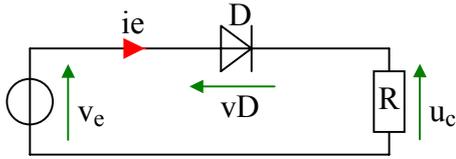


Comparaison de deux redresseurs à diodes sur charge « R » **Corrigé.**

I - Redresseur monophasé à une seule diode



Le redresseur monophasé à diode ci-contre est alimenté par une tension alternative sinusoïdale $v_e(t) = V_{max} \cdot \sin(\omega.t)$.

a) Supposons que la diode « D » soit passante lorsque la tension v_e est négative.

Dans ce cas, $i_e(t) = \frac{v_e(t)}{R} < 0$; ce qui est impossible pour une diode idéale.

L'hypothèse « la diode « D » est passante lorsque la tension v_e est négative » est donc fausse.

Dans ce cas, la diode « D » est donc bloquée.

b) Supposons que la diode « D » soit bloquée lorsque la tension v_e est positive.

Dans ce cas, $i_e(t) = 0 \Rightarrow v_D = v_e > 0$; La diode est bloquée en polarisation directe, ce qui est impossible pour une diode idéale.

L'hypothèse « la diode « D » est bloquée lorsque la tension v_e est positive » est donc fausse.

Dans ce cas, la diode « D » est donc passante.

c)

① Voir courbes

② Lorsque la diode est passante : $u_c(t) = v_e(t)$. Lorsque la diode est bloquée : $u_c(t) = 0$.

③ $i_e(t) = \frac{u_c(t)}{R}$.

d) Puissance instantanée : $p(t) = u_c(t) \cdot i_e(t)$ Voir courbes.

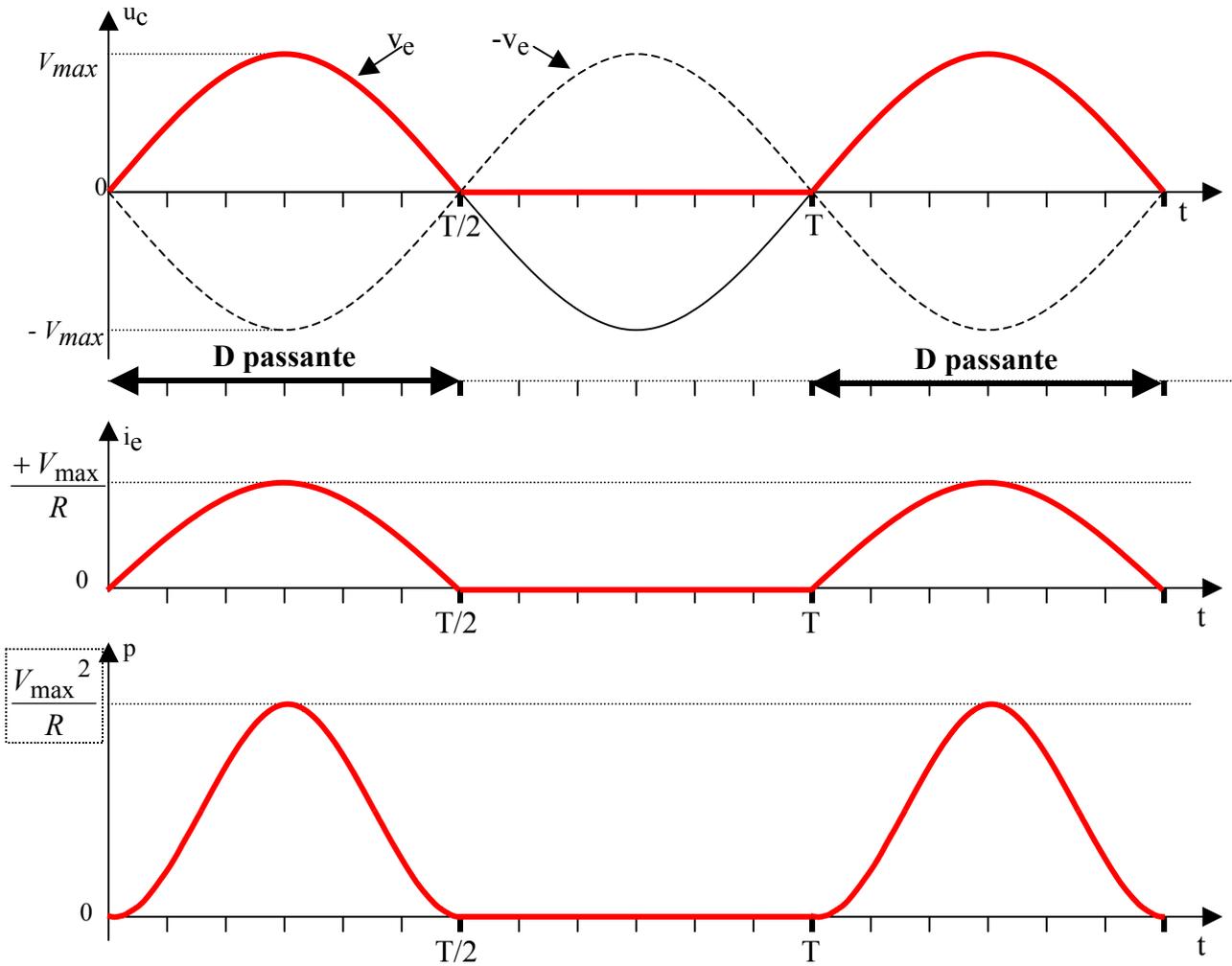
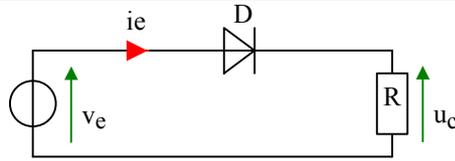
$$e) P = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} \left[\frac{V_{max} \cdot \sin(\theta)}{R} \right]^2 \cdot d\theta = \frac{V_{max}^2}{2\pi \cdot R} \int_0^{\pi} \frac{1 - \cos(2\theta)}{2} \cdot d\theta = \frac{V_{max}^2}{4\pi \cdot R} \cdot \left[\theta - \frac{\sin(2\theta)}{2} \right]_0^{\pi} = \frac{V_{max}^2}{4\pi \cdot R} \cdot [\pi]$$

$$\Rightarrow P = \frac{V_{max}^2}{4 \cdot R}$$

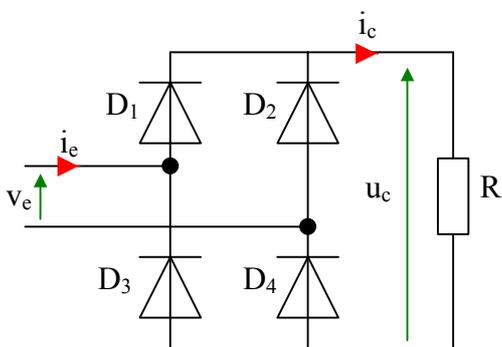
Cette puissance est fournie par la source $v_e(t)$ et consommée par la charge « R » car la puissance consommée

par la diode est nulle. Donc $P = R \cdot I_{eff}^2$

$$\Rightarrow \frac{V_{max}^2}{4 \cdot R} = R \cdot I_{eff}^2 \Rightarrow I_{eff} = \sqrt{\frac{V_{max}^2}{4 \cdot R^2}} = \frac{V_{max}}{2 \cdot R}$$



II - Redresseur PD2 à diodes avec une charge R.



f)

① On suppose la conduction continue dans « R ». D_1 et D_2 constituent un commutateur Plus positif. D_3 et D_4 constituent un commutateur plus négatif. On en déduit les intervalles de conduction des diodes voir sous le graphe de $v_e(t)$ ci-après.

② Connaissant les intervalles de conduction des diodes, on en déduit $u_c(t)$ sur le graphe de $v_e(t)$).

③ Connaissant la nature de la charge (la charge est uniquement résistive). On en déduit le courant. L'hypothèse de la conduction continue dans la charge R est vérifiée.

④ $i_e(t)$: voir courbes. On vérifie bien que $i_e(t) = \frac{u_c(t) \cdot i_c(t)}{v_e(t)}$:

$$u_c(t) = v_e(t) \Leftrightarrow i_e(t) = i_c(t) \quad \text{et} \quad u_c(t) = -v_e(t) \Leftrightarrow i_e(t) = -i_c(t)$$

g) Puissance instantanée : $p(t) = u_c(t) \cdot i_c(t)$ Voir courbes.

$$P = \frac{1}{\pi} \int_0^{+\pi} \frac{[V_{\max} \cdot \sin(\theta)]^2}{R} \cdot d\theta = \frac{V_{\max}^2}{\pi \cdot R} \int_0^{+\pi} \frac{1 - \cos(2\theta)}{2} \cdot d\theta = \frac{V_{\max}^2}{2 \cdot \pi \cdot R} \cdot \left[\theta - \frac{\sin(2\theta)}{2} \right]_0^{\pi} = \frac{V_{\max}^2}{2 \cdot \pi \cdot R} \cdot [\pi] = \frac{V_{\max}^2}{2 \cdot R}$$

Cette puissance est fournie par la source $v_e(t)$ et consommée par la charge « R ». Donc $P = R \cdot I_{e\text{eff}}^2$

Sachant que : $u_c(t) = v_e(t) \Leftrightarrow i_e(t) = i_c(t)$ et $u_c(t) = -v_e(t) \Leftrightarrow i_e(t) = -i_c(t)$, on en déduit que $i_e(t)^2 = i_c(t)^2$, donc $I_{e\text{eff}} = I_{c\text{eff}}$

$I_{e\text{eff}}^2 = \frac{P}{R} = \frac{V_{\max}^2}{2 \cdot R^2} \Leftrightarrow I_{e\text{eff}} = \frac{V_{\max}}{\sqrt{2} \cdot R} = \frac{I_{e\text{max}}}{\sqrt{2}}$; ce qui constitue un résultat bien connu pour le régime alternatif sinusoïdal !!!

h) Facteur de puissance (ou « power factor ») : $PF = \frac{P}{S} = \frac{P}{V_{e\text{eff}} \cdot I_{e\text{eff}}} = \frac{\frac{V_{\max}^2}{2 \cdot R}}{\frac{V_{\max}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{V_{\max}}{\sqrt{2} \cdot R}} = 1$

Ce résultat était tout à fait prévisible car $v_e(t)$ et $i_e(t)$ sont alternatif sinusoïdaux et en phase. Par conséquent : $PF = \cos(\varphi) = \cos(0) = 1$

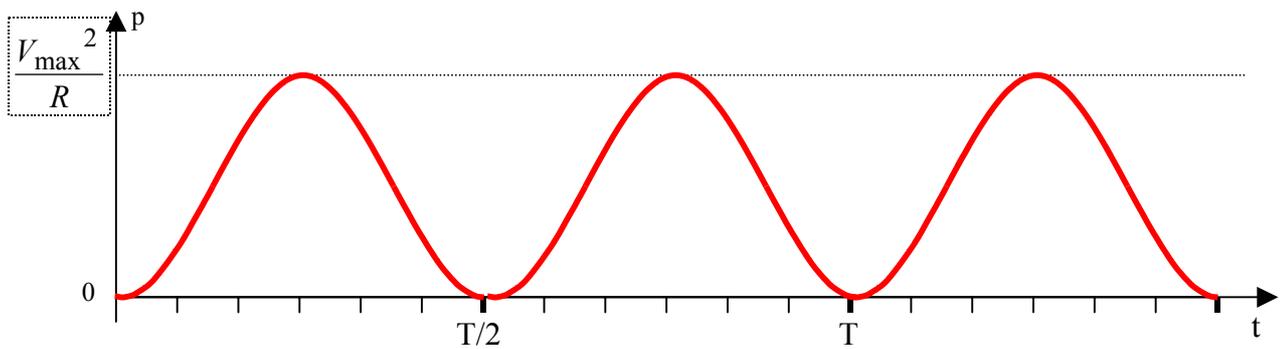
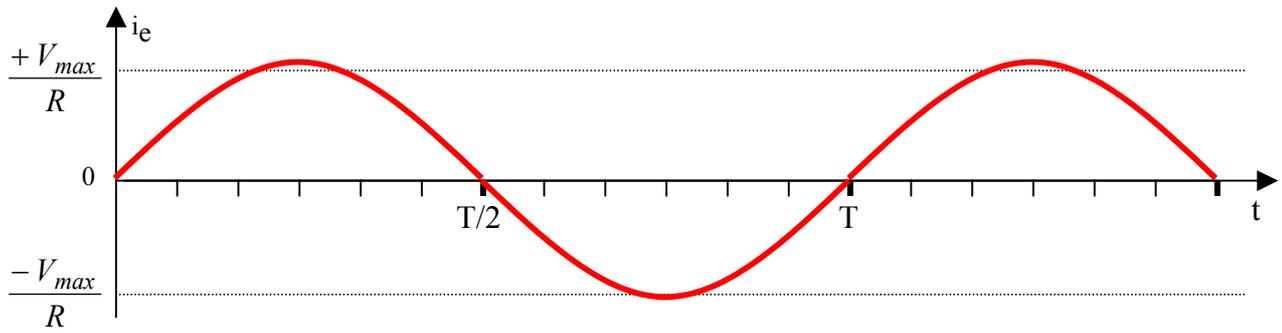
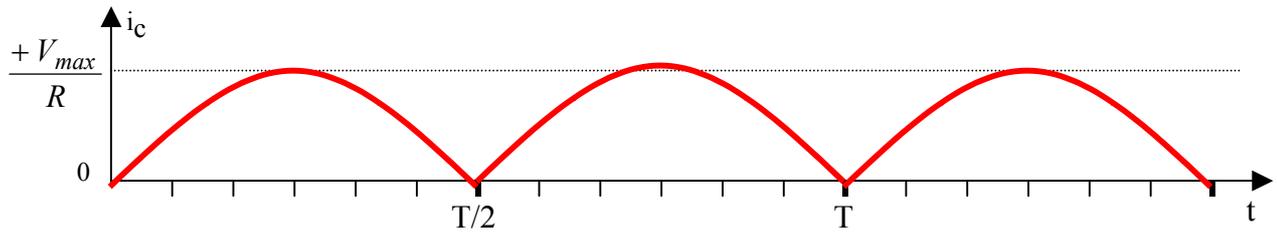
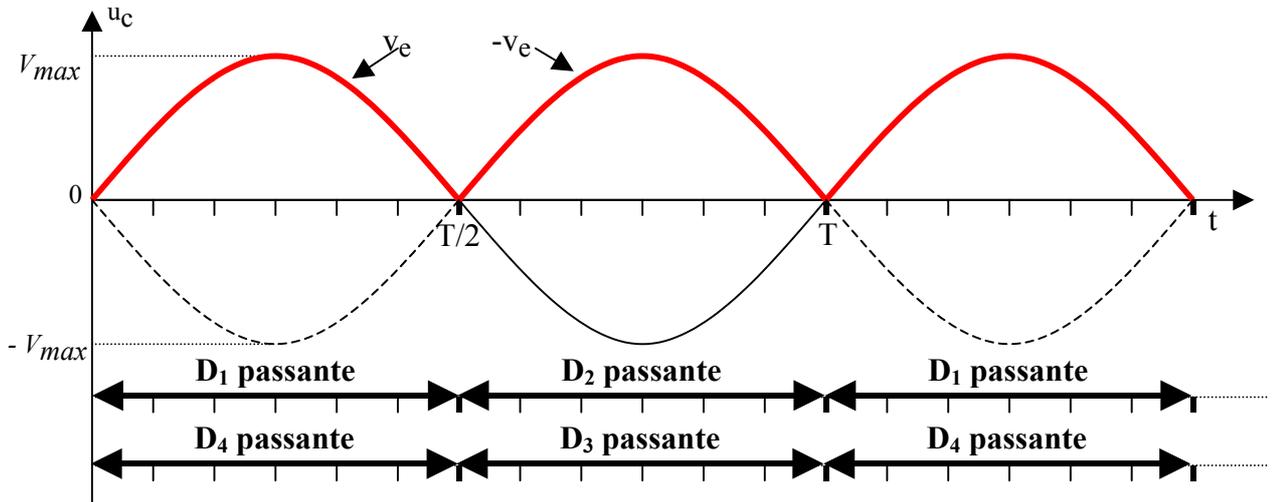
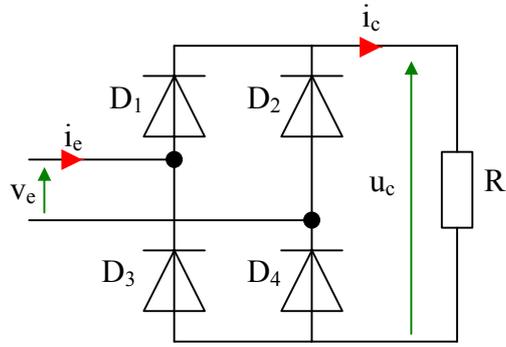
i) En comparant le graphe de la puissance instantanée de ce montage avec celui du montage précédent, on

constate que sa valeur moyenne est doublée. Donc : $P_{\text{premier montage}} = \frac{\frac{V_{\max}^2}{2 \cdot R}}{2} = \frac{V_{\max}^2}{4 \cdot R}$

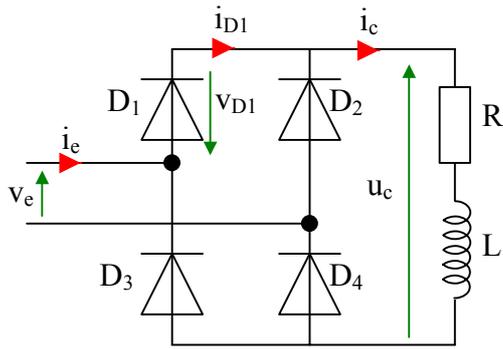
j) Avec le premier montage à une seule diode, la valeur moyenne de $i_e(t)^2$ était deux fois plus faible que

pour ce second montage donc : $I_{e\text{eff}}^2_{\text{premier montage}} = \frac{I_{e\text{eff}}^2_{\text{second montage}}}{2}$.

Donc la valeur efficace du courant dans le premier montage vaut $I_{e\text{eff}}_{\text{premier montage}} = \frac{\left(\frac{V_{\max}}{R \cdot \sqrt{2}} \right)}{\sqrt{2}} = \frac{V_{\max}}{2 \cdot R}$.



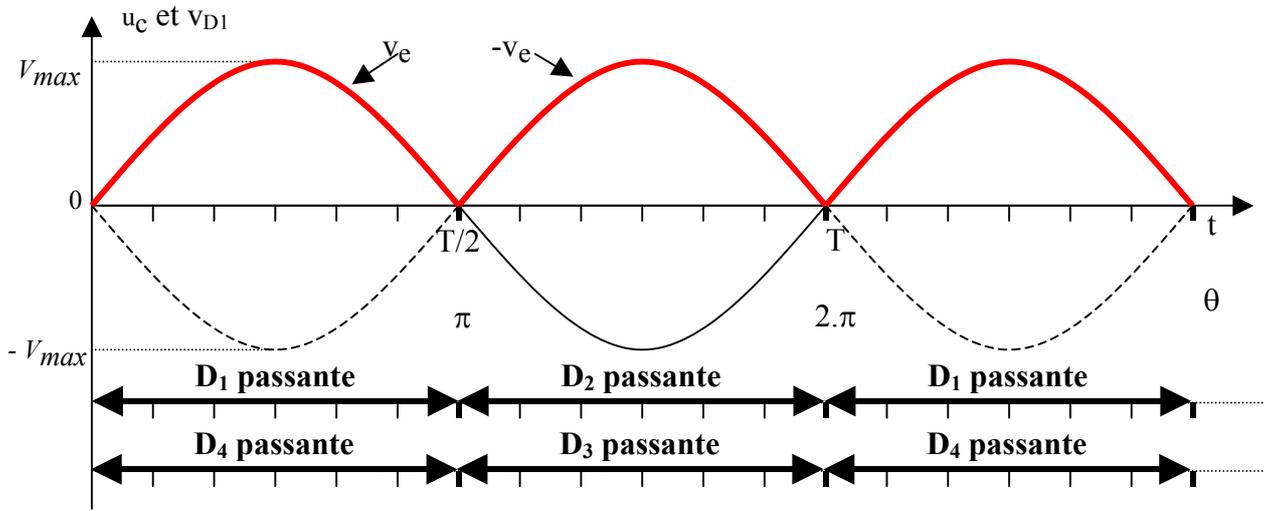
Redresseur PD2 à diodes avec une charge RL en régime périodique **Corrigé.**



① On suppose la conduction continue dans « R ».
 D₁ et D₂ constituent un commutateur Plus positif.
 D₃ et D₄ constituent un commutateur plus négatif.
 On en déduit les intervalles de conduction des diodes *voir sous le graphe de v_e(t) ci-après.*

② Connaissant les intervalles de conduction des diodes, on en déduit u_c(t) sur le graphe de v_e(t).

②

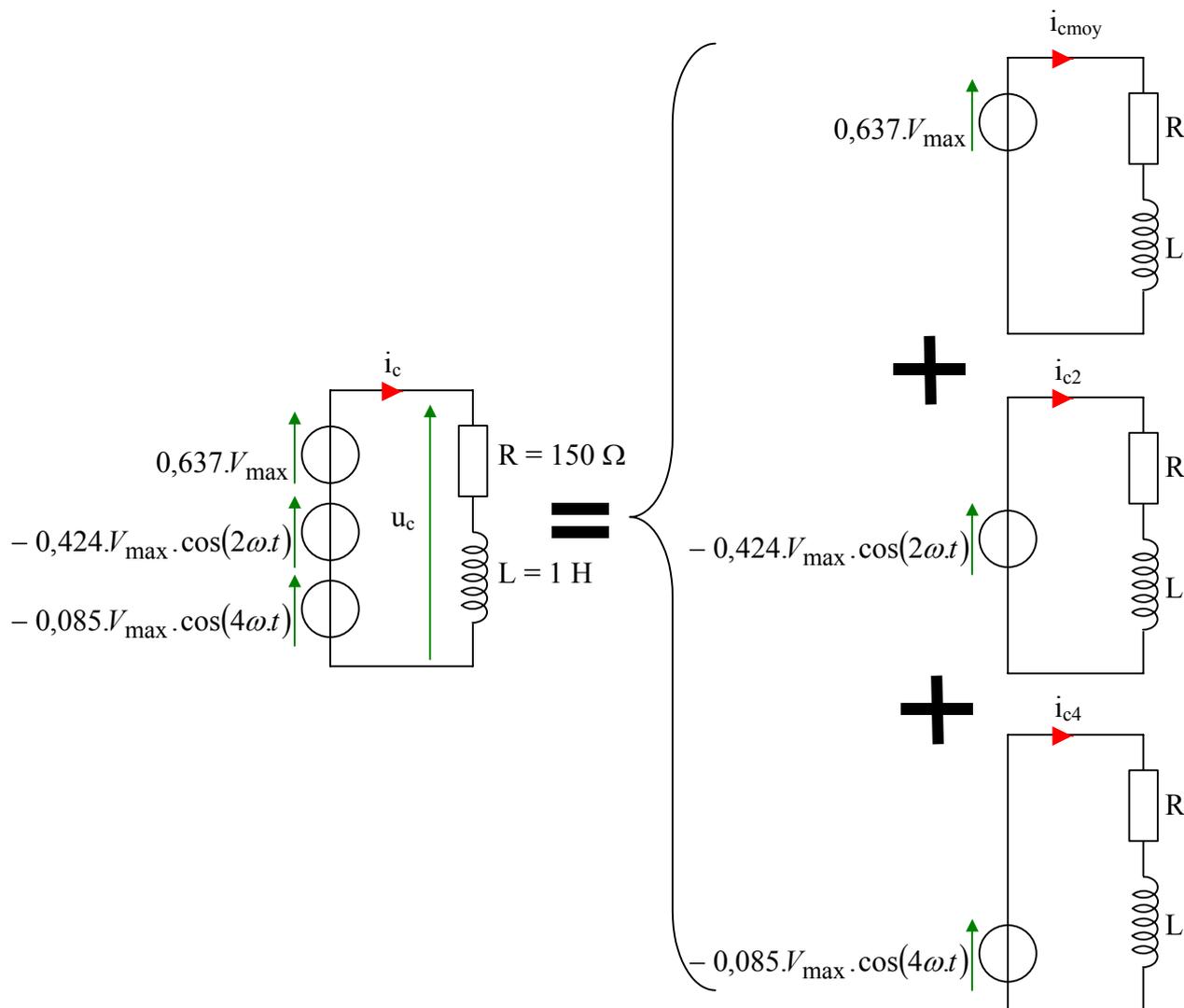


Après avoir gradué l'axe des abscisses en radian, on en déduit :

$$U_{c_{moy}} = \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} V_{\max} \cdot \sin(\theta) \cdot d\theta = \frac{V_{\max}}{\pi} \cdot [-\cos(\theta)]_0^{\pi} = \frac{2 \cdot V_{\max}}{\pi}$$

③ La tension $u_c(t)$ peut être approximée par l'expression
 $u_c(t) \approx 0,637.V_{\max} - 0,424.V_{\max} \cdot \cos(2\omega.t) - 0,085.V_{\max} \cdot \cos(4\omega.t)$.

En utilisant le théorème de superposition, on en déduit une approximation numérique du courant. :



$$\text{➤ } I_{c_{moy}} = \frac{0,637.V_{\max}}{R} = \frac{0,637.230.\sqrt{2}}{150} = 1,38 \text{ A}$$

➤ Pour chaque sous-montage en régime alternatif sinusoïdal, on peut travailler avec les complexes ⁽¹⁾:
 A la tension $-0,424.V_{\max} \cdot \cos(2\omega.t) = -138 \cdot \cos(200.\pi.t)$, on associe le complexe $\underline{V}_2 = -138.e^{j0}$

$$\Rightarrow \underline{I}_{C2} = \frac{\underline{V}_2}{R + j.L.200.\pi} = \frac{-138.e^{j0}}{150 + 628j} = \frac{-138.e^{j0}}{646.e^{j1,34}} = -0,214.e^{-j1,34}$$

Donc $i_{c2}(t) = -0,214 \cdot \cos(200.\pi.t - 1,34)$

⁽¹⁾ Mais on ne peut pas traiter simultanément les deux sous montages en alternatif sinusoïdal car les fréquences sont différentes !

➤ A la tension $-0,085.V_{\max}.\cos(4\omega.t) = -27,6.\cos(400.\pi.t)$, on associe le complexe $\underline{V}_4 = -27,6.e^{j0}$

$$\Rightarrow \underline{I}_{C4} = \frac{\underline{V}_4}{R + j.L.400.\pi} = \frac{-27,6.e^{j0}}{150 + 1257j} = \frac{-27,6.e^{j0}}{1266.e^{j1,45}} = -0,022.e^{-j1,45}$$

Donc $i_{c4}(t) = -0,022.\cos(400.\pi.t - 1,45)$

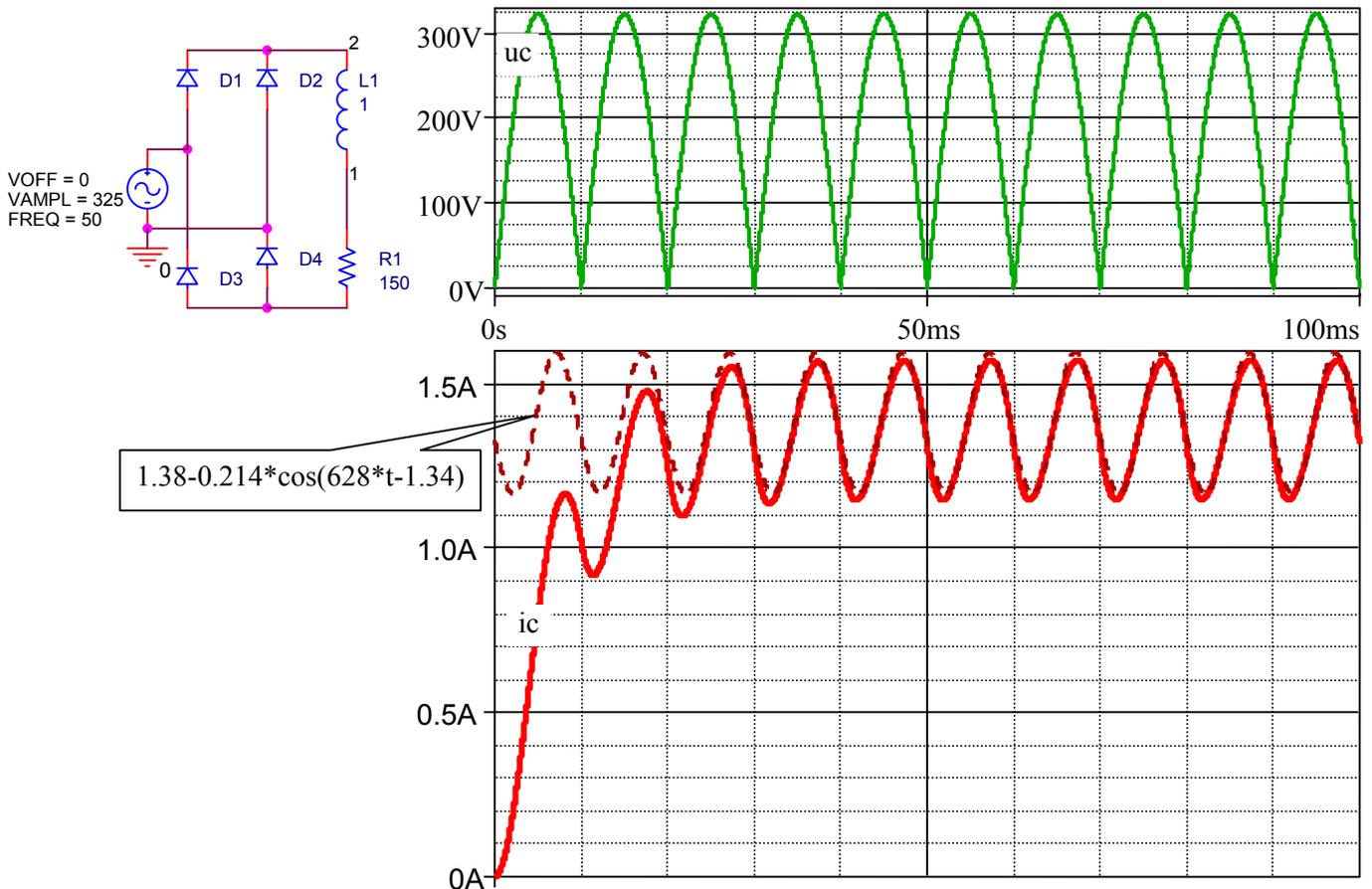
➤ En appliquant le théorème de superposition, on en déduit :

$$i_c(t) = I_{c_{moy}} + i_{c2}(t) + i_{c4}(t) = 1,38 - 0,214.\cos(200.\pi.t - 1,34) - 0,022.\cos(400.\pi.t - 1,45)$$

On peut donc raisonnablement négliger $i_{c4}(t)$ par rapport à $I_{c_{moy}}$ et par rapport à $i_{c2}(t)$

($I_{c4_{\max}} = 1,6\%$ de $I_{c_{moy}}$ et $I_{c4_{\max}} = 10\%$ de $I_{c2_{\max}}$)

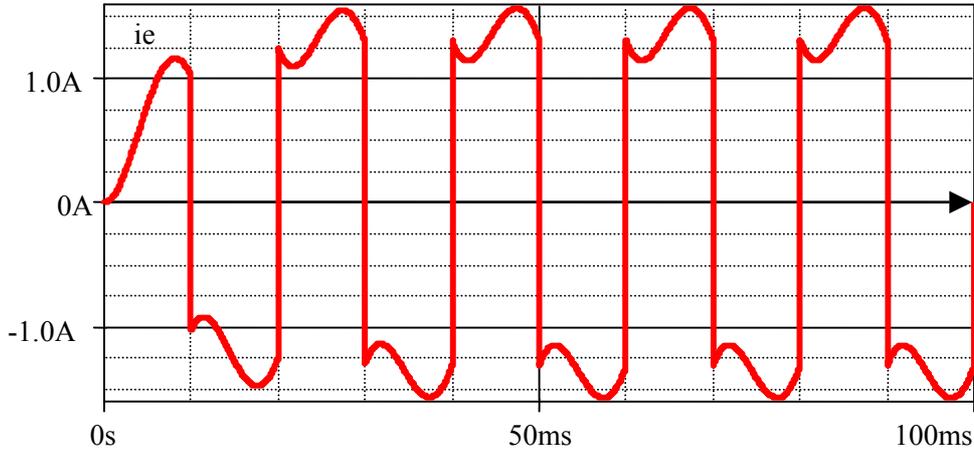
Voir ci-dessous le graphe de $i_c(t)$ estimé dans ce cas (en négligeant le terme $I_{c4_{\max}}.\cos(4\omega.t - \varphi_4)$) en pointillé, superposé au résultat de la simulation du montage (avec le régime transitoire de démarrage) en trait plein.



La conduction continue dans la charge RL est bien vérifiée

④ On en déduit le graphe de $i_e(t)$ en considérant les intervalles de conduction des diodes ou en utilisant la conservation de la puissance instantanée dans un convertisseur à liaison directe : $i_e(t) = \frac{u_c(t) \cdot i_c(t)}{v_e(t)}$

Donc : $u_c(t) = v_e(t) \Leftrightarrow i_e(t) = i_c(t)$ et $u_c(t) = -v_e(t) \Leftrightarrow i_e(t) = -i_c(t)$



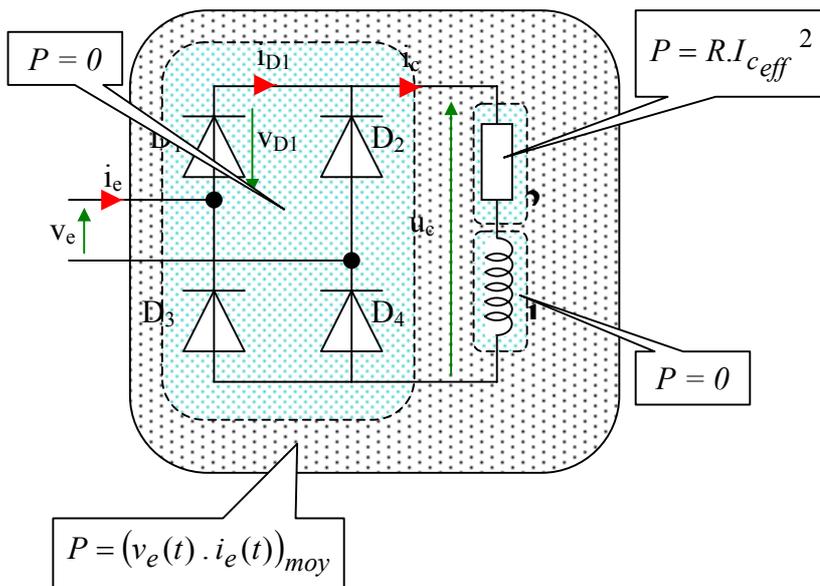
b) On approxime $i_c(t) = I_{c_{moy}} + i_{c2}(t) = 1,38 - 0,214 \cdot \cos(200 \cdot \pi \cdot t - 1,34)$.

Le courant $i_c(t)$ est la somme de sa valeur moyenne et de sa composante alternative $i_{c2}(t)$.

$$\text{Donc } I_{c_{eff}} = \sqrt{[I_{c_{moy}}]^2 + [I_{c2_{eff}}]^2} = \sqrt{[1,39]^2 + \left[\frac{0,214}{\sqrt{2}}\right]^2} = 1,4 \text{ A } (^2)$$

Sachant que : $u_c(t) = v_e(t) \Leftrightarrow i_e(t) = i_c(t)$ et $u_c(t) = -v_e(t) \Leftrightarrow i_e(t) = -i_c(t)$,

on en déduit que $i_e(t)^2 = i_c(t)^2$, donc $I_{e_{eff}} = \sqrt{i_e(t)^2} = I_{c_{eff}} = \sqrt{i_c(t)^2} = 1,4 \text{ A}$



La puissance active est conservative, donc d'après le bilan des puissances ci-contre : $(v_e(t) \cdot i_e(t))_{moy} = 0 + R \cdot I_{c_{eff}}^2 + 0 = 294 \text{ W}$

c) Facteur de puissance (ou « power factor ») :

$$PF = \frac{P}{S} = \frac{P}{V_{e_{eff}} \cdot I_{e_{eff}}} = \frac{R \cdot I_{c_{eff}}^2}{\frac{V_{\max}}{\sqrt{2}} \cdot I_{e_{eff}}}$$

$$\Rightarrow PF = \frac{R \cdot I_{c_{eff}}}{\frac{V_{\max}}{\sqrt{2}}} = \frac{150 \cdot 1,4}{230} = 0,91$$

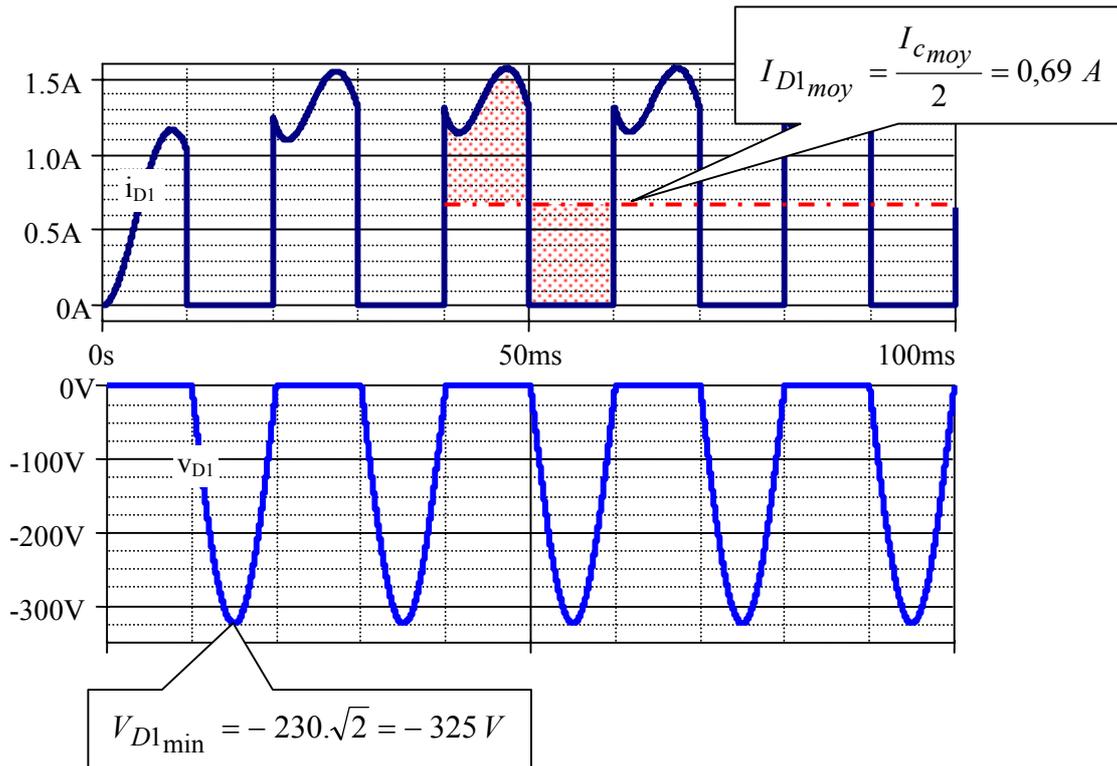
(²) Voir « Baselecpro » chapitre 10 sur les propriétés de la valeur efficace

Si le courant $i_c(t)$ était parfaitement lissé, on aurait $i_c(t) = I_{c\text{moy}} = \text{constante } I_o = \frac{U_{c\text{moy}}}{R} = \frac{2.V_{\text{max}}}{\pi.R}$

$$\Rightarrow PF = \frac{P}{S} = \frac{P}{V_{e\text{eff}} \cdot I_{e\text{eff}}} = \frac{R.I_o^2}{\frac{V_{\text{max}}}{\sqrt{2}} \cdot I_o} = \frac{R.I_o}{\frac{V_{\text{max}}}{\sqrt{2}}} = \frac{R \cdot \frac{2.V_{\text{max}}}{\pi.R}}{\frac{V_{\text{max}}}{\sqrt{2}}} = \frac{2.\sqrt{2}}{\pi} = 0,9.$$

Ce résultat est très voisin du précédent.

d)



Si on compare les courbes $i_c(t)^2$ et $i_{D1}(t)^2$, on en déduit qu'en régime périodique :

$$\left(i_c(t)^2\right)_{\text{moy}} = 2 \cdot \left(i_{D1}(t)^2\right)_{\text{moy}} \Leftrightarrow \sqrt{\left(i_c(t)^2\right)_{\text{moy}}} = I_{c\text{eff}} = \sqrt{2} \cdot \sqrt{\left(i_{D1}(t)^2\right)_{\text{moy}}} = \sqrt{2} \cdot I_{D1\text{eff}}$$

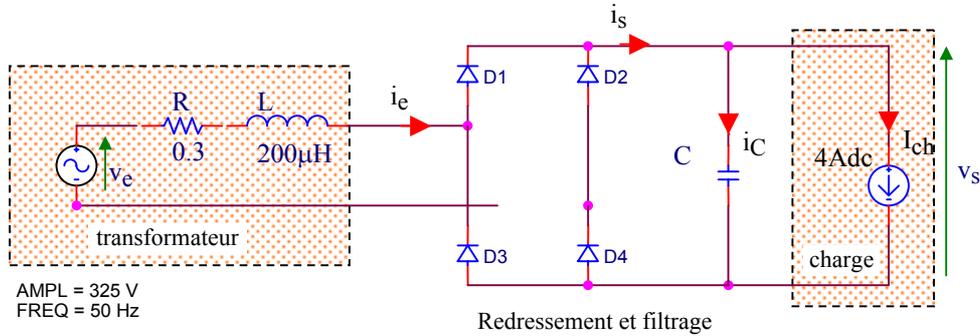
On en déduit : $I_{D1\text{eff}} = \frac{I_{c\text{eff}}}{\sqrt{2}} = \frac{1,4}{\sqrt{2}} = 0,99 \text{ A}$

Redressement et filtrage capacitif. Corrigé

a) Voir sous le graphe de i_s ci-après.

b) Quand i_s est nul, le condensateur « C » se décharge à courant constant : $i_C = -I_{ch} = -4 A$.

$$\text{Donc : } C \cdot \frac{\Delta v}{\Delta t} = -I_{ch} \Leftrightarrow C = \frac{-I_{ch} \cdot \Delta t}{\Delta v} = \frac{-4 \cdot 8 \cdot 10^{-3}}{-32} = 1000 \mu F$$



c) Graphiquement : $V_{s_{moy}} \approx 310 V$ (voir sur la courbe de $v_s(t)$).

$$d) I_{s_{moy}} = \frac{\text{aire sous la courbe sur un intervalle d'une période}}{\text{période}} = \frac{40 * 2 / 2}{10} = 4 A$$

e) $i_s(t) = i_C(t) + I_{ch}$ (loi des nœuds).

La valeur moyenne d'une somme est la somme des valeurs moyennes $\Rightarrow I_{s_{moy}} = I_{C_{moy}} + I_{ch}$

La valeur moyenne du courant dans un condensateur est nulle $\Rightarrow I_{s_{moy}} = 0 + I_{ch} = 4 A$ (On retrouve bien le résultat précédent !)

f) Voir sous le graphe de i_s .

g) Le courant dans la charge étant constant : $P = V_{s_{moy}} \cdot I_{ch} \approx 310 * 4 \approx 1240 W$

h) La puissance active fournie par le transformateur est la somme de la puissance active dissipée par les diodes + la puissance active dissipée par le condensateur + la puissance active reçue par la charge.

La puissance active dissipée par les diodes idéales est nulle.

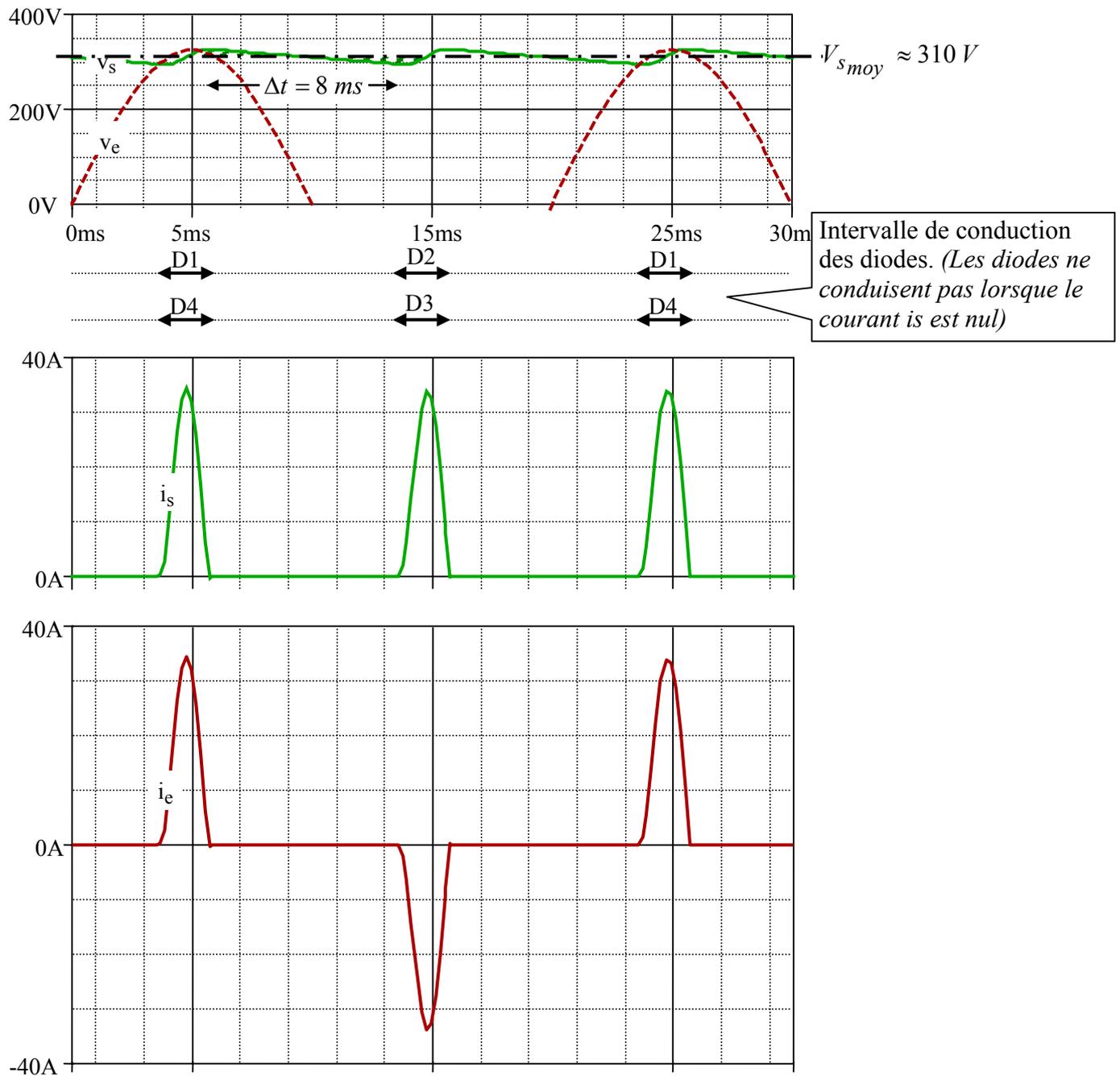
La puissance active dissipée par un condensateur est nulle (voir le cours baselecpro)

$$\text{Donc } P_{\text{transformateur}} = P_{\text{charge}} = V_{s_{moy}} \cdot I_{ch} \approx 1240 W$$

$$i) I_{e_{eff}} = \sqrt{\left(i_e(t)^2\right)_{moy}}$$

$$\text{hors } i_e(t)^2 = i_s(t)^2, \text{ donc } \left(i_e(t)^2\right)_{moy} = \left(i_s(t)^2\right)_{moy}$$

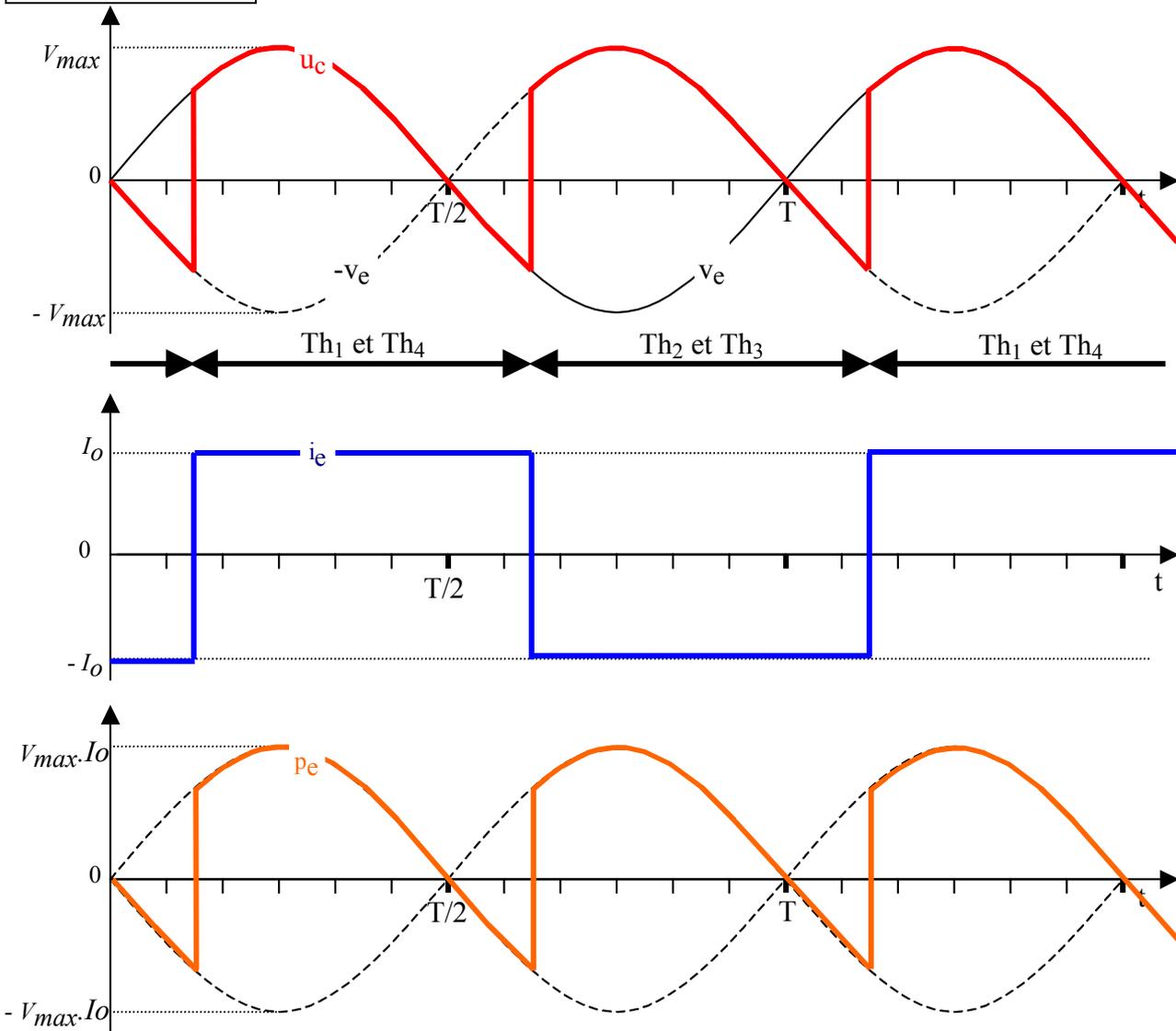
$$\text{et donc } \sqrt{\left(i_e(t)^2\right)_{moy}} = \sqrt{\left(i_s(t)^2\right)_{moy}} \Rightarrow I_{e_{eff}} = I_{s_{eff}} = 10,2 A$$



Lorsque D1 et D4 conduisent : $i_e = i_s$. Lorsque D2 et D3 conduisent : $i_e = -i_s$

Exemple d'un PD2 à 4 thyristors avec une charge R.L.E, en régime permanent. Corrigé

Premier cas : $\psi = \frac{\pi}{4}$:



$$U_{c_{moy}} = \frac{1}{\pi} \int_{\psi}^{\pi + \psi} V_{max} \cdot \sin(\theta) \cdot d\theta = \frac{V_{max}}{\pi} \cdot [-\cos(\theta)]_{\psi}^{\pi + \psi} = \frac{V_{max}}{\pi} \cdot [\cos(\psi) + \cos(\psi)] = \frac{2 \cdot V_{max}}{\pi} \cdot \cos(\psi)$$

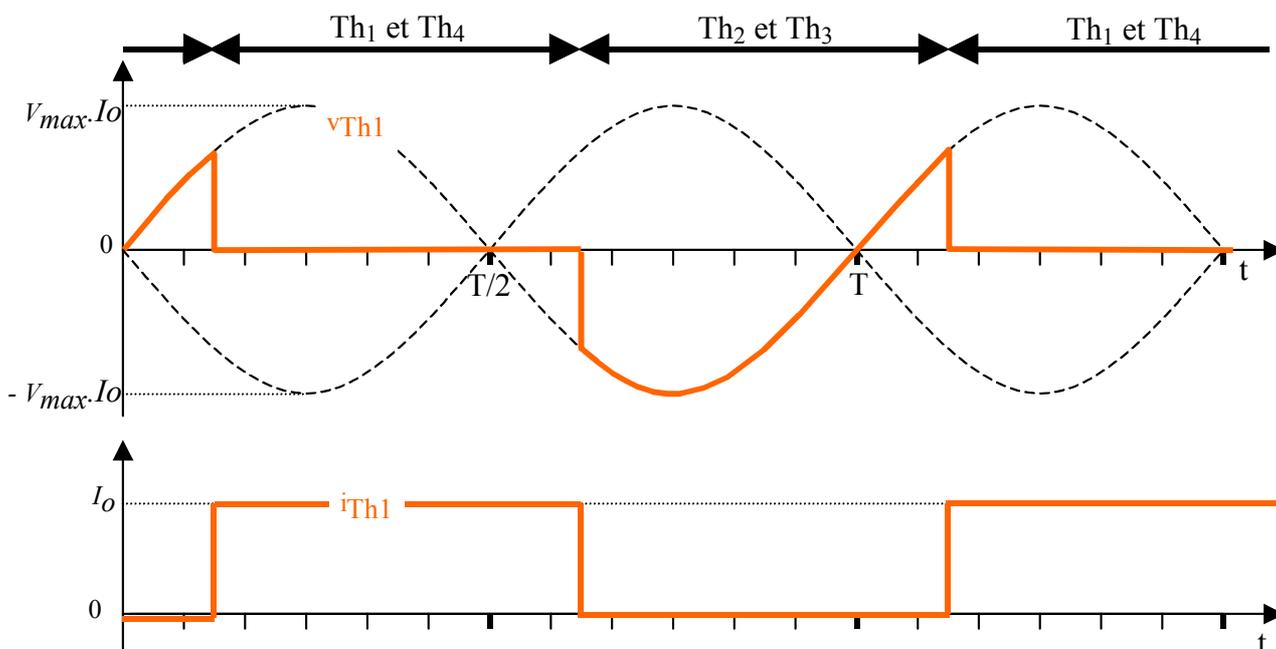
$$u_c(t) = L \cdot \frac{d(i_c(t))}{dt} + R \cdot i_c(t) + E \Rightarrow U_{c_{moy}} = 0 + R \cdot I_{c_{moy}} + E$$

$$\text{On en déduit : } E = U_{c_{moy}} - R \cdot I_{c_{moy}} = \frac{2 \cdot 220 \cdot \sqrt{2}}{\pi} \cdot \cos\left(\frac{\pi}{4}\right) - 1 \cdot 10 = 130 \text{ V}$$

Le pont redresseur PD2 à 4 thyristors est un convertisseur à liaison directe. Il conserve la puissance instantanée, et donc également la puissance active (ou puissance moyenne).

$$P_e = (v_e(t) \cdot i_e(t))_{moy} = U_{c_{moy}} \cdot I_o = \frac{2 \cdot 220 \cdot \sqrt{2}}{\pi} \cdot \cos\left(\frac{\pi}{4}\right) \cdot 10 = 1400 \text{ W} .$$

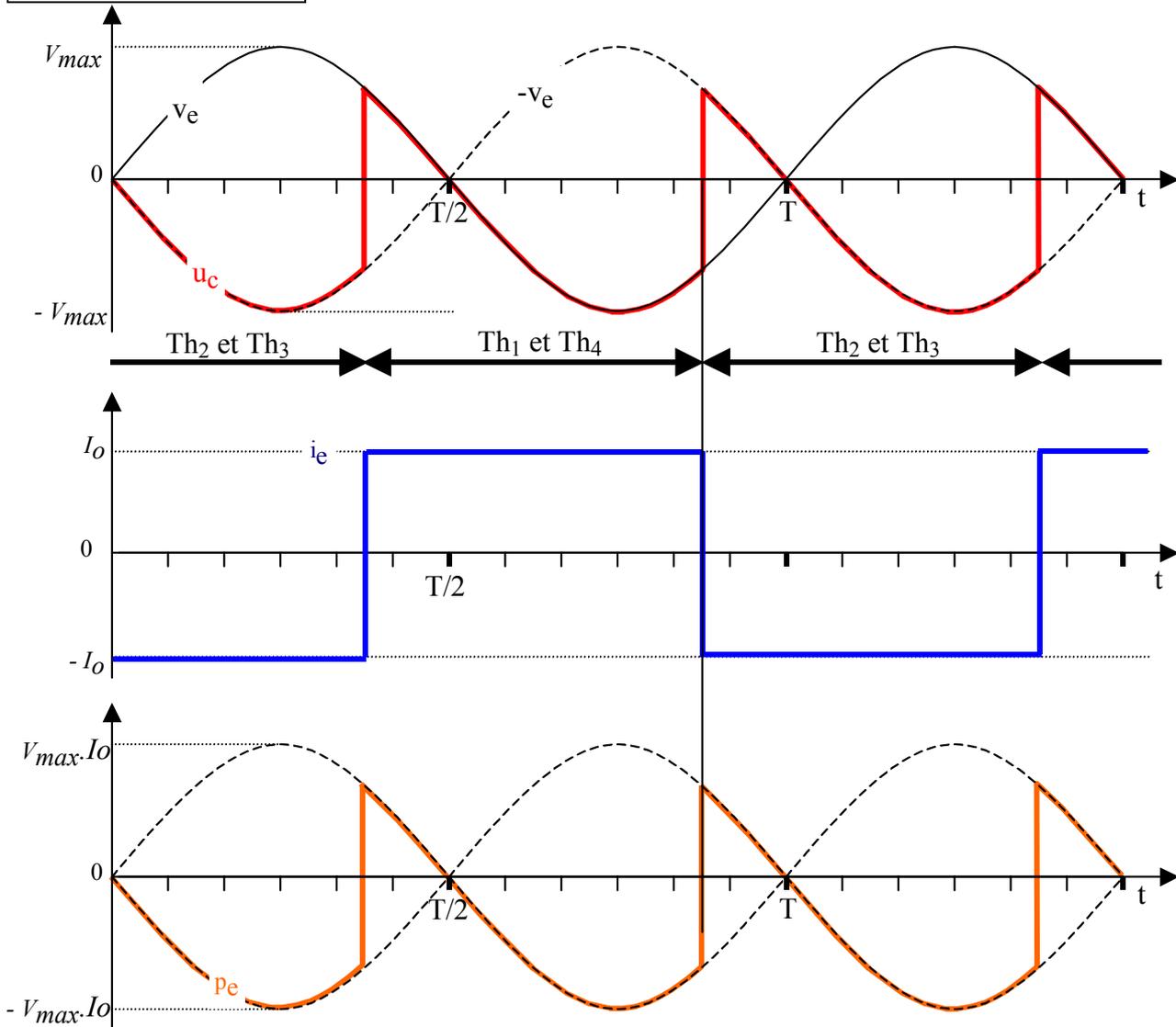
L'entrée du pont redresseur est orientée en convention récepteur et $P_e > 0$ donc, en moyenne, la puissance va de la source alternative vers la charge R.L.E.



Lorsque Th_1 conduit : $i_{Th1} = I_o$ et $v_{Th1} = 0$.

Lorsque Th_1 est bloqué (et donc Th_2 conducteur) : $i_{Th1} = 0$ et $v_{Th1} = v_e$

Deuxième cas : $\psi = \frac{3\pi}{4}$:



$$U_{c_{moy}} = \frac{2V_{max}}{\pi} \cdot \cos(\psi) ; E = U_{c_{moy}} - R \cdot I_{c_{moy}} = \frac{2 \cdot 220 \cdot \sqrt{2}}{\pi} \cdot \cos\left(\frac{3\pi}{4}\right) - 1 \cdot 10 = -150 \text{ V}$$

$$P_e = (v_e(t) \cdot i_e(t))_{moy} = U_{c_{moy}} \cdot I_o = -150 \cdot 10 = -1500 \text{ W} .$$

L'entrée du pont redresseur est orientée en convention récepteur et $P_e < 0$ donc, en moyenne, la puissance va de la charge R.L.E. vers la source alternative.

En moyenne, le dipôle R.L.E. est donc générateur. Le pont PD2 fonctionne donc en « onduleur assisté ».

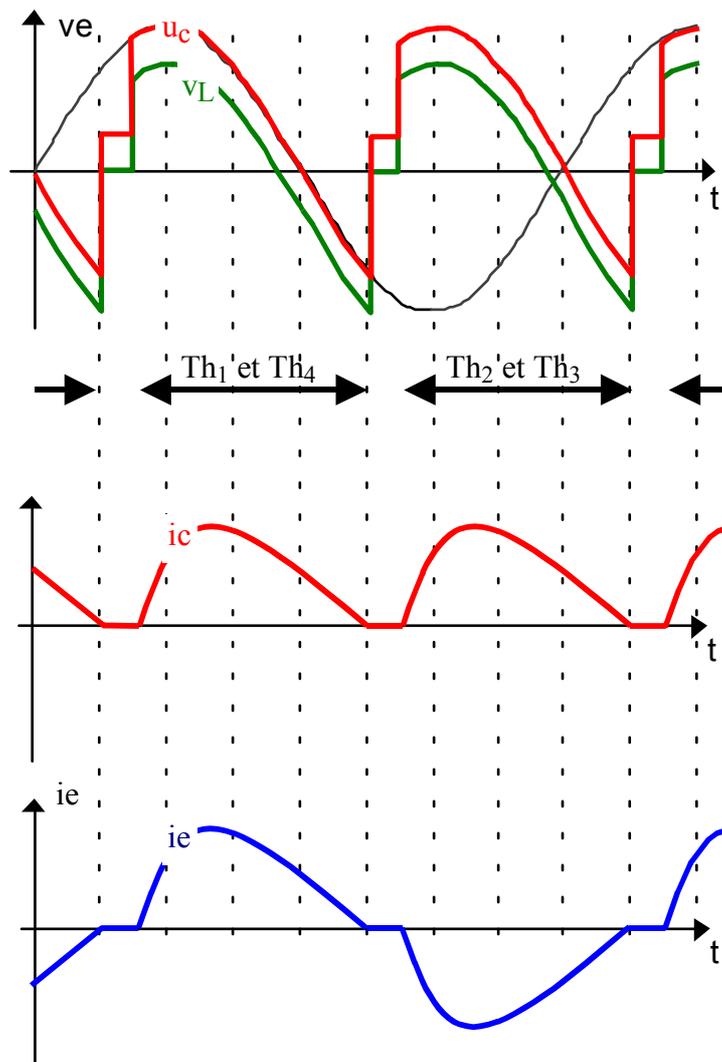
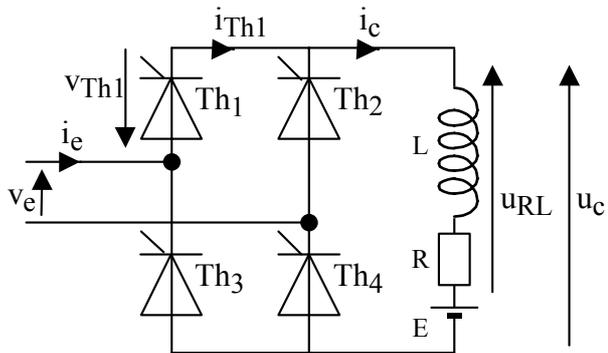
Le pont PD2 tout thyristor est donc un convertisseur réversible en tension ($U_{c_{moy}}$ peut être positif ou négatif) et non réversible en courant ($i_c(t)$ ne peut pas s'inverser car les thyristors sont monodirectionnels en courant).

Le pont PD2 tout thyristor est donc un convertisseur réversible en puissance.

Sachant que le courant dans la charge ne peut pas s'inverser, l'inversion du sens de transfert de la puissance nécessite l'inversion de la source E.

Nous avons travaillé dans l'hypothèse de la conduction continue dans la charge R.L.E. Cette hypothèse n'est pas toujours vérifiée. Le courant $i_c(t)$ dépend de la valeur des éléments et de l'angle de retard à l'amorçage.

Redressement monophasé commandé en conduction discontinue. Corrigé



Le pont redresseur à thyristors constitue un convertisseur à liaison directe. Il associe une source « tension » $v_e(t)$ avec une charge « courant » $i_c(t)$.

Si le courant $i_c(t)$ n'est pas nul, la tension $u_c(t)$ ne peut prendre que trois valeurs : $u_c(t) = v_e(t)$, $u_c(t) = -v_e(t)$ et $u_c(t) = 0$.

On constate qu'il existe des intervalles où $u_c(t)$ ne prend aucune de ces trois valeurs. Donc pendant ces intervalles, $i_c(t)$ est nul.

Dans cette situation : $u_c(t) = E$.

$v_L(t) = u_c(t) - E$ (voir le graphe ci-contre).

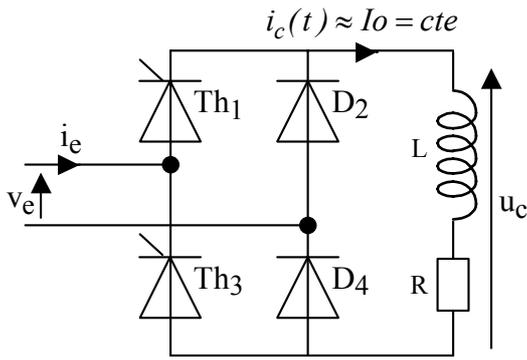
Lorsqu'il n'est pas nul, le courant $i_c(t)$ s'obtient par la résolution de l'équation différentielle

$$u_c(t) = L \cdot \frac{d(i_c(t))}{dt} + R i_c(t) + E.$$

Sans résoudre cette équation, on peut simplement dire que l'inductance freine la montée et la descente du courant $i_c(t)$.

Le convertisseur à liaison directe conservant la puissance instantanée : $i_e(t) = \frac{u_c(t) i_c(t)}{v_e(t)}$. D'où l'allure ci-contre.

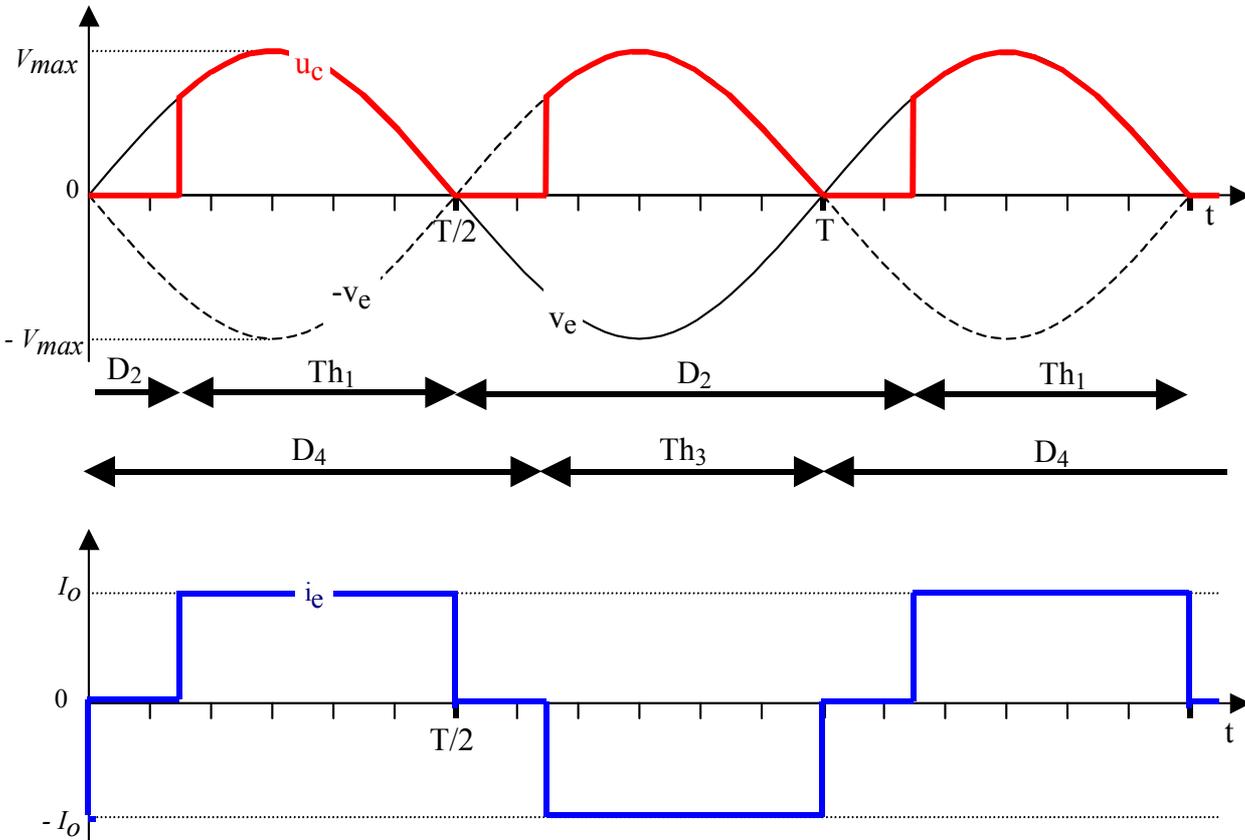
PD2 mixte asymétrique. Corrigé



Par hypothèse, la conduction dans le circuit « RL » est continue, donc :

- D₂ conduit tant que Th₁ ne conduit pas.
Th₁ ne peut pas s'amorcer tant qu'il n'est pas commandé.
Lorsque Th₁ est amorcé, il se comporte comme une diode. Il reste donc conducteur tant que $v_e(t) > 0$ (commutateur plus positif).
- D₄ conduit tant que Th₃ ne conduit pas.
Th₃ ne peut pas s'amorcer tant qu'il n'est pas commandé.
Lorsque Th₃ est amorcé, il se comporte comme une diode. Il reste donc conducteur tant que $v_e(t) < 0$ (commutateur plus négatif).

Situation pour $\psi = \frac{\pi}{4}$:

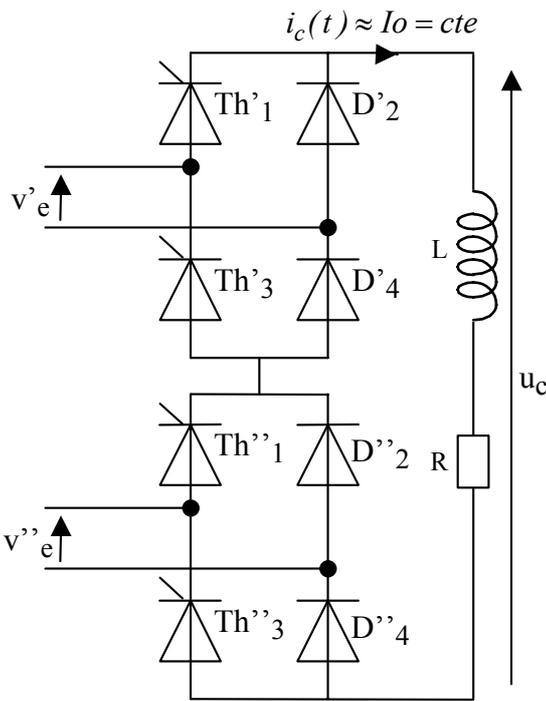


Le pont PD2 mixte asymétrique est un convertisseur à liaison directe. On vérifie donc que la puissance instantanée est conservée : $v_e(t) \cdot i_e(t) = u_c(t) \cdot I_o$

$$U_{c\text{moy}} = \frac{1}{\pi} \int_{\psi}^{\pi} V_{\max} \cdot \sin(\theta) d\theta = \frac{V_{\max}}{\pi} [-\cos(\theta)]_{\psi}^{\pi} = \frac{V_{\max}}{\pi} [1 + \cos(\psi)]$$

$$I_{e\text{eff}} = \sqrt{(i_e(t))^2} = \sqrt{I_o^2 \cdot \frac{\pi - \psi}{\pi}} = I_o \cdot \sqrt{1 - \frac{\psi}{\pi}}$$

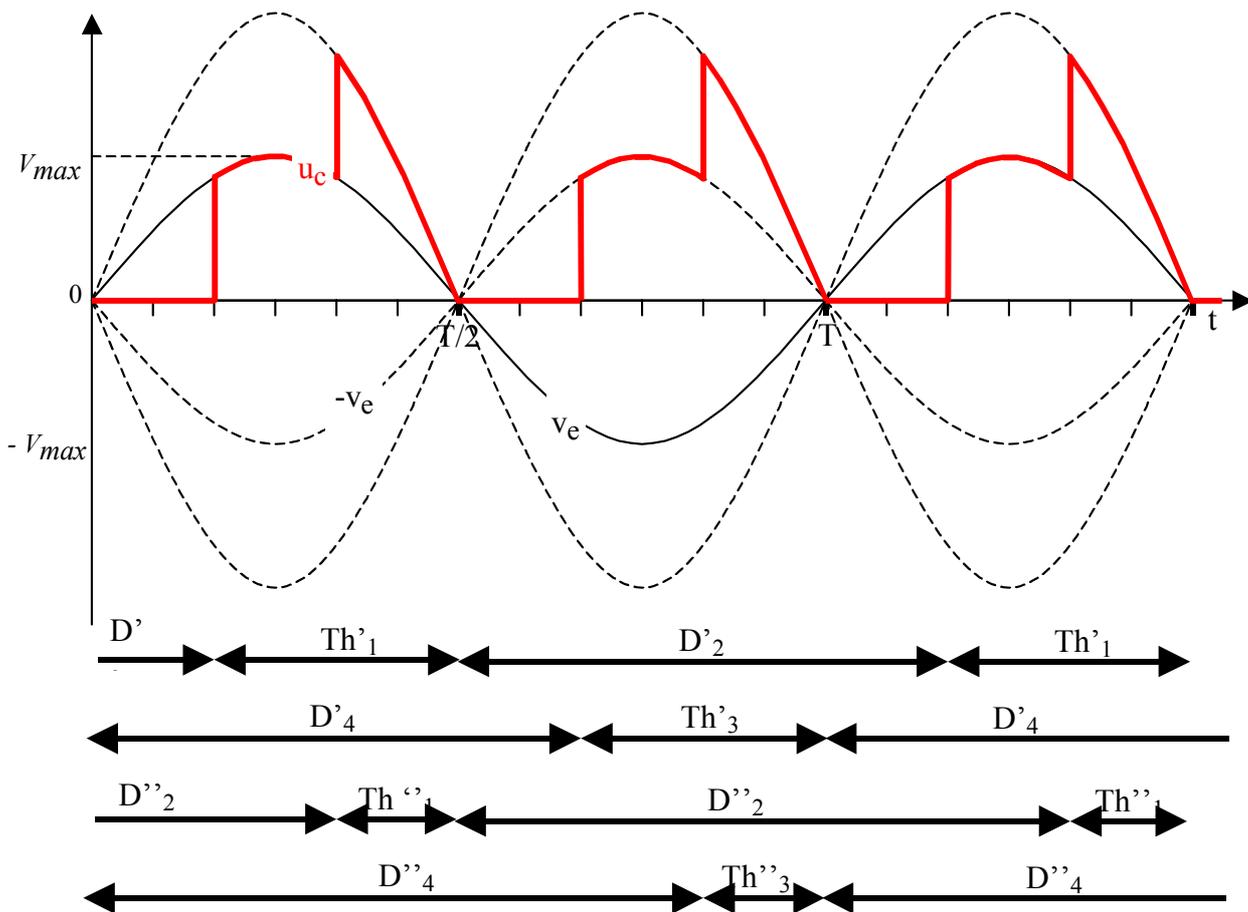
$$k = \frac{P}{V_{e\text{eff}} \cdot I_{e\text{eff}}} = \frac{U_{c\text{moy}} \cdot I_o}{V_{e\text{eff}} \cdot I_{e\text{eff}}} = \frac{\frac{V_{\max}}{\pi} [1 + \cos(\psi)] I_o}{\frac{V_{\max}}{\sqrt{2}} \cdot I_o \cdot \sqrt{1 - \frac{\psi}{\pi}}} = \frac{\sqrt{2} [1 + \cos(\psi)]}{\pi \sqrt{1 - \frac{\psi}{\pi}}}$$



On considère maintenant deux ponts mixtes asymétriques montés en série, et alimentés par les deux secondaires d'un même transformateur monophasé de sorte que $v'_e(t) = v''_e(t) = v_e(t)$.

Les angles de retard à l'amorçage des deux ponts sont respectivement $\psi' = \frac{\pi}{3}$ et $\psi'' = \frac{2\pi}{3}$.

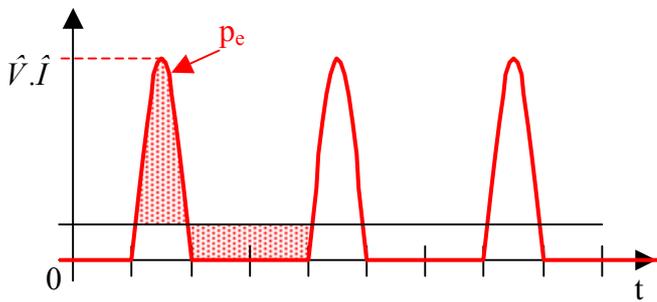
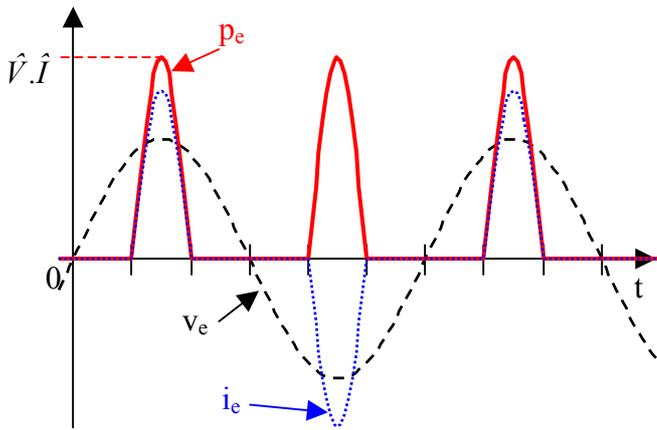
$u_c(t)$ est obtenu par la somme de deux tensions du type précédent :



Ce type d'association permet d'augmenter la tension disponible en sortie et, par un choix judicieux de la loi de commande, d'améliorer le facteur de puissance en entrée.

neutre fumant. **Corrigé**

a1) La puissance instantanée en entrée du montage s'



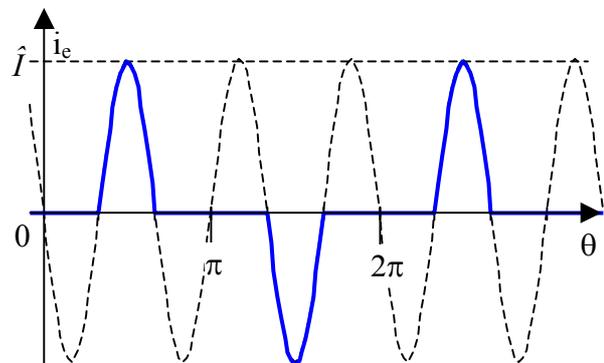
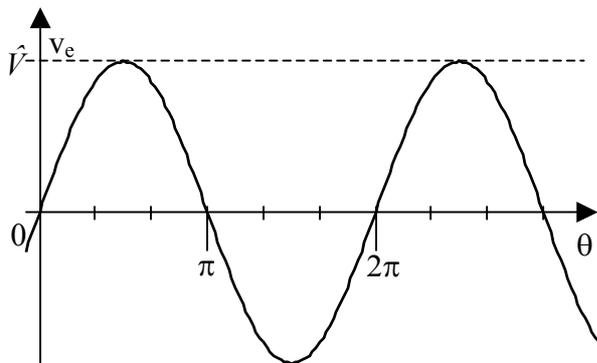
Lorsque $i_e(t) = 0$, la puissance instantanée est nulle.
Lorsque $i_e(t) > 0$ et $v_e(t) > 0$, la puissance instantanée est positive. Lorsque $i_e(t) < 0$ et $v_e(t) < 0$, la puissance instantanée est encore positive.

a2) La puissance active est la valeur moyenne de la puissance instantanée.

Puisqu'on dispose du graphe de la puissance instantanée, on peut, avant tout calcul, estimer cette valeur moyenne.

Mais pour obtenir la valeur exacte, le passage par une intégrale est inévitable.

Dans ce but, on choisit une graduation de l'axe des abscisses en θ car v_e et i_e sont des fonctions (ou des morceaux de fonctions) alternatives sinusoïdales. (Attention : elles ne sont pas de même fréquence !)

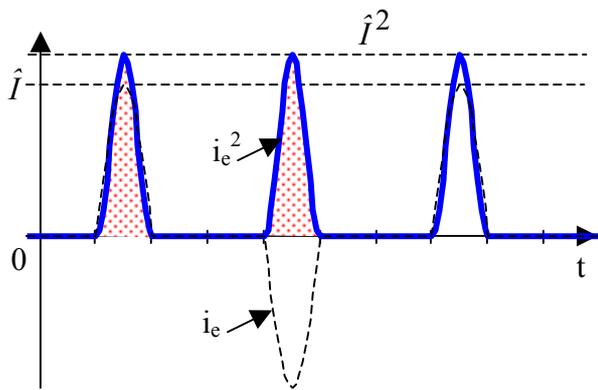


$$P = \frac{1}{\pi} \int_{\pi/3}^{2\pi/3} (\hat{V} \cdot \sin(\theta)) (-\hat{I} \cdot \sin(3\theta)) d\theta = \frac{\hat{V} \cdot \hat{I}}{\pi} \int_{\pi/3}^{2\pi/3} \frac{\cos(4\theta) - \cos(2\theta)}{2} d\theta$$

$$P = \frac{\hat{V} \cdot \hat{I}}{2\pi} \left[\frac{\sin(4\theta)}{4} - \frac{\sin(2\theta)}{2} \right]_{\pi/3}^{2\pi/3} = \frac{\hat{V} \cdot \hat{I}}{2\pi} \left[\frac{\sin(4 \cdot 2\pi/3) - \sin(4 \cdot \pi/3)}{4} - \frac{\sin(2 \cdot 2\pi/3) - \sin(2 \cdot \pi/3)}{2} \right]$$

$$P = \frac{\hat{V} \cdot \hat{I}}{2\pi} \left[\frac{\frac{\sqrt{3}}{2} + \frac{\sqrt{3}}{2}}{4} - \frac{-\frac{\sqrt{3}}{2} - \frac{\sqrt{3}}{2}}{2} \right] = \frac{\hat{V} \cdot \hat{I} \cdot 3 \cdot \sqrt{3}}{8\pi} = 0,2067 \hat{V} \cdot \hat{I}$$

On en déduit : $\hat{I} = \frac{425}{0,2067 \cdot \hat{V}} = \frac{425}{0,2067 \cdot 230 \cdot \sqrt{2}} = 6,34 \text{ A}$



a3) La valeur efficace est la racine carré de la valeur moyenne de la fonction au carré

Commençons donc par représenter le graphe de $i_e(t)^2$.

Si on compare le graphe de $i_e(t)^2$ avec celui de la en pointillé au carré, on constate qu'il existe un rapp entre leurs valeurs moyennes

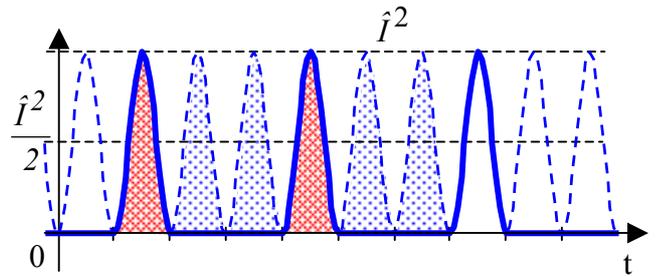
La valeur moyenne de la courbe en pointillé au carré est $\frac{\hat{I}^2}{2}$, donc la valeur moyenne de $i_e(t)^2$ est $\frac{\hat{I}^2}{6}$. La valeur

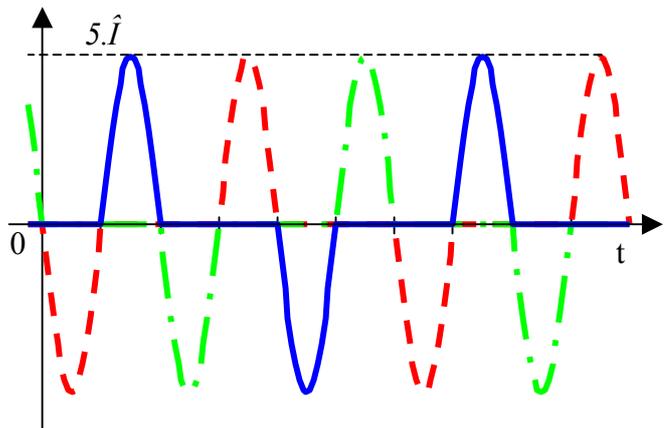
de la racine carré de la valeur moyenne de $i_e(t)^2$ est donc $I_{e\text{eff}} = \sqrt{\frac{\hat{I}^2}{6}} = \frac{\hat{I}}{\sqrt{6}} = 2,6 \text{ A}$

Remarque : on pouvait également calculer $I_{e\text{eff}} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\pi/3}^{2\pi/3} (-\hat{I} \cdot \sin(3\theta))^2 \cdot d\theta}$

a4) Le facteur de puissance est : $k = \frac{P}{V_{e\text{eff}} \cdot I_{e\text{eff}}} = \frac{\hat{V} \cdot \hat{I} \cdot 3 \cdot \sqrt{3}}{\frac{\hat{V}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{\hat{I}}{\sqrt{6}}} = \frac{425}{230 \cdot 2,6} = 0,716$

B) Nombre maximum de micro-ordinateurs en parallèle : $n \leq \frac{15}{2,6} = 5,8$ donc 5 micro-ordinateurs.



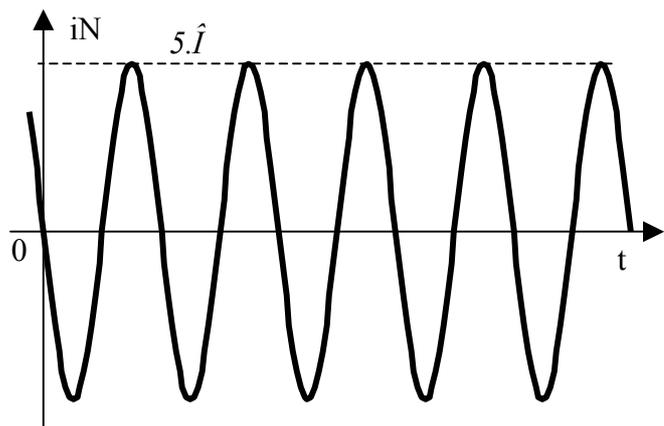


c1) Si les tensions sont décalées de $1/3$ de périodes (tensions triphasées équilibrées), les courants le sont également :

Le courant dans le neutre est obtenu par la loi des nœuds :
 $i_N(t) = i_1(t) + i_2(t) + i_3(t)$

Compte tenu de la forme des courants $i_1(t)$, $i_2(t)$ et $i_3(t)$, le courant $i_N(t)$ est alternatif sinusoïdal de fréquence triple de celle de la tension.

Sa valeur efficace est donc $\frac{5\hat{I}}{\sqrt{2}} = 22,4 \text{ A}$.



Cette valeur est supérieure au 15A admissibles dans chaque conducteur du câble et donc le conducteur « neutre » va subir un échauffement excessif (d'où le titre « Neutre fumant » !)

Remarque : En régime alternatif sinusoïdal triphasé équilibré avec des tensions et des courants de même fréquence, on démontre que le courant dans le neutre est

nul. Mais ici les courants ne sont pas alternatifs sinusoïdaux. La fréquence du courant dans le neutre est triple de la fréquence des courants dans les phases. (on parle alors « d'harmonique 3 »)