TD12 : conversion électronique (correction)

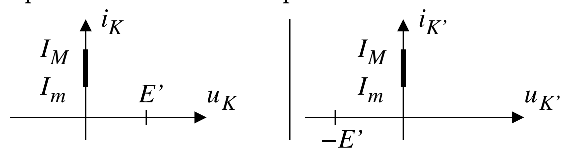
CP024. Alimentation à découpage (**)

1. Expression de E' :
   (a) Compte tenu de l'état des interrupteurs :
   $\rightarrow$ Pour $t \in [0, \alpha T[$, $u_L = E$; $\rightarrow$ Pour $t \in [\alpha T, T[$, $u_L = E - E'$
   (b) $\forall t, \quad u_L = L\dfrac{di}{dt}$, donc, pour un fonctionnement périodique, $\langle u_L \rangle = 0$.
   D'autre part, on peut exprimer directement la moyenne de u_L à l'aide d'un calcul intégral :
$$\langle u_L \rangle = \frac{1}{T}\int_0^T u_L(t)dt = \frac{1}{T}\left[E\alpha T + (E - E')(T - \alpha T)\right] = E - (1 - \alpha)E'$$
   De la comparaison des deux expressions, on déduit :
$$\boxed{E' = \frac{E}{1 - \alpha}}$$
2. Pour $t \in [0, \alpha T[$, $u_L = E = L\dfrac{di_L}{dt}$, donc $i_L = \dfrac{E}{L}t + cste$, ce qui génère une ondulation de courant :
$$\Delta i = \frac{E}{L}\alpha T \quad \Rightarrow \quad L = \frac{\alpha T E}{\Delta i}$$
   Application numérique :
$$L_{min} = \frac{0,6 \times 50 \times 10^{-6} \times 50}{0,3} \qquad \boxed{L_{min} = 5,0 \text{ mH}}$$
3. On sait déjà que $I_M - I_m = \Delta i = 0,30$ A.

   Par définition, la puissance moyenne fournie par la source vaut :
$$P = \langle E i_L \rangle = E\,\langle i_L \rangle = E\left(\frac{I_M + I_m}{2}\right)$$
   Le dernier résultat s'applique car l'intensité est affine par morceaux.
   Ce qui impose : $I_M + I_m = \dfrac{2P}{E} = 6,0$ A et finalement :
$$\boxed{I_M = 3,15 \text{ A}} \quad \text{et} \quad \boxed{I_m = 2,85 \text{ A}}$$
4. Caractéristiques des interrupteurs :
   $\rightarrow$ Pour $t \in [0, \alpha T[$, l'interrupteur K est fermé, $i_K = i_L > 0$ et $u_K = 0$; pour $t \in]\alpha T, T[$, l'interrupteur K est ouvert, $i_K = 0$ et $u_K = E'$.

   $\rightarrow$ Pour $t \in [0, \alpha T[$, l'interrupteur K' est ouvert, $i_{K'} = 0$ et $u_{K'} = -E'$; pour $t \in]\alpha T, T[$, l'interrupteur K' est fermé, $i_{K'} = i_L > 0$ et $u_{K'} = 0$.

   Ce qui donne pour les caractéristiques :



   K est un transistor, K' une diode.
5. Pour $t \in [0, \alpha T[$, $u_K = 0$; Pour $t \in]\alpha T, T[$, $u_K = E'$, et donc en moyenne :
$$\langle u_K \rangle = \frac{(1 - \alpha)T \times E'}{T} = (1 - \alpha)E' \quad \Rightarrow \quad \boxed{U_0 = (1 - \alpha)E' = E}$$
6. $i_C = C\dfrac{du_c}{dt}$, le fonctionnement étant périodique $\langle i_C \rangle = 0$, donc $\boxed{I_C = 0}$.

   Aux bornes de la résistance : $i_R = \dfrac{U}{R}$, donc :
$$I_R = \langle i_R \rangle = \frac{\langle U \rangle}{R} = \frac{E'}{R} \qquad \boxed{I_R = \frac{E}{(1 - \alpha)R}}$$
   Le condensateur n'absorbe pas de puissance en moyenne, $P_C = 0$. La bobine et les interrupteurs n'absorbent pas de puissance en moyenne, la puissance fournit par la source est donc nécessairement dissipée dans la résistance : $\boxed{P_R = P = 150 \text{ W}}$.

CP071. Alimentation à découpage de type Fly back (***).

1. Intervalle $t \in]0, \alpha T[$:
   (a) Le transistor étant conducteur, il est équivalent à un fil. La loi des mailles au primaire conduit à : $\boxed{u_1 = U_{1M} = U_e}$, la tension au primaire est bien une constante.
   Du fait du branchement des bornes homologues, la loi de transformation des tensions s'écrit :
$$\boxed{u_2 = U_{2m} = -mU_e}$$
   Avec $u_2 < 0$ et $U_s > 0$, la diode est bloquante, le courant ne circule pas au secondaire.

   Au niveau du primaire, et du fait de l'absence de courant au secondaire, on a :
$$u_1 = U_e = -e_1 = L_1\frac{di_1}{dt} + M\frac{di_2}{dt} = L_1\frac{di_1}{dt} \quad \Rightarrow \quad \frac{di_1}{dt} = \frac{U_e}{L_1}$$
   L'intensité i_1 est donc une fonction affine croissante du temps.

(b) En intégrant l'équation précédente sur la première phase de fonctionnement, on obtient :

$$\boxed{\frac{I_{1M} - I_{1m}}{\alpha T} = \frac{U_e}{L_1} \quad (1)}$$

2. Intervalle $t \in]\alpha T, T[$:

(a) **L'énergie magnétique** au sein du transformateur doit se conserver à l'ouverture du transistor. En $t = \alpha T^-$, seul le courant i_1 circule ; à l'ouverture du transistor, le courant i_1 s'annule, ce qui impose :

$$\mathcal{E}_m(\alpha T^-) = \frac{1}{2}L_1 i_1^2 = \mathcal{E}_m(\alpha T^+) = \frac{1}{2}L_2 i_2^2$$

Le courant au secondaire est donc non nul et la diode doit nécessairement s'amorcer. Compte tenu des chronogrammes, la condition de continuité impose :

$$\frac{1}{2}L_1 I_{1M}^2 = \frac{1}{2}L_2 I_{2M}^2 \quad \Rightarrow \quad I_{2M}^2 = \frac{L_1}{L_2} I_{1M}^2$$

Les inductances propres étant proportionnelles au carré de leur nombre de spires, on en déduit

$$I_{2M}^2 = \frac{N_1^2}{N_2^2} I_{1M}^2 \quad \Leftrightarrow \quad \boxed{I_{2M} = \frac{I_{1M}}{m}}$$

En l'absence de courant au primaire, le secondaire se comporte comme une simple bobine, avec compte tenu de la convention d'orientation :

$$u_2 = U_s = -L_2 \frac{di_2}{dt}$$

L'intensité i_2 est une fonction affine décroissante du temps.

3. En intégrant l'équation précédente pour $t \in]\alpha T, T[$, on obtient :

$$-\frac{U_s}{L_2} = \frac{I_{2m} - I_{2M}}{(1-\alpha)T} \quad (2)$$

On utilise à nouveau la conservation de l'énergie magnétique pour $t = T$:

$$\frac{1}{2}L_2 I_{2m}^2 = \frac{1}{2}L_1 I_{1m}^2 \quad \Rightarrow \quad I_{2m} = I_{1m}/m$$

Il reste maintenant à combiner les relations (1) et (2) avec les relations portant sur les intensités :

$$U_s = \frac{L_2}{(1-\alpha)T}\left(I_{2M} - I_{2m}\right) = \frac{L_2}{m(1-\alpha)T}\left(I_{1M} - I_{1m}\right) = \frac{L_2}{m(1-\alpha)T} \times \frac{U_e \alpha T}{L_1}$$

Avec $L_2/L_1 = N_2^2/N_1^2 = m^2$, on en déduit :

$$\boxed{U_s = \frac{N_2}{N_1} \times \frac{\alpha U_e}{(1-\alpha)}}$$

À U_e donnée, la tension de charge U_s est fixée par le choix de α ou m.

CP046. Redresseur mono-alternance (*)

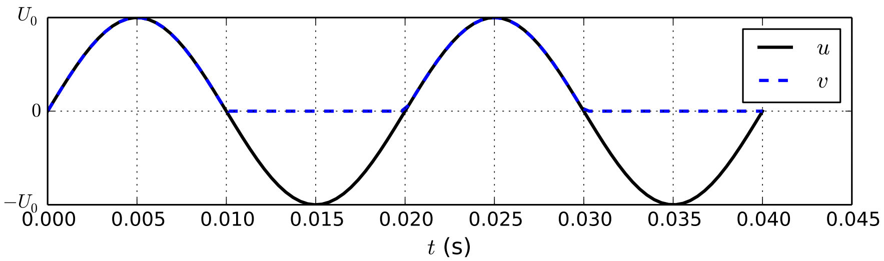
1. Diode passante : $u_d = 0$, à condition que $i > 0$.
La loi des mailles s'écrit alors $v = u$.
Comme $v = Ri$, $i > 0$, impose $u > 0$, en conclusion :

diode passante, $v = u$ à condition que $u > 0$

Diode bloquante : $i = 0$, à condition que $u < 0$.
La loi d'Ohm conduit à $v = Ri = 0$.
Comme $u = u_d + v$ et $v = 0$, on en déduit $u = u_d < 0$, en conclusion :

diode bloquante, $v = 0$ à condition que $u_d < 0$

On réalise bien un redressement simple alternance. La figure est représentée pour une fréquence de 50 Hz.

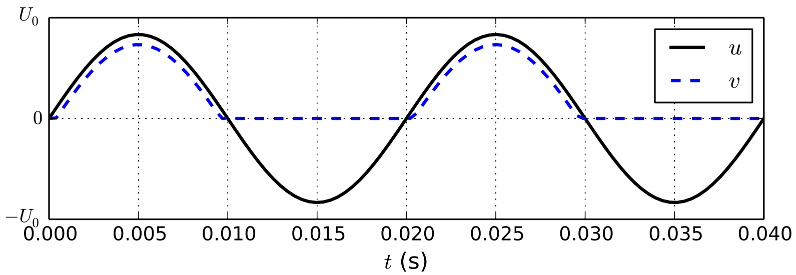


2. La tension u peut s'écrire : $u(t) = U_0 \sin(\omega t)$:

$$\langle v \rangle = \frac{1}{T}\int_0^{T/2} U_0 \sin(\omega t) dt = \frac{U_0}{T\omega}\left[-\cos(\omega t)\right]_0^{T/2} \quad \Rightarrow \quad \boxed{\langle v \rangle = \frac{U_0}{\pi}}$$

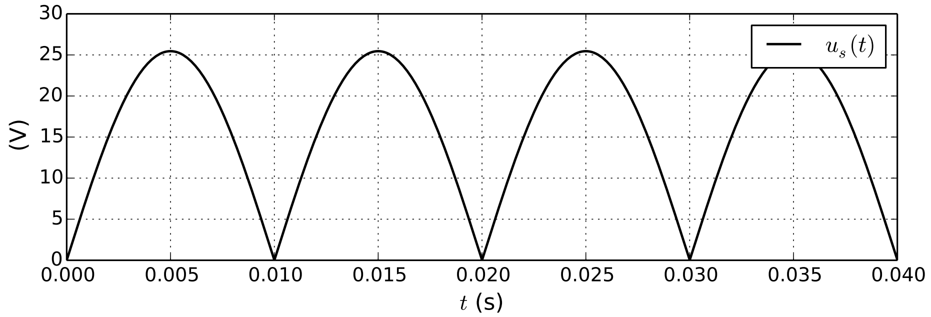
$$V_{eff}^2 = \frac{1}{T}\int_0^{T/2} U_0^2 \sin^2(\omega t) dt = \frac{1}{2} \times \frac{1}{T}\int_0^{T} U_0^2 \sin^2(\omega t) dt = \frac{1}{2} \times \frac{U_0^2}{2} \quad \Rightarrow \quad \boxed{V_{eff} = \frac{U_0}{2}}$$

3. Avec une tension de seuil u_s, la diode ne devient passante que pour $u \geq u_s$, en conséquence :



CP084. Redresseur shunt (***)

1. Pour un transformateur parfait, la loi de transformation des tensions impose que le rapport des tensions soit égal au rapport des nombres de spires :
$$m = \frac{N_2}{N_1} = \frac{U_2}{U_1} = \frac{18}{230} \quad \Rightarrow \quad \boxed{m \simeq 0,078}$$
2. Pour $u_e(t) > 0$, les diodes D_1 et D_4 sont passantes et $u_s(t) = u_e(t)$.
Pour $u_e(t) < 0$, les diodes D_3 et D_2 sont passantes et $u_s(t) = -u_e(t)$.
Ce qui donne pour le tracé, avec pour amplitude $18\sqrt{2} = 25,5$ V :



Comme $|f|^2 = f^2$, la grandeur efficace du signal u_s est identique à celle du signal u_e : $\boxed{U_{s,eff} = \frac{U_e}{\sqrt{2}} = 18 \text{ V}}$.

Pour la valeur moyenne :
$$< u_s >= \frac{2}{T}\int_0^{T/2} U_e \sin(\omega t) dt = \frac{2U_e}{T\omega}\left[-\cos(\omega t)\right]_0^{T/2} \quad \Rightarrow \quad \boxed{\langle u_s \rangle = \frac{2U_e}{\pi}}$$
3. Compte tenu de la tension de seuil de la diode, lorsque D_1 et D_4 sont passantes : $u_s(t) = u_e(t) - 2V_d$.
Sur la courbe, on note un décalage de l'ordre de 1,5 V avec le cas idéal, en conséquence : $\boxed{V_d \simeq 0,7 \text{ V}}$.
4. Partant d'une valeur maximale de $u_e = U_e$ pour laquelle $u_c = U_e - 2V_d$, lorsque u_e commence à diminuer alors $u_e < U_e - 2V_d = u_c$ et les diodes sont alors toutes bloquantes. Le condensateur se décharge dans la résistance. Il faut attendre l'instant t_0 tel que $|u_e|(t_0) = u_c(t_0) + 2V_d$ pour que les diodes soient à nouveau passantes et la tension du condensateur suit alors u_e à un décalage de $2V_d$ près puis le processus reprend.
5. On note U_0 la tension maximale du condensateur et on suppose, pour simplifier, qu'à cet instant $t = 0$. Le condensateur se décharge alors dans la résistance selon la loi d'évolution bien connue :
$$u_c(t) = U_0 \exp\left(-\frac{t}{\tau}\right) \quad \Rightarrow \quad u_c(T/2) = U_0 \exp\left(-\frac{T}{2\tau}\right) \simeq U_0\left(1 - \frac{2T}{\tau}\right)$$
On en déduit :
$$\frac{u_c(0) - u_c(T/2)}{u_c(0)} = \frac{U_0 - U_0(1 - 2T/\tau)}{U_0} \quad \Rightarrow \quad \boxed{\frac{|\Delta u_c|}{u_c^{max}} \simeq \frac{T}{2R_LC}}$$
<u>A.N.</u> : $\frac{|\Delta u_c|}{u_c^{max}} = \frac{0,020}{2 \times 1,0 \times 10^3 \times 10^{-4}} \quad \Rightarrow \quad \boxed{\frac{|\Delta u_c|}{u_c^{max}} = 10\%}$
6. Lorsque le condensateur se décharge, les diodes sont toutes bloquantes et le courant i_c s'écoule en totalité dans la résistance R_s. En négligeant le courant i_L vis à vis des autres courants et en prenant donc $i_c = -i_z$, la loi des mailles conduit à :
$$u_c = -(R_s + r_z)i_c + u_{z0} \quad \Rightarrow \quad i_c = C\frac{du_c}{dt} = \frac{u_{z0} - u_c}{R_s + r_z}$$
On en déduit :
$$\frac{du_c}{dt} + \frac{1}{\tau'}u_c = \frac{u_{z0}}{\tau'} \quad \text{avec} \quad \tau' = (R_s + r_z)C$$
Cette équation différentielle s'intègre selon :
$$u_c(t) = Ae^{-t/\tau'} + u_{z0}$$
Compte tenu de la condition initiale, on en déduit :
$$\boxed{\forall t \in [0, T/2[\quad u_c(t) = (U_e - 2V_d - u_{z0})e^{-t/\tau'} + u_{z0}}$$
7. $u_c(0) = U_e - 2V_d$ et $u_c(T/2) = (U_e - 2V_d - u_{z0})e^{-T/(2\tau')} + u_{z0}$. On obtient :
$$\boxed{\Delta u_c = (U_e - 2V_d - u_{z0}) \times \left(1 - e^{-T/(2\tau')}\right)}$$
Numériquement, on obtient $\Delta u_c = 3,3$ V, ce qui semble, en ordre de grandeur et compte tenu des simplifications, cohérent avec la courbe.
8. Sur ce même intervalle de temps et dans les mêmes hypothèses :
$$u_L = u_{z0} - r_z i_c = u_{z0} - r_z \times \frac{u_{z0} - u_c}{R_s + r_z}$$
C'est à dire :
$$\boxed{\forall t \in [0, T/2[, \quad u_L(t) = u_{z0} \times \frac{R_s}{R_s + r_z} + \frac{r_z}{R_s + r_z}u_c(t)}$$
9. Le premier terme étant une constante :
$$\boxed{\Delta u_L = \frac{r_z}{R_s + r_z}\Delta u_c}$$
<u>Application numérique</u> : $\Delta u_L = \frac{5 \times 3,3}{225} \quad \Rightarrow \quad \boxed{\Delta u_L = 7 \times 10^{-2} \text{ V}}$.

Là encore, l'accord est satisfaisant avec la courbe donnant l'évolution de u_L.

Pour une tension moyenne de $\langle u_L \rangle \simeq 14,6$ V, on obtient une ondulation relative de tension :

$$\frac{\Delta u_L}{\langle u_L \rangle} = \frac{0,07}{14,6} \quad \Rightarrow \quad \boxed{\frac{\Delta u_L}{\langle u_L \rangle} = 0,5\%}$$

On note la diminution de l'ondulation relative par rapport au montage ne contenant que le condensateur.

10. Les pics correspondent aux phases durant lesquelles le pont de Graetz est passant, le condensateur se recharge. Les décharges du condensateur sont associées aux phases où l'intensité du courant i_c est négative. Le système fonctionnant de façon périodique, des pics prononcés alternent avec des phases plus longues mais d'intensité absolue plus faible, de sorte que l'apport de charges soit nulle sur une période.

11. La puissance utile est égale à la puissance dissipée dans la charge, pour une tension quasi-constante, la puissance instantanée s'identifie à la puissance moyenne :

$$P_L \simeq \frac{\langle u_L \rangle^2}{R_L} = \frac{14,6^2}{1000} \quad \Rightarrow \quad \boxed{P_L = 0,21 \text{ W}}$$

La puissance fournie est celle fournie par le réseau qui est, pour un transformateur idéal, identique à la puissance reçue au secondaire et qui s'identifie à la puissance reçue par le condensateur dans les phases où le pont de Graetz est conducteur. Pour simplifier on considérera que la tension du condensateur est constante et de l'ordre de $U_{c,m} \simeq 23$ V durant la phase de charge

$$P_c = \langle u_c i_c \rangle \simeq U_{c,m} \left\langle i_c^{charge} \right\rangle = U_{cm} \times \frac{1}{T} \int_0^T i_c^{charge}(t)dt$$

L'intégrale peut être vue comme l'aire sous la courbe et s'identifie à l'aire de deux triangles :

$$P_c = 23 \times \frac{2}{T} \times \frac{0,35 \times 0,002}{2} = 23 \times \frac{2}{0,02} \times \frac{0,35 \times 0,002}{2} = 0,8 \text{ W}$$

Et un rendement de l'ordre de 25%. Pour améliorer le rendement, une méthode consisterait à prendre des valeurs plus voisines pour la tension aux bornes du condensateur et la tension Zener de la diode.

Pour la puissance moyenne reçue par le condensateur, on peut proposer un autre calcul en remarquant que le condensateur se charge deux fois par période et utiliser le gain d'énergie au sein du condensateur lors de la charge :

$$P_c = \frac{2 \times C\left(u_{c,max}^2/2 - u_{c,min}^2/2\right)}{T} = \frac{1,0 \times 10^{-4} \times (24^2 - 21^2)}{0,02} \quad \Rightarrow \quad \boxed{P_c \simeq 0,7 \text{ W}}$$

12. On constate que **l'appel de courant est constitué d'impulsions qui sont des signaux possédant beaucoup d'harmoniques**, ceci a pour conséquence de distordre le signal harmonique du réseau, une compensation est nécessaire.

CP083. Commandes d'un onduleur en pont (***)

1. <u>Fonction de transfert</u>

   (a) La formule du pont diviseur de tension s'écrit :

   $$\underline{H}(j\omega) = \frac{R}{R + r + jL\omega} = \frac{R}{R+r} \times \frac{1}{1 + j\dfrac{L}{R+r}\omega}$$

   On en déduit : $\boxed{H_0 = \dfrac{R}{R+r}}$ et $\boxed{\omega_c = \dfrac{R+r}{L}}$.

   (b) On commence par lire la valeur du gain statique :

   $$20\log(H_0) = -2,5 \quad \Leftrightarrow \quad H_0 = 10^{-2,5/20} \quad \Leftrightarrow \quad 1 + \frac{r}{R} = 10^{2,5/20}$$

   On en déduit $r = R\left(10^{2,5/20} - 1\right) = 33 \times (10^{2,5/20} - 1) \quad \Rightarrow \quad \boxed{r = 11\ \Omega}$

   Pour ce filtre passe-bas du premier ordre, la pulsation de coupure est ω_c qui correspond à un abaissement de 3 dB par rapport au gain statique :

   $$\frac{L}{R+r} = \frac{1}{\omega_c} = \frac{1}{2\pi f_c} \quad \Leftrightarrow \quad L = \frac{R+r}{2\pi f_c} = \frac{44}{2\pi \times 40} \quad \Rightarrow \quad \boxed{L \simeq 0,18 \text{ H}}$$

2. ***Commande symétrique*** :

   (a) u est une fonction créneau de période T_d tel que : $\forall t \in [0, T_d/2[,\ u(t) = +E$ et $\forall t \in [T_d/2, T_d[,\ u(t) = -E$.

   (b) $\boxed{b_3/b_1 = 1/3}$ et $\boxed{b_5/b_1 = 1/5}$.

   (c) Le filtre étant linéaire, la fonction de transfert s'applique à chacun des harmoniques du signal selon :

   $$\underline{u}_s^{(2n+1)} = \underline{H}(j[2n+1]\omega_d)\underline{u}^{(2n+1)}$$

   Ce qui donne pour les amplitudes réelles :

   $$\boxed{B_{2n+1} = b_{2n+1} \times \frac{H_0}{\sqrt{1 + \left(\dfrac{(2n+1)\omega_d}{\omega_c}\right)^2}}}$$

(d) De la formule précédente, on tire :

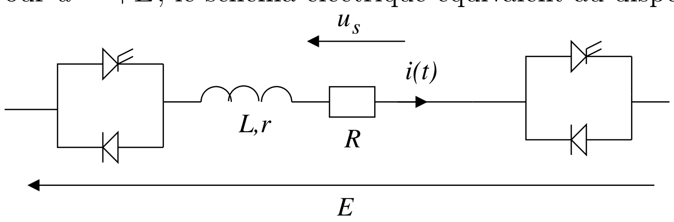
$$\frac{B_3}{B_1} = \frac{b_3}{b_1}\frac{\sqrt{1+(f_d/f_c)^2}}{\sqrt{1+(3f_d/f_c)^2}} \quad \text{et} \quad \frac{B_5}{B_1} = \frac{b_5}{b_1}\frac{\sqrt{1+(f_d/f_c)^2}}{\sqrt{1+(5f_d/f_c)^2}}$$

avec $f_d = 30$ Hz et $f_c = 40$ Hz, on obtient : $\boxed{\frac{B_3}{B_1} = 0,17}$ et $\boxed{\frac{B_5}{B_1} = 0,065}$.

Le filtrage permet d'atténuer l'importance des harmoniques du courant dans la charge. En contrepartie comme $f_c \simeq f_d$, le fondamental est lui-même affecté.

(e) Expérience :

i. Pour $u = +E$, le schéma électrique équivalent au dispositif est :



On constate que dans les premiers instants suite au basculement à $u = +E$, la tension u_s et donc l'intensité i sont négatives, la présence des diodes en inverse est nécessaire pour assurer le passage du courant qui ne peut alors circuler dans le transistor.

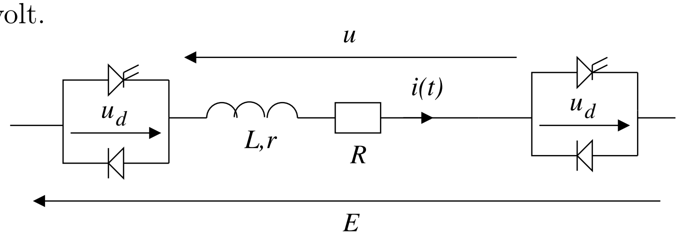
ii. Le courant est l'image directe de la tension aux bornes de la résistance, en conséquence :

$$T_{HD,I} = 100 \times \sqrt{0,196^2 + 0,084^2 + 0,047^2 + 0,029^2} \quad \boxed{T_{HD,I} = 22\%}$$

Pour le signal créneau et pour les mêmes harmoniques :

$$T_{HD,u} = 100 \times \sqrt{(1/3)^2 + (1/5)^2 + (1/7)^2 + (1/9)^2} \quad \boxed{T_{HD,u} = 43\%}$$

(f) Pour $0 < t < T_d/2$, la déformation du créneau correspond à une valeur négative de l'intensité du courant pour laquelle les diodes sont passantes. En pratique, les diodes ont une tension de seuil u_d non nulle de l'ordre du volt.



Le loi d'additivité des tensions donne $E = u - 2u_d$ soit $u = E + 2u_d > E$. Un phénomène similaire se produit pour $T_d/2 < t < T_d$, et un courant positif qui impose le caractère passant des diodes : $u = -E - 2u_d$.

3. ***Commande décalée*** :

(a) Forme de la tension u, avec $\theta = 2\pi \times t/T_d$:
— $\forall \theta \in [0, d[,\ u(\theta) = 0$;
— $\forall \theta \in [d, \pi[,\ u(\theta) = E$;
— $\forall \theta \in [\pi, \pi + d[,\ u(\theta) = 0$;
— $\forall \theta \in [\pi + d, 2\pi[,\ u(\theta) = -E$;

(b) Avec $d = \pi/3$, on constate que l'harmonique de rang 3 est annulé $b_3 = 0$, en effet :

$$1 + \cos(3 \times \pi/3) = 0$$

En utilisant une commande décalée, on annule l'harmonique de rang 3 sur lequel le filtre passe-bas est le moins efficace.

(c) À l'aide des courbes, on évalue le taux de distorsion harmonique :

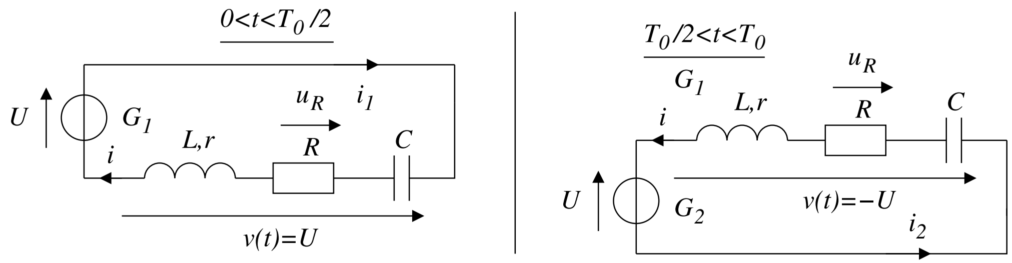
$$T_{HD,u} = 100 \times \sqrt{0,20^2 + 0,14^2 + 0,09^2 + 0,08^2} \quad \boxed{T_{HD,u} = 27\%}$$

$$T_{HD,I} = 100 \times \sqrt{0,07^2 + 0,033^2 + 0,015^2 + 0,011^2} \quad \boxed{T_{HD,I} = 8\%}$$

Grâce à la commande décalée, le taux de distorsion en courant est significativement réduit par rapport à la commande symétrique.

CP081. Onduleur à charge résonante (**)

1. Du fait de la séquence de commande des interrupteurs, les circuits électriques équivalents sont les suivants :



La tension v est une tension créneau de fréquence fondamentale $f_0 = 210$ Hz (Cf. spectre en fréquence).

La fonction de transfert $\underline{H} = \frac{\underline{u_r}}{\underline{v}}$ correspond à un filtre passe-bande, comme on peut le vérifier à l'aide d'un pont diviseur de tension :

$$\underline{H} = \frac{R}{R+r+j[L\omega - 1/(C\omega)]} = \frac{R}{R+r} \times \frac{1}{1+j\left(\dfrac{L}{R+r}\omega - \dfrac{1}{(R+r)C\omega}\right)}$$

$$\underline{H} = H_0 \frac{1}{1+jQ\left(\dfrac{\omega}{\omega_r} - \dfrac{\omega_r}{\omega}\right)} \; ; \; H_0 = \frac{R}{R+r} \; ; \; \omega_r = \frac{1}{\sqrt{LC}} \; ; \; Q = \frac{1}{R+r}\sqrt{\frac{L}{C}}$$

Le diagramme de Bode nous montre une résonance piquée autour de la fréquence $f_r \simeq 210$ Hz.

Le filtre centré sur la fréquence fondamentale du créneau permet d'éliminer quasiment tous les harmoniques. Ainsi l'harmonique de rang 3 ($f = 630$ Hz), qui, pour le créneau, possède une amplitude égale au tiers du fondamental, est atténué par le filtre de près de 30 dB, c'est à dire un facteur 30 pour l'amplitude.

En conséquence **la tension aux bornes de la résistance, qui est l'image du courant, est un signal quasi-sinusoïdal de fréquence $f_0 = 210$ Hz.**

2. On constate que $C_1/C_2 \simeq 9$; comme $\omega_r = \dfrac{1}{\sqrt{LC}}$, **diviser la capacité par 9 revient à multiplier la fréquence de résonance par 3**. **Le filtre est alors centré sur l'harmonique de rang 3 du créneau à la fréquence 630 Hz**.
   On note la présence d'une raie résiduelle à 210 Hz qui est aussi visible sur le signal temporelle qui présente une légère modulation toutes les trois oscillations.