonction de  $I_{Lmax} = I_{Lmoy} + \Delta I_L/2$  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  $L > 166 \mu H$ . 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  $I_{Leff} = 10A$ . Calculer la section du fil de cuivre si  $\delta = 4A/mm^2$ .
- 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  $k_i = \frac{I_{Lmax}}{I_{Leff}}$ .

**k)** Comparer avec  $\frac{1}{2} \cdot L \cdot I_{L\max}^2$ .

## TD 15 - Onduleur avec transformateur à point milieu

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

### 15.1 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 15.1.

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

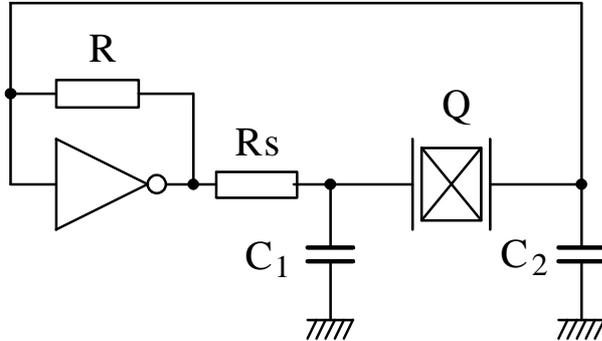


Fig. 15.1. Schéma de principe de l'oscillateur (dessins\osc4060.drw).

- 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 C<sub>1</sub> et C<sub>2</sub> ?
- 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 ?

### 15.2 Conversion continue/continue et isolement galvanique

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

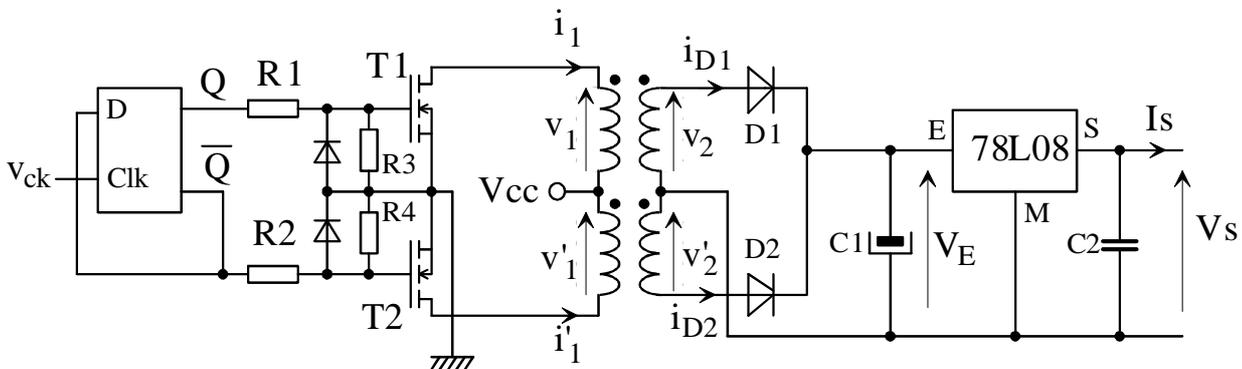


Fig. 15.2. Convertisseur DC-DC isolé (dessins\agreg1.drw).

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  $\Phi$  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.

### 15.3 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 15.3 pour chaque demi-enroulement.

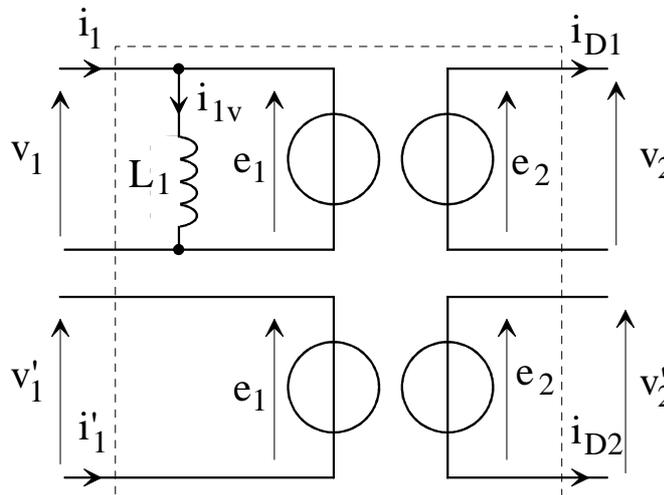


Fig. 15.3. Modèle équivalent (dessins\agreg1.drw).

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

## TD 16 - Calcul simplifié d'une inductance

### 16.1 Présentation du convertisseur

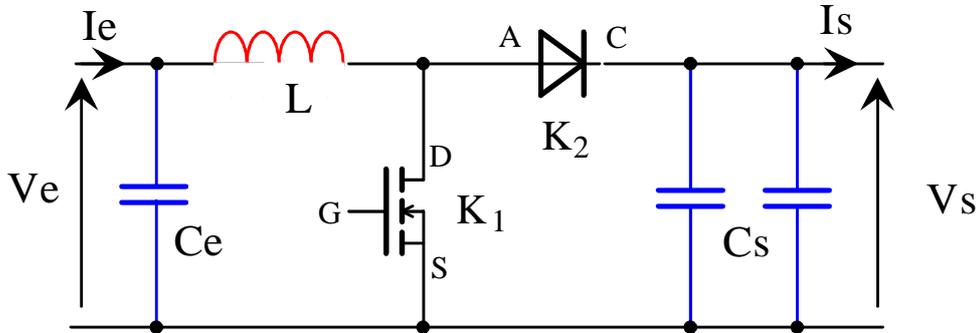


Fig. 16.1. Convertisseur élévateur de type BOOST (dessins\boost6.drw).

Le convertisseur de la figure 16.1 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.

### 16.2 Calcul du point de fonctionnement nominal

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

### 16.3 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 bobineable correspond à la fenêtre de la carcasse.

Ces principales caractéristiques sont :

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

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

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

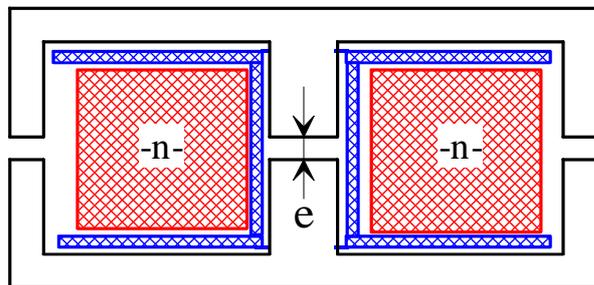


Fig. 16.2. Circuit magnétique (dessins\cm.drw).

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  $L_{\text{min}}$  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  $\Phi$  dans le circuit magnétique.
- c)** Etablir l'expression du flux  $\Phi$  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  $\Phi_{\text{MAX}}$  en fonction de  $I_{L\text{max}} = I_{L\text{moy}} + \Delta I_L/2$ ,  $L$  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  $L > L_{\text{min}}$ . 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  $\delta = 4\text{A/mm}^2$ .
- 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  $n_{\text{max}}$  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  $\frac{1}{2} \cdot L \cdot I_{L\text{max}}^2$ .

## 16.4 Caractéristiques des fils de cuivre

Tableau 16.3. Fils de cuivre AWG (cuivre.xls).

AWG	Dcu mm	Scu mm <sup>2</sup>	D fil mm	S fil mm <sup>2</sup>	m ohms/m 20°C	ohms/m 100°C	K1 S cu/S fil	KB S fil/S cu
10	2.59	5.269	2.73	5.853	0.0034	0.0044	0.900	1.111
11	2.31	4.191	2.44	4.676	0.0043	0.0055	0.896	1.116
12	2.05	3.301	2.18	3.733	0.0054	0.0070	0.884	1.131
13	1.83	2.630	1.95	2.986	0.0068	0.0088	0.881	1.135
14	1.63	2.087	1.74	2.378	0.0086	0.0111	0.878	1.140
15	1.45	1.651	1.56	1.911	0.0108	0.0140	0.864	1.157
16	1.29	1.307	1.39	1.517	0.0137	0.0178	0.861	1.161
17	1.15	1.039	1.24	1.208	0.0172	0.0223	0.860	1.163
18	1.02	0.817	1.11	0.968	0.0219	0.0284	0.844	1.184
19	0.91	0.650	1.00	0.785	0.0275	0.0357	0.828	1.208
20	0.81	0.515	0.89	0.622	0.0347	0.0450	0.828	1.207
21	0.72	0.407	0.80	0.503	0.0439	0.0570	0.810	1.235
22	0.64	0.3217	0.71	0.3959	0.0555	0.0721	0.813	1.231
23	0.57	0.2552	0.64	0.3217	0.0700	0.0909	0.793	1.261
24	0.51	0.2043	0.57	0.2552	0.0875	0.114	0.801	1.249
25	0.45	0.1590	0.51	0.2043	0.1124	0.146	0.779	1.284
26	0.40	0.1257	0.46	0.1662	0.1422	0.185	0.756	1.323
27	0.36	0.1018	0.41	0.1320	0.1756	0.228	0.771	1.297
28	0.32	0.0804	0.37	0.1075	0.2222	0.288	0.748	1.337
29	0.29	0.0661	0.33	0.0855	0.2705	0.351	0.772	1.295
30	0.25	0.0491	0.30	0.0707	0.3640	0.473	0.694	1.440
31	0.23	0.0415	0.27	0.0573	0.4301	0.558	0.726	1.378
32	0.20	0.0314	0.24	0.0452	0.5688	0.738	0.694	1.440
33	0.18	0.0254	0.22	0.0380	0.7022	0.912	0.669	1.494
34	0.16	0.0201	0.20	0.0314	0.8888	1.154	0.640	1.563
35	0.14	0.0154	0.18	0.0254	1.1609	1.507	0.605	1.653
36	0.13	0.0133	0.16	0.0201	1.3463	1.748	0.660	1.515
37	0.11	0.0095	0.14	0.0154	1.8804	2.441	0.617	1.620
38	0.10	0.0079	0.13	0.0133	2.2753	2.954	0.592	1.690
39	0.09	0.0064	0.12	0.0113	2.8090	3.647	0.563	1.778
40	0.08	0.0050	0.10	0.0079	3.5551	4.615	0.640	1.563
41	0.07	0.0038	0.0945	0.0070	4.6434	6.028	0.549	1.823

## Table des matières :

<b>TD 1 - Intérêt de la commutation .....</b>	<b>4</b>
1.1 Exemple de l'alimentation linéaire .....	4
1.2 Exemple de l'alimentation à découpage.....	5
<b>TD 2 - Utilisations des sources en EDP.....</b>	<b>6</b>
2.1 La batterie d'accumulateur de 12V .....	6
2.2 Connexion de deux sources de tension.....	6
2.3 Cas du redresseur à filtrage capacitif.....	7
2.4 Connexion de deux sources de courant .....	7
2.5 Nature de la source "inductance" .....	8
2.6 Nature de la source "condensateur" .....	9
<b>TD 3 - Le hacheur série de type BUCK (abaisseur) .....</b>	<b>10</b>
3.1 Principe de fonctionnement.....	10
3.2 Expression de la tension de sortie $V_s$ .....	10
3.3 Ondulation du courant pour $V_s = Cste$ .....	10
3.4 Etude sur charge R.....	11
3.5 Calcul du condensateur de sortie .....	11
3.6 Application numérique .....	11
<b>TD 4 - Commande à rapport cyclique variable.....</b>	<b>12</b>
4.1 Etude du générateur de courant constant.....	12
4.2 Générateur de rampe.....	12
4.3 Comparateur haut et bas .....	12
4.4 Comparateur de consigne .....	12
4.5 Schéma de la commande à rapport cyclique variable.....	13
4.6 Documentation du NE555 .....	14
4.7 Documentation du LM311.....	15
<b>TD 5 - Hacheur série en conduction discontinue.....</b>	<b>16</b>
5.1 Etude au point de fonctionnement nominal (2 points) .....	16
5.2 Etude en régime de conduction discontinue (8 points).....	16
<b>TD 6 - Le hacheur élévateur de type BOOST .....</b>	<b>18</b>
6.1 Principe de fonctionnement (8 points).....	18
6.2 Expression de la tension de sortie $V_s$ (3 points).....	18
6.3 Ondulation du courant pour $V_s = Cste$ (2 points).....	18
6.4 Etude en régime discontinu (8 points).....	19
6.5 Influence de la résistance de l'inductance (4 points).....	19
6.6 Facteur de dimensionnement $F_d$ en conduction continue (3 points).....	19
6.7 Ondulation de la tension de sortie (3 points).....	19
<b>TD 7 - Le hacheur inverseur de type BUCK–BOOST .....</b>	<b>20</b>
7.1 Principe de fonctionnement (7 points).....	20
7.2 Calculs des grandeurs électriques (10 points) .....	20
7.3 Ondulation du courant (3 points).....	20

7.4	Facteur de dimensionnement $F_d$ .....	21
7.5	Ondulation de la tension de sortie .....	21
7.6	Application numérique .....	21
<b>TD 8</b>	<b>- Harmoniques de tension du hacheur série .....</b>	<b>22</b>
8.1	Calcul des harmoniques de $u(t)$ (6 points).....	22
8.2	Etude du filtre – Tableau 8.1 §8.4 (7 points).....	22
8.3	Ondulation de la tension de sortie – Tableau 8.2 §8.4 (7 points).....	22
8.4	Tableaux réponses .....	23
<b>TD 9</b>	<b>- Hacheur réversible en tension .....</b>	<b>24</b>
9.1	Mode de fonctionnement A .....	24
9.2	Mode de fonctionnement B .....	24
<b>TD 10</b>	<b>- Hacheur réversible en courant .....</b>	<b>26</b>
10.1	Calcul du point de fonctionnement nominal (4 points).....	27
10.2	Etude du démarrage – Hacheur abaisseur de type BUCK (9 points).....	27
10.3	Etude du freinage – Hacheur élévateur de type BOOST (7 points).....	28
<b>TD 11</b>	<b>- Hacheur 4 quadrants .....</b>	<b>30</b>
11.1	Tension moyenne.....	30
11.2	Ondulation du courant .....	30
11.3	Diagramme de conduction.....	30
11.4	Diagramme de conduction – Document réponse.....	31
11.5	Filtrage du courant d'entrée .....	32
<b>TD 12</b>	<b>- Alimentation à découpage de type FLYBACK.....</b>	<b>34</b>
12.1	Calculs des grandeurs électriques.....	34
12.2	Ondulation du courant .....	34
12.3	Ondulation de la tension de sortie .....	35
12.4	Fonctionnement en limite de conduction continu .....	35
12.5	Calcul simplifié de l'inductance .....	35
12.6	Circuit magnétique ETD44 - Philips .....	36
12.7	Bobine pour circuit magnétique ETD44 - Philips .....	38
<b>TD 13</b>	<b>- Etude d'une alimentation FLYBACK de 130W</b>	
	<b>Calculs multiples avec EXCEL.....</b>	<b>39</b>
13.1	Présentation de l'alimentation FLYBACK.....	39
13.2	Bilan de puissance et redresseur capacitif .....	40
13.3	Etude de l'alimentation FLYBACK pour $V_e = 325\text{ V}$ .....	40
<b>TD 14</b>	<b>- Alimentation à découpage de type FORWARD.....</b>	<b>42</b>
14.1	Calculs préliminaires (2 points) .....	42
14.2	Phase de transfert de l'énergie $t \in [0 ; \alpha T]$ (3,5 points) .....	43
14.3	Phase de démagnétisation $t \in [\alpha T ; \beta T]$ (4 points).....	43
14.4	Tracer des courants et des tensions (4 points) .....	43
14.5	Calculs des grandeurs de sortie (5,5 points).....	43
14.6	Calcul simplifié de l'inductance $L$ (6 points).....	44

<b>TD 15 - Onduleur avec transformateur à point milieu</b> .....	<b>46</b>
15.1 Production de la référence de temps.....	46
15.2 Conversion continu/continu et isolement galvanique.....	46
15.3 Etude du transformateur .....	47
<b>TD 16 - Calcul simplifié d'une inductance</b> .....	<b>48</b>
16.1 Présentation du convertisseur .....	48
16.2 Calcul du point de fonctionnement nominal .....	48
16.3 Calcul de l'inductance L (6 points) .....	48

## Table des figures :

Fig. 1.1. Alimentation linéaire avec transistor ballast (dessins\lineaire.drw).	4
Fig. 1.2. Principe de l'alimentation à découpage (dessins\h_serie0.drw).	5
Fig. 2.1. Nature de la source, cas de la batterie (dessins\batterie.drw).	6
Fig. 2.2. Recharge rapide de la batterie (dessins\batterie.drw).	6
Fig. 2.3. Redresseur mono-alternance pour MCC (dessins\tension0.drw).	7
Fig. 2.4. Sources de courant équivalentes (dessins\courant0.drw).	7
Fig. 2.5. Etude de l'inductance (dessins\so_lc.drw).	8
Fig. 2.6. Echelon de courant (dessins\so_lc.drw).	8
Fig. 2.7. Etude du condensateur (dessins\so_lc.drw).	9
Fig. 2.8. Echelon de tension (dessins\so_lc.drw).	9
Fig. 3.1. Structure générale du hacheur série (dessins\buck1.drw).	10
Fig. 4.1. Générateur de courant (dessins\gene_i.drw).	12
Fig. 4.2. Générateur de rampe (dessins\gene_r.drw).	12
Fig. 4.3. Commande de transistor MOSFET (images\hacheur2.jpg).	13
Fig. 4.4. Documentation du NE555 (images\ne55a2 & b2.jpg).	14
Fig. 4.5. Documentation du LM311 (images\lm311a2 & b2.jpg).	15
Fig. 5.1. Montage hacheur série (h_serie.drw).	16
Fig. 6.1. Structure générale du hacheur élévateur (dessins\boost4.drw).	18
Fig. 7.1. Hacheur inverseur à stockage inductif (dessins\hinver0.drw).	20
Fig. 7.2. Convertisseur DC-DC MAX743 (images\max743.jpg).	21
Fig. 8.1. Montage d'étude des harmoniques de u(t) (dessins\hacheur0.drw).	22
Fig. 9.1. Hacheur réversible en tension (dessins\cv_inter4.drw).	24
Fig. 10.1. Hacheur réversible en courant « 2 QUADRANTS » (dessins\hacheur6.drw).	26
Fig. 10.2 Fonctionnement en hacheur de type BUCK (dessins\hacheur6.drw).	27
Fig. 10.3 Fonctionnement en hacheur de type BUCK (dessins\hacheur6.drw).	28
Fig. 11.1. Structure du convertisseur (dessins\h4q2.drw).	30
Fig. 11.2. Filtrage du courant d'entrée (dessins\h4q4.drw).	32
Fig. 12.1. Alimentation à découpage asymétrique de type FLYBACK (dessins\flyback3.drw).	34
Fig. 12.2. Circuit magnétique (dessins\cm.drw).	35
Fig. 12.3. Circuit magnétique Philips (images\etd44a & etd44b.jpg).	37
Fig. 12.4. Bobine Philips (images\etd44c & etd44d.jpg).	38
Fig. 13.1. Convertisseur continu-continu de type FLYBACK (dessins\flyback8.drw).	39
Fig. 13.33. Calculs multiples avec EXCEL.	39

Fig. 13.3. Convertisseur AC–DC de type redresseur double alternance (dessins\red-cr3.drw). .....	40
Fig. 14.1. Convertisseur AC - DC à découpage (dessins\forward1.drw).....	42
Fig. 14.2. Simplification du montage "FORWARD" (dessins\hacheur0.drw). .....	43
Fig. 14.3. Circuit magnétique (dessins\cm.drw). .....	44
Fig. 15.1. Schéma de principe de l'oscillateur (dessins\osc4060.drw).....	46
Fig. 15.2. Convertisseur DC–DC isolé (dessins\agreg1.drw). .....	46
Fig. 15.3. Modèle équivalent (dessins\agreg1.drw). .....	47
Fig. 16.4. Convertisseur élévateur de type BOOST (dessins\boost6.drw).....	48
Fig. 16.5. Circuit magnétique (dessins\cm.drw). .....	48