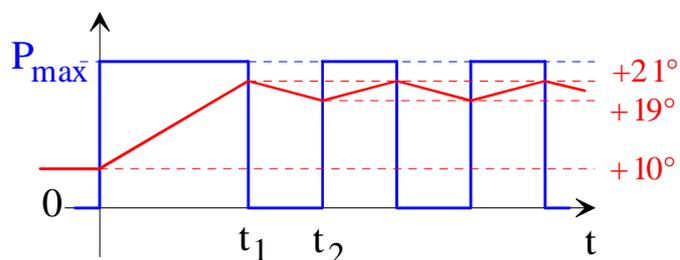
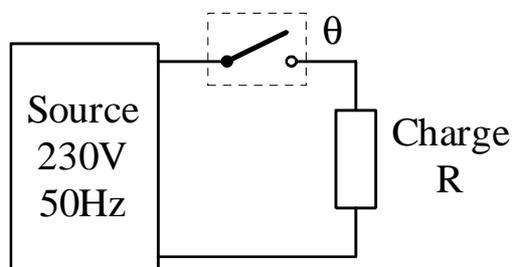
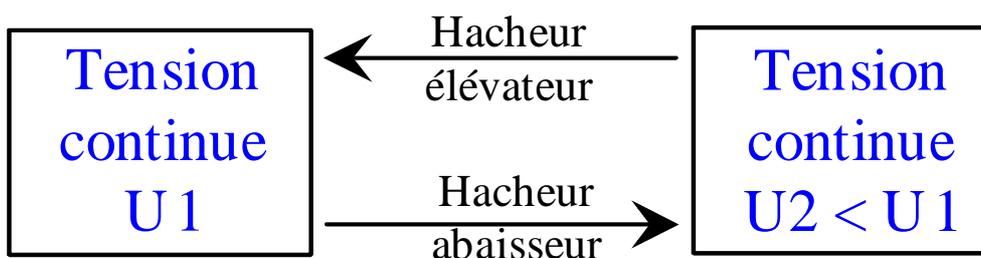


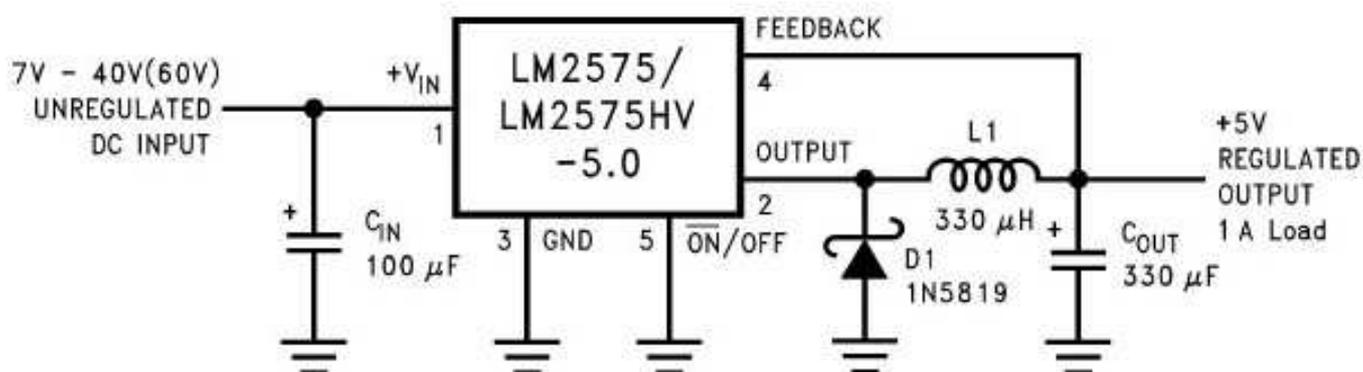
Fonctionnement du radiateur – Cycle S1



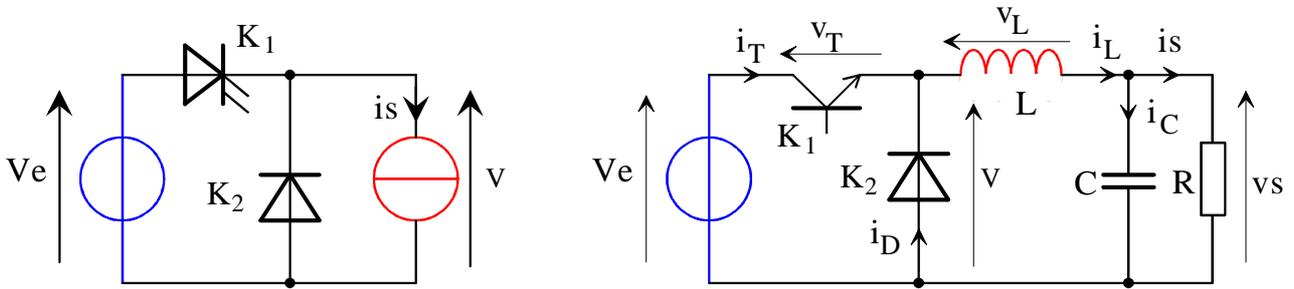
Les convertisseurs DC-DC : la fonction hacheur



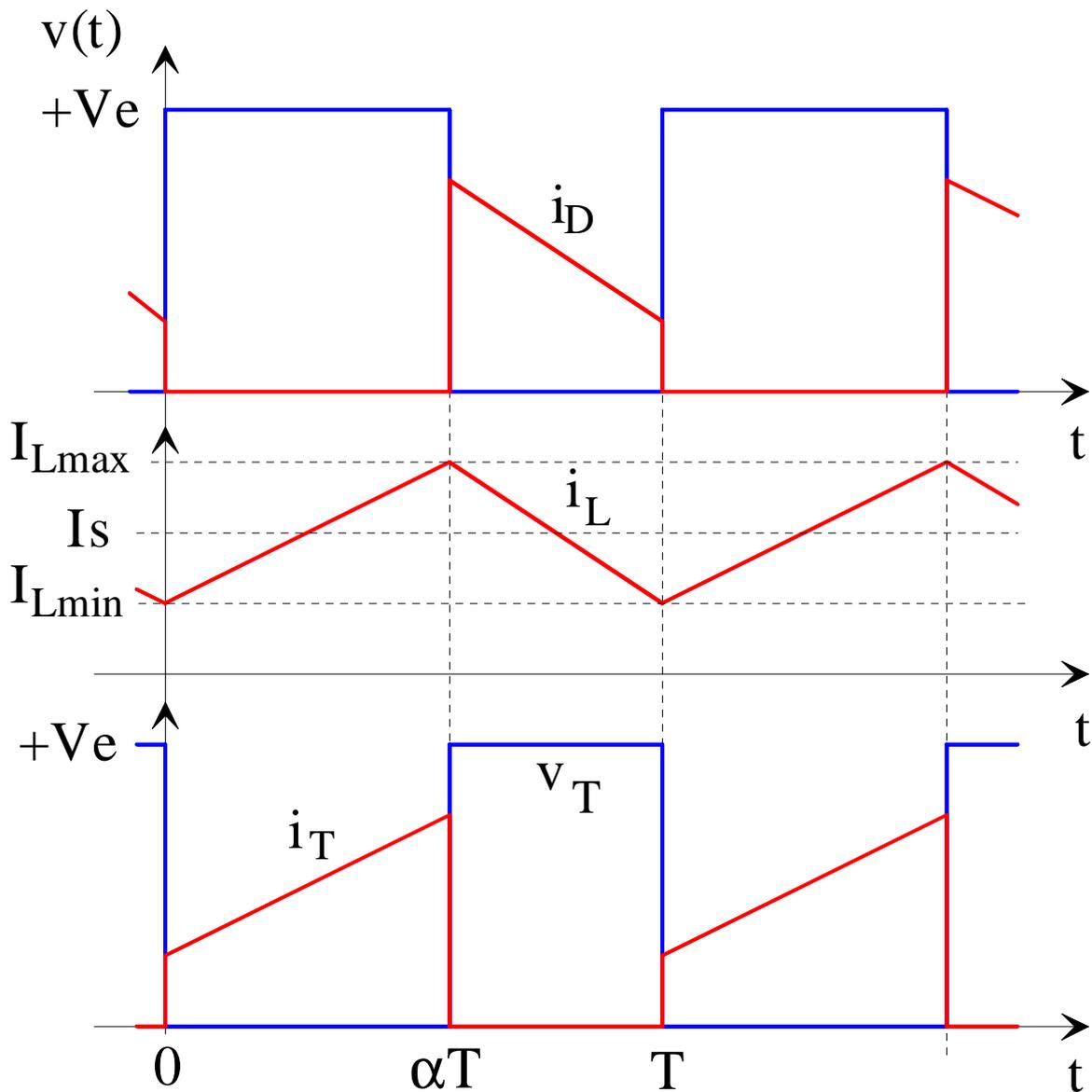
Exemple : Alimentation continue +5V à découpage



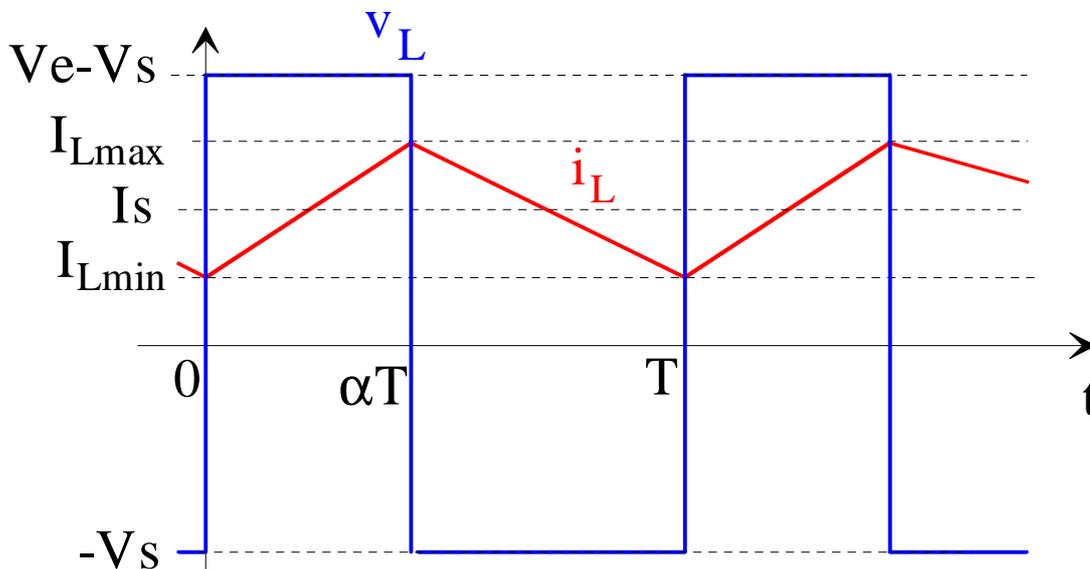
Le hacheur série



Formes d'ondes



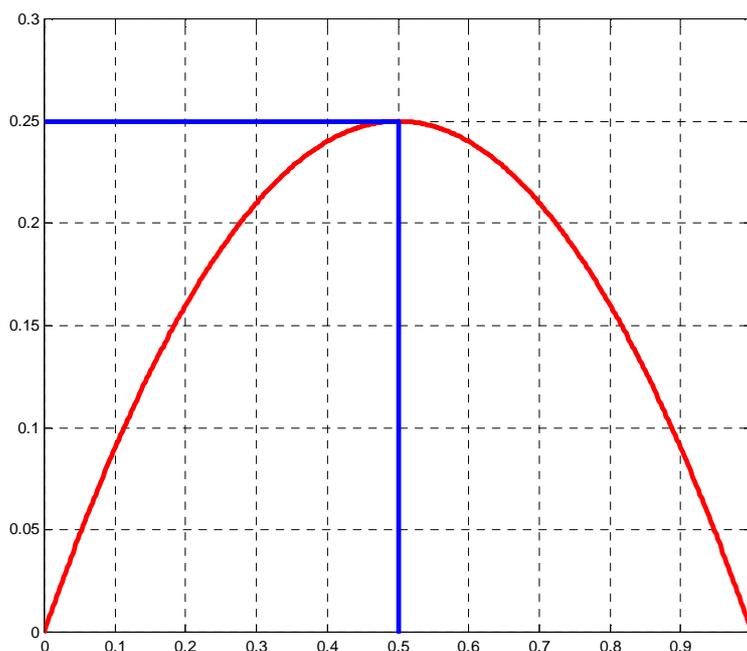
Tension et courant de l'inductance



Ondulation du courant

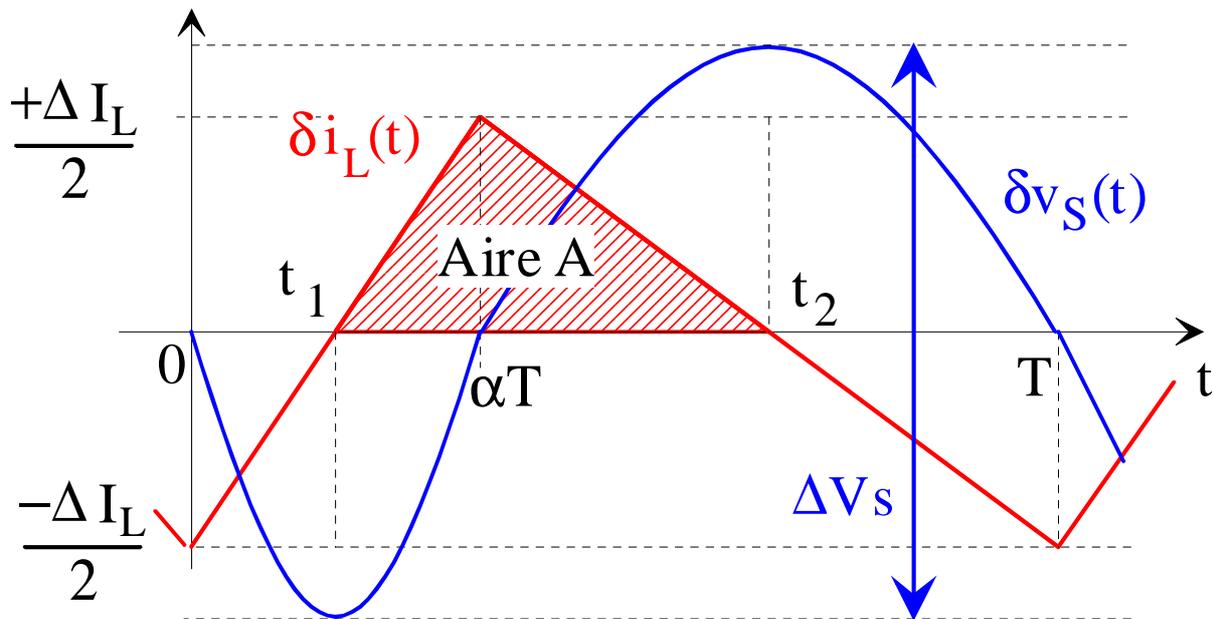
$$\Delta I_L = I_{Lmax} - I_{Lmin} = \frac{V_e - V_s}{L} \cdot \alpha T = \frac{V_e}{LF} \cdot \alpha(1 - \alpha)$$

Evolution de ΔI_L en fonction de α



Ondulation de la tension

$$i_L(t) = i_C(t) + i_S(t) = I_{L\text{moy}} + \partial i_L(t)$$



$$\Delta V_S = V_{C\text{max}} - V_{C\text{min}} = \partial v_C(t_2) - \partial v_C(t_1)$$

$$\Delta V_S = \int_{t_1}^{t_2} \frac{\partial v_C(t)}{dt} \cdot dt = \frac{1}{C} \cdot \int_{t_1}^{t_2} \partial i_L(t) \cdot dt$$

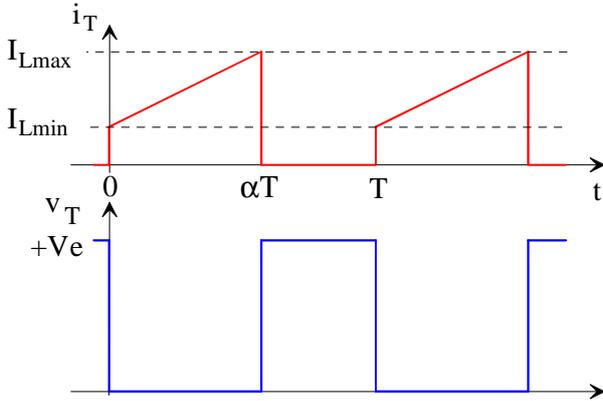
$$\Delta V_S = \frac{1}{C} \left(\frac{\Delta I_L}{2} \cdot \frac{\alpha T}{2} \cdot \frac{1}{2} + \frac{\Delta I_L}{2} \cdot \frac{(1-\alpha)T}{2} \cdot \frac{1}{2} \right) = \frac{\Delta I_L}{8CF}$$

$$\Delta V_S = \frac{V_e}{8LCF^2} \cdot \alpha(1-\alpha)$$

Maximale pour $\alpha = \frac{1}{2}$ et $\Delta V_{S\text{max}} = \frac{V_e}{32LCF^2}$

Contraintes sur les interrupteurs du hacheur BUCK

Interrupteur K1 : le transistor



$$I_{Tmax} = I_{Lmax} = \langle i_L \rangle + \frac{\Delta I_L}{2}$$

$$= I_s + \alpha \cdot (1 - \alpha) \cdot \frac{V_e}{2LF}$$

$$I_{Tmoy} = \alpha \cdot I_s = I_{emoy}!$$

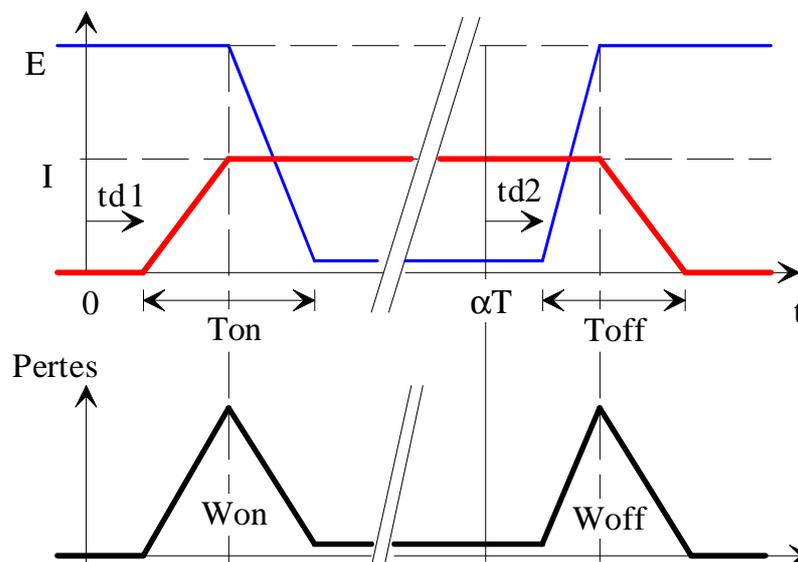
$$V_{Tmax} = +V_e$$

$$I_{Teff} = \sqrt{\left(I_s^2 + \frac{\Delta I_L^2}{12} \right) \cdot \alpha}$$

Pertes statiques du MOSFET : $P_0 = R_{DSon} \cdot I_{DS(RMS)}^2$.

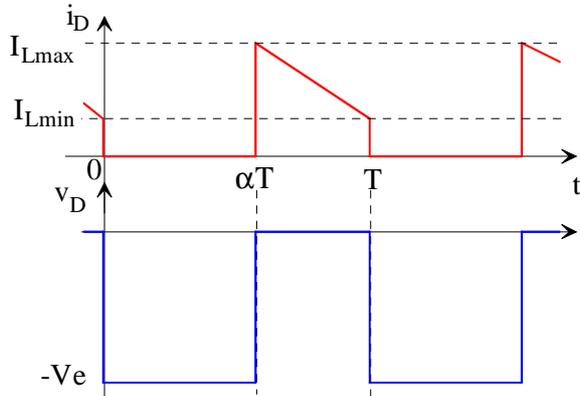
Pertes statiques du bipolaire : $P_0 = R_D \cdot I_{C(RMS)}^2 + V_{CEsat} \cdot I_{C(AV)}$

Pertes dynamiques : $P_D = \left(\frac{1}{2} V_e \cdot I_{Lmin} \cdot t_{on} + \frac{1}{2} V_e \cdot I_{Lmax} \cdot t_{off} \right) \times F$.



Contraintes sur les interrupteurs du hacheur BUCK

Interrupteur K2 : la diode



$$I_{D\max} = I_{FRM} = \langle i_L \rangle + \frac{\Delta I_L}{2}$$

$$= I_s + \alpha \cdot (1 - \alpha) \cdot \frac{V_e}{2LF}$$

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

$$V_{D\text{inv max}} = V_{RRM} = +V_e$$

$$I_{D\text{eff}} = \sqrt{\left(I_s^2 + \frac{\Delta I_L^2}{12} \right) \cdot (1 - \alpha)}$$

Pertes statiques dans la diode : $P_0 = R_D \cdot I_{F(RMS)}^2 + V_{D0} \cdot I_{F(AV)}$

Pertes dynamiques au blocage : $P_r = F \cdot V_e \cdot Q_{rr}$

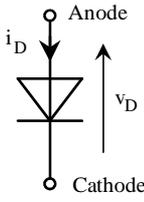
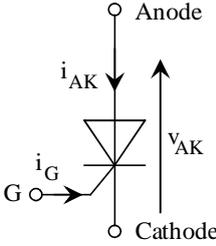
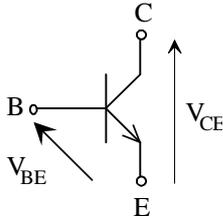
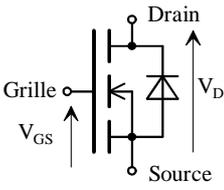
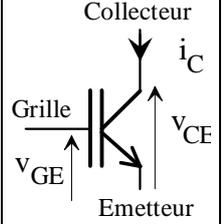
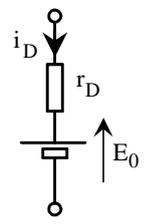
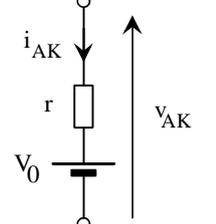
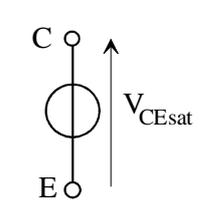
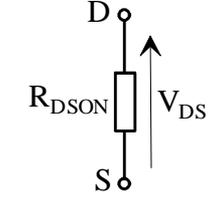
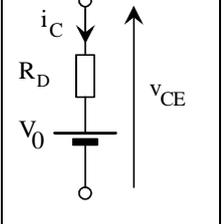
Facteurs de dimensionnement du hacheur BUCK

Pour le transistor $F_d = \frac{V_{T\max} \cdot I_{T\max}}{P_s} = \frac{V_e \cdot I_{L\max}}{V_s \cdot I_s} \approx \frac{1}{\alpha}$

Pour la diode $F_d = \frac{V_{RRM} \cdot I_{F(AV)}}{P_s} = \frac{V_e \cdot (1 - \alpha) I_s}{V_s \cdot I_s} = \frac{(1 - \alpha)}{\alpha}$

Choix des composants semi-conducteurs de puissance

Critère statique :

Composant	Diode	Thyristor	Bipolaire	MOSFET	IGBT
Symbole					
Schéma équivalent					
E =	0,2 à 0,8 V	0,8 à 3 V	0,4 à 2 V	= 0	1 V à 5 V
R =	1 mΩ à 1 Ω	50 mΩ à 2 Ω	≈ 0	1 mΩ à 10 Ω	50 mΩ à 2 Ω

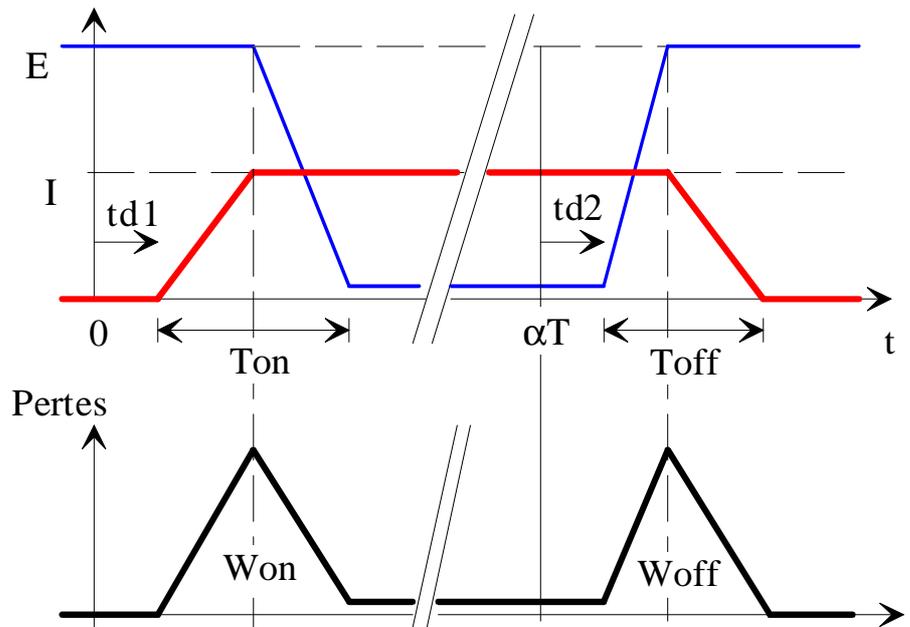
Les pertes statiques valent : $P_0 = R \cdot I_{EFF}^2 + E \cdot I_{MOY}$

Critère dynamique :

- Energies dissipées :

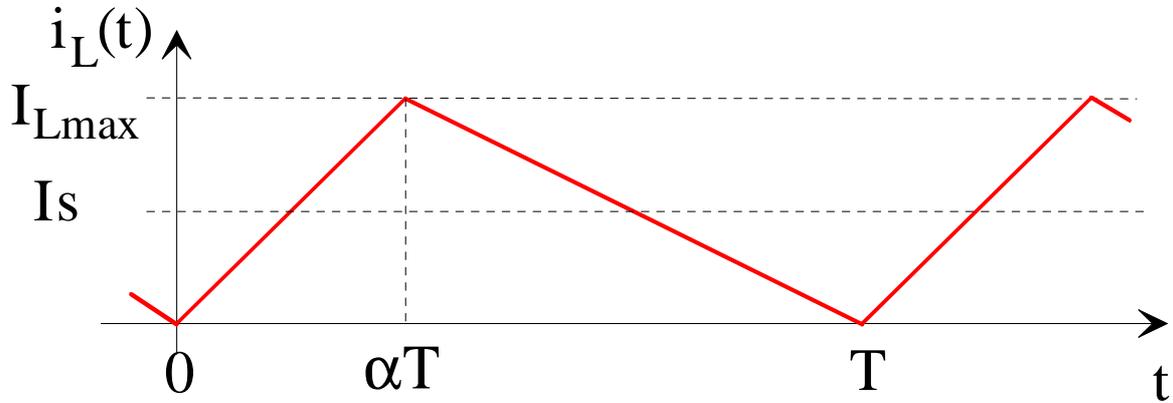
$$W_{on} = \frac{1}{2} \cdot E \cdot I \cdot T_{on}$$

$$W_{off} = \frac{1}{2} \cdot E \cdot I \cdot T_{off}$$

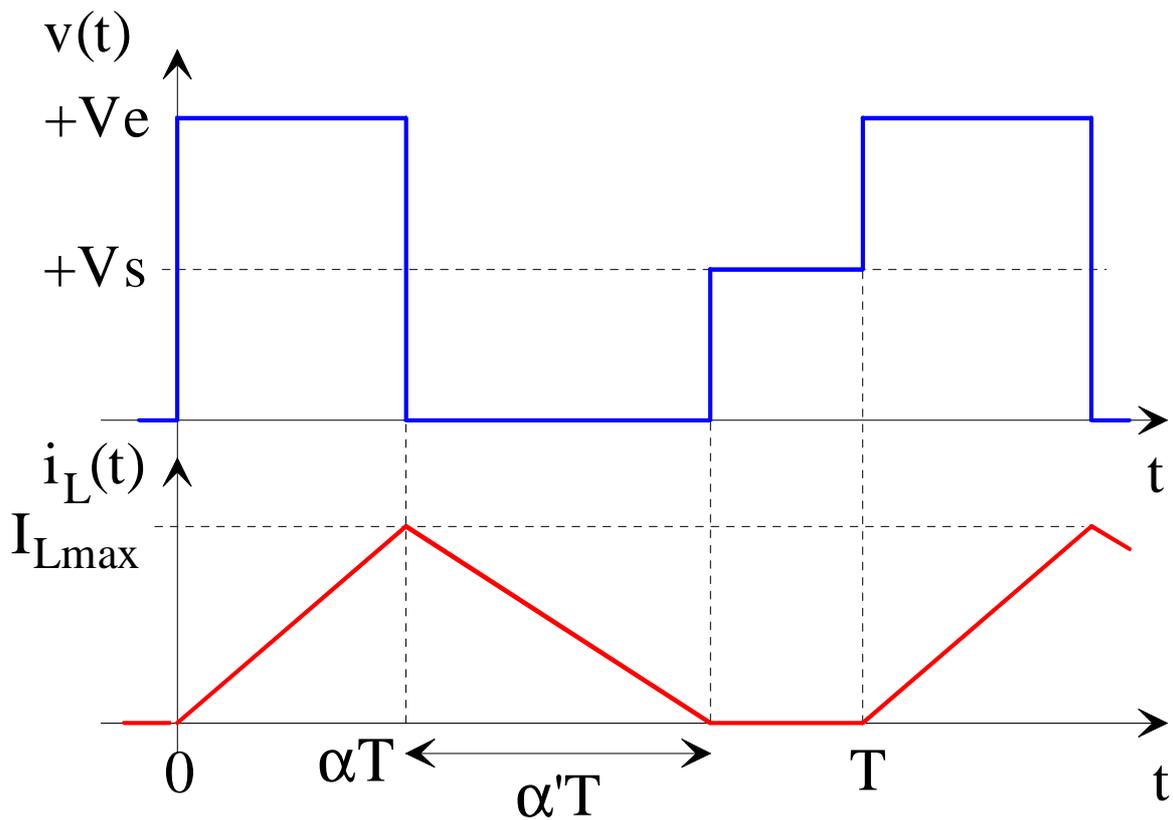


- Pertes dynamiques : $P_D = (W_{on} + W_{off}) \times F_{découpage}$

Fonctionnement en limite de conduction continue



Fonctionnement en conduction discontinue

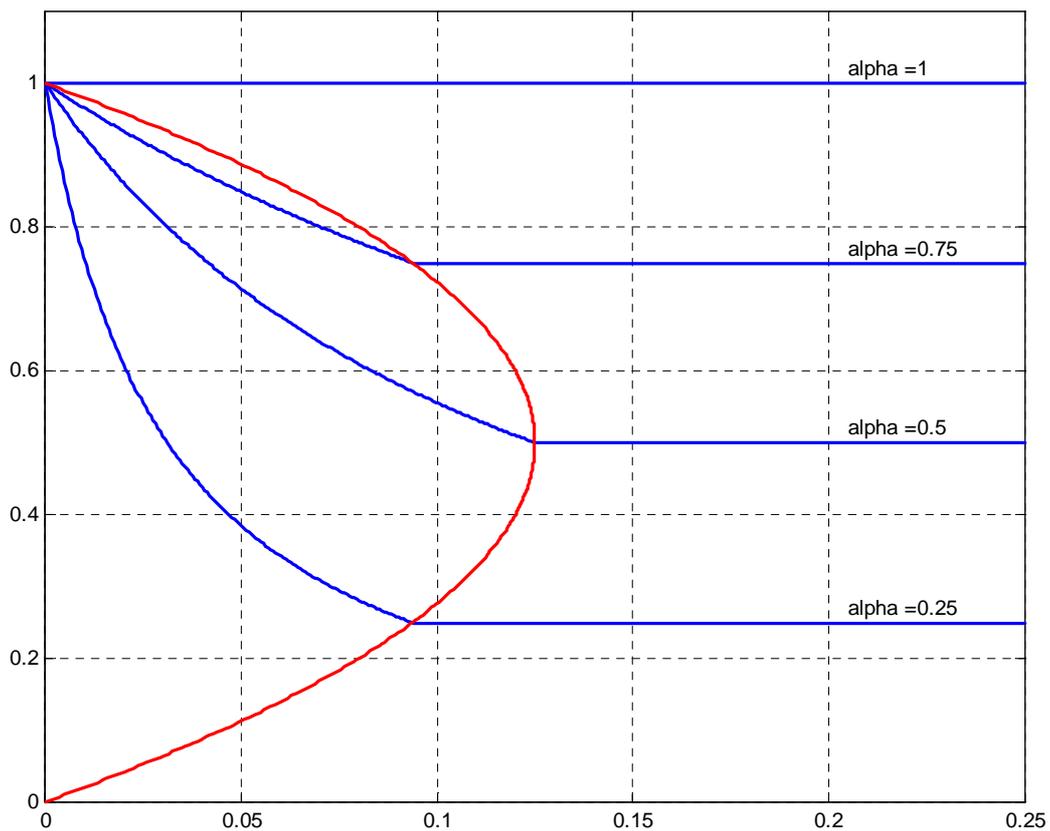


Caractéristique de sortie

Tension normalisée ou tension réduite : $y = \frac{V_s}{V_e}$

Courant de charge normalisé ou réduit : $x = \frac{LF}{V_e} \cdot I_s$

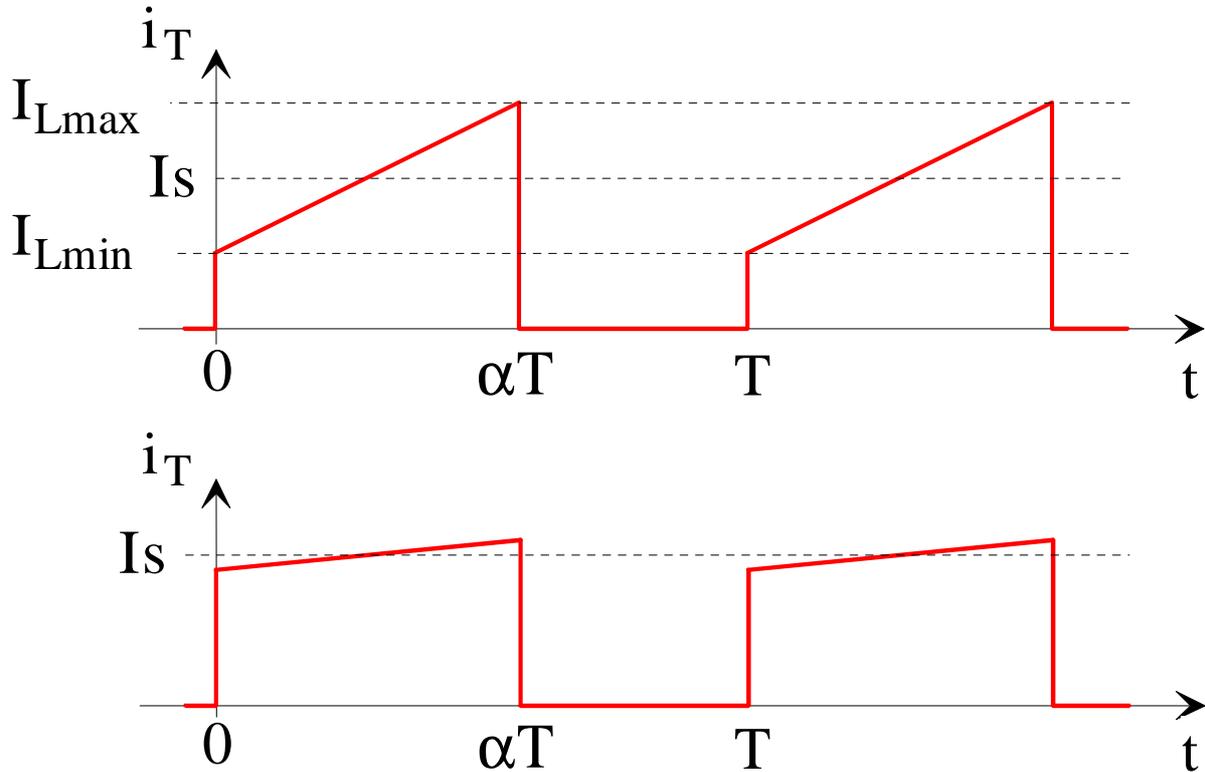
$$y = \frac{1}{1 + \frac{2 \cdot x}{\alpha^2}}$$



$$I_{s\text{limite}} = \frac{\Delta I_L}{2} = \frac{V_e}{2LF} \cdot \alpha(1 - \alpha) ; \quad x_{\text{limite}} = \frac{y(1 - y)}{2} ; \quad \begin{cases} x_{\text{limite}} = \frac{\alpha(1 - \alpha)}{2} \\ y_{\text{limite}} = \alpha \end{cases}$$

Etude du filtre d'entrée du hacheur série

Courant d'entrée du hacheur série :



Harmoniques du courant $i_T(t)$

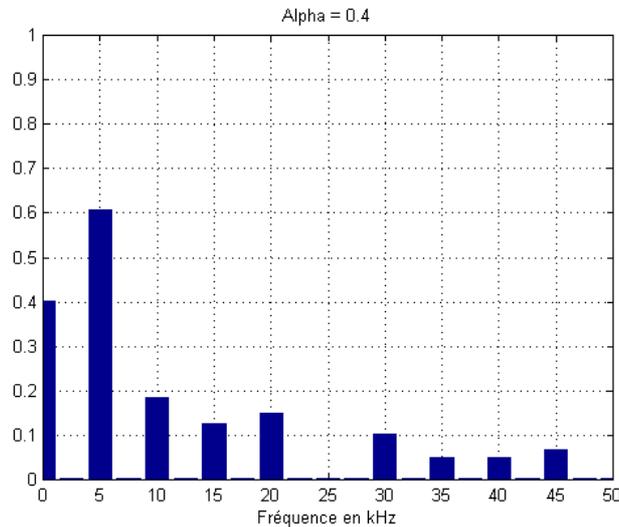
$$i_T(\theta) = \langle i_T \rangle + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cdot \cos(n\theta) + \sum_{n=1}^{\infty} b_n \cdot \sin(n\theta)$$

$$\forall n \in \mathbb{Z}^*, a_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i_T(\theta) \cdot \cos(n\theta) \cdot d\theta \quad \text{et} \quad b_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i_T(\theta) \cdot \sin(n\theta) \cdot d\theta$$

$$a_n = \frac{I_s}{\pi} \cdot \int_0^{2\alpha\pi} \cos(n\theta) \cdot d\theta = \frac{I_s}{n\pi} \cdot [\sin(n\theta)]_0^{2\alpha\pi} = \frac{I_s}{n\pi} \cdot \sin(2\alpha n\pi)$$

$$b_n = \frac{I_s}{\pi} \int_0^{2\alpha\pi} \sin(n\theta) \cdot d\theta = \frac{I_s}{n\pi} [-\cos(n\theta)]_0^{2\alpha\pi} = \frac{I_s}{n\pi} [1 - \cos(2\alpha n\pi)]$$

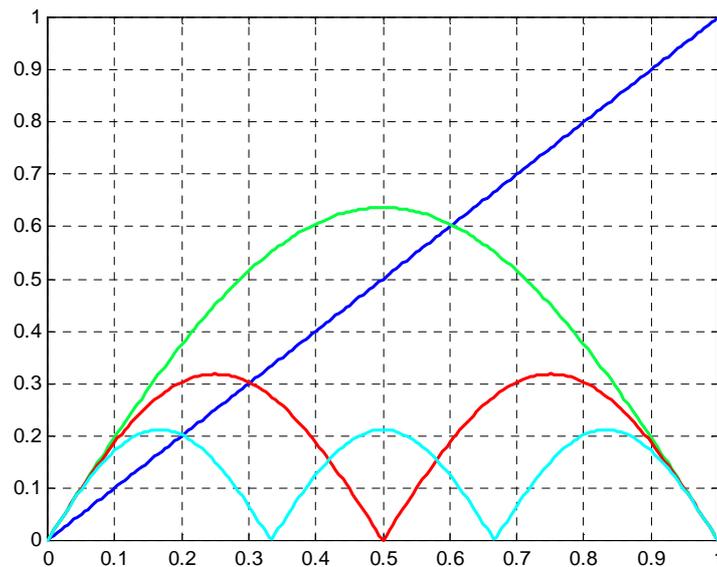
Exemple pour $\alpha = 0,4$



Evolution des harmoniques en fonction de α

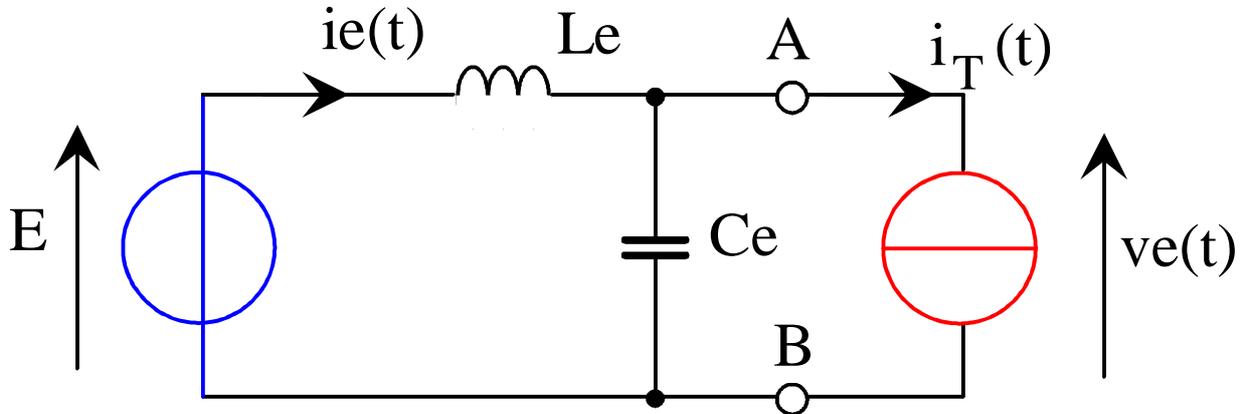
$$c_n = \frac{I_s}{n \pi} \sqrt{2 \cdot (1 - \cos(2 n \alpha \pi))} \Rightarrow c_n = \frac{2 I_s}{n \pi} |\sin(n \alpha \pi)|$$

Amplitude normalisée $y_n = \frac{c_n}{I_s} = \frac{\hat{I}_n}{I_s} = \frac{\sqrt{2} \cdot I_{n \text{ eff}}}{I_s}$ en fonction de α :



$$y_{1 \max} = \frac{2}{1 \pi} = 0,636 ; y_{2 \max} = \frac{2}{2 \pi} = 0,318 ; y_{3 \max} = \frac{2}{3 \pi} = 0,212$$

Fonction de transfert du filtre d'entrée



L'impédance interne de la source E est nulle pour chaque harmonique.

$$\underline{V_e} = \underline{Z_{Le}} \cdot \underline{I_e} = (\underline{Z_{Le}} // \underline{Z_{Ce}}) \cdot \underline{I_e}$$

Avec $\omega = 2\pi F$ et $\Omega = n \omega$ pour $n \geq 1$, la fonction de transfert est donnée par :

$$\frac{\underline{I_e}(j\Omega)}{\underline{I_T}(j\Omega)} = \frac{\underline{Z_{Ce}}}{\underline{Z_{Le}} + \underline{Z_{Ce}}} = \frac{1}{jCe\Omega} \cdot \frac{1}{jLe\Omega + \frac{1}{jCe\Omega}} = \frac{1}{1 - LeCe\Omega^2}$$

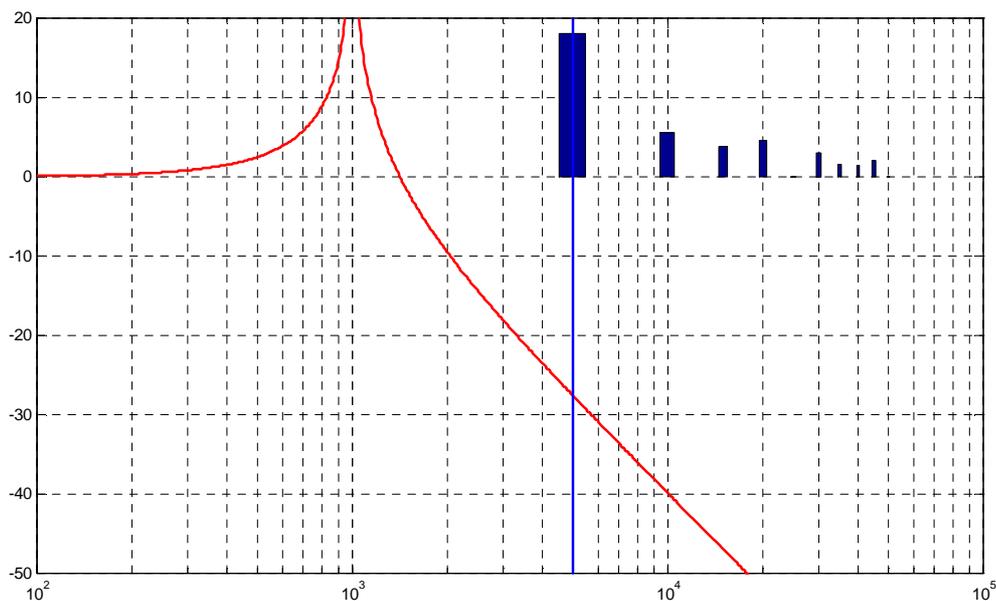
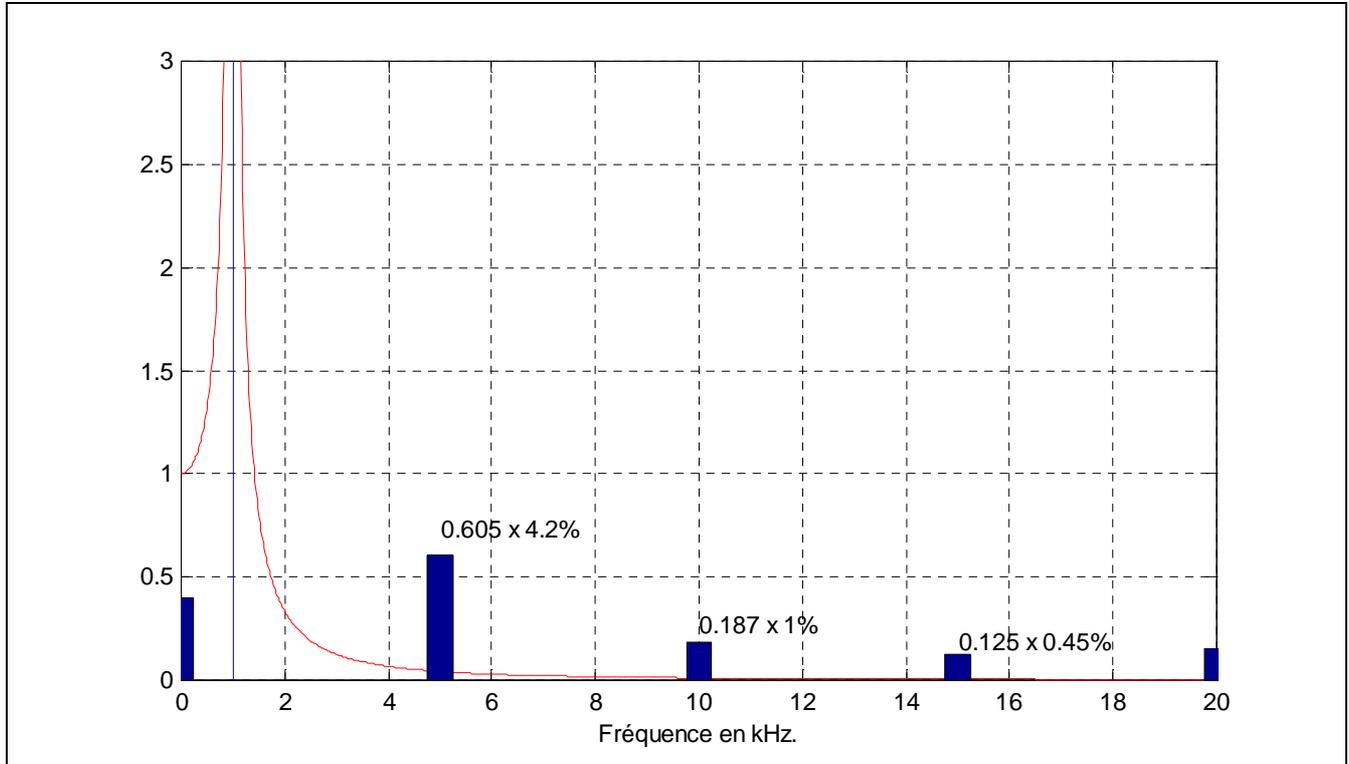
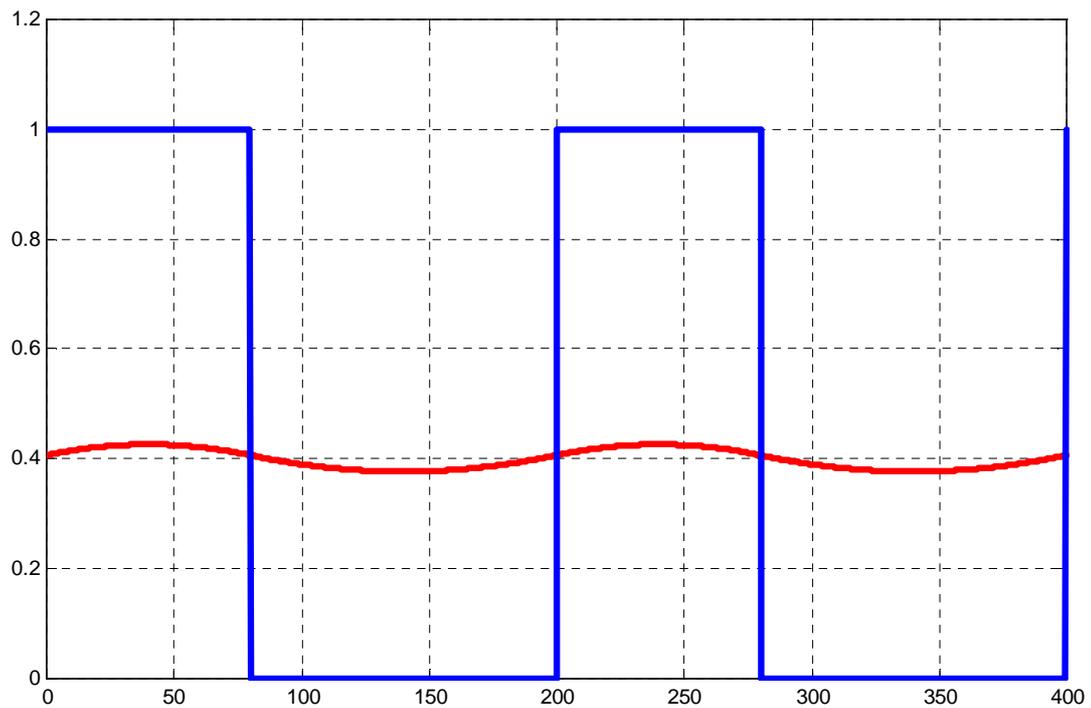


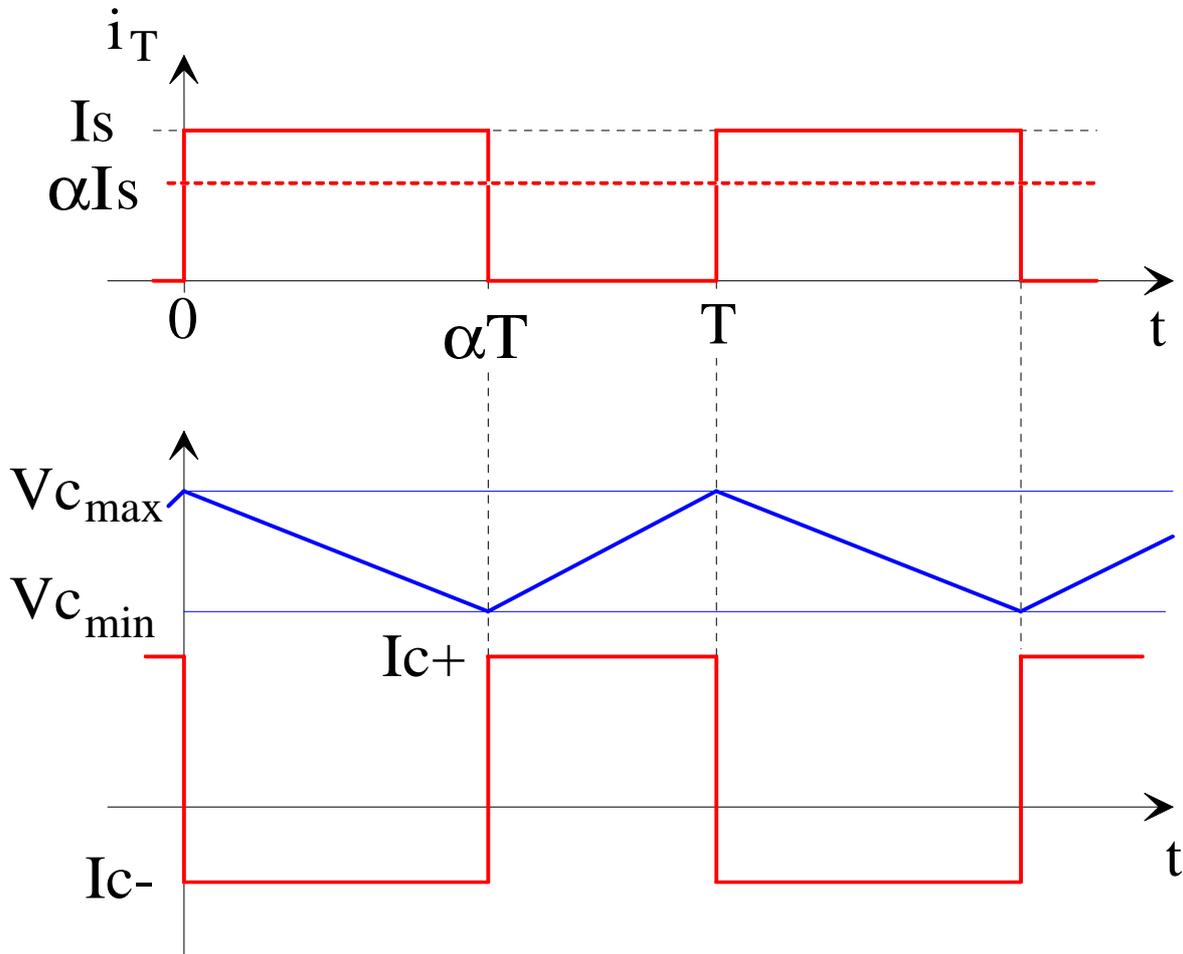
Diagramme de fréquence du filtre d'entrée



Courant après le filtre d'entrée :



Approche simplifiée du calcul du condensateur d'entrée



L'ondulation de la tension aux bornes du condensateur vaut :

$$\Delta V_c = V_{c_{max}} - V_{c_{min}} = \frac{I_s}{C_e} (1 - \alpha) \alpha T = \frac{I_s}{C_e \cdot F} \alpha (1 - \alpha)$$

$$\text{avec } \Delta V_c \leq \Delta V_{c_{max}} = \Delta V_c \left(\alpha = \frac{1}{2} \right) = \frac{I_s}{4 \cdot C_e \cdot F}$$

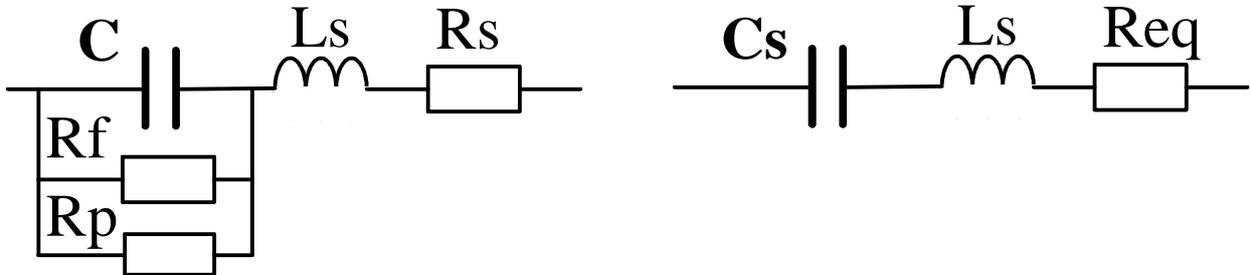
Le courant efficace dans le condensateur vaut :

$$I_{ceff} = \sqrt{\left(I_s^2 + I_s \Delta I_L + \frac{\Delta I_L^2}{3} \right) \alpha - \left(I_s + \frac{\Delta I_L}{2} \right)^2 \alpha^2}$$

$$\text{Si } \Delta I_L \approx 0, \text{ alors } I_{ceff} = I_s \sqrt{\alpha (1 - \alpha)}$$

Notes sur le condensateur

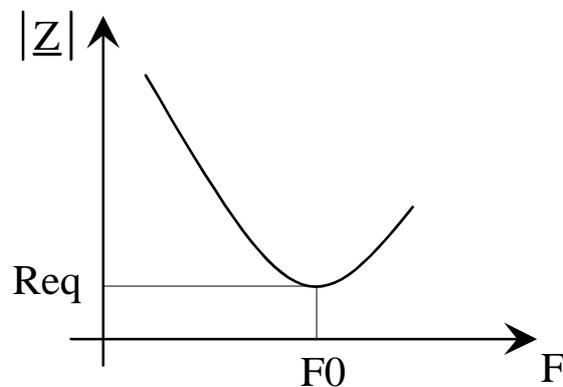
Schémas équivalents d'un condensateur :



- R_f : résistance de fuite de l'isolant
- R_p : résistance correspondante aux pertes diélectriques sous tension variable

$$C_s = C \times \left[1 + \frac{1}{(RC\omega)^2} \right] \text{ et } ESR = R_s + \frac{R}{(RC\omega)^2} \text{ avec } R = \frac{R_f \cdot R_p}{R_f + R_p}$$

Variation de l'impédance en fonction de la fréquence



- Si $ESR \ll \frac{1}{2\pi CF}$ alors $\Delta V_C \cong \frac{\Delta I_C}{2\pi CF}$
- Si $ESR \gg \frac{1}{2\pi CF}$ alors $\Delta V_C \cong ESR \cdot \Delta I_C$
- Si $ESR \cong \frac{1}{2\pi CF}$ alors $\Delta V_C \cong \sqrt{\left(\frac{1}{2\pi CF}\right)^2 + (ESR)^2} \cdot \Delta I_C$