

Correction DM 1

Convertisseur pour table à induction

I) Structure et commande pleine onde

- 1.1.) La charge (RLC série) comporte une bobine interdisant une discontinuité de courant exactement comme un générateur de courant qui ne peut être ouvert
 \Rightarrow charge assimilable à une source de courant

Conséquences pour les positions d'interrupteurs:

K_1 et K'_1 fermés \Rightarrow interdit car source de tension E alors en court-circuit

K_2 et K'_2 — \Rightarrow idem

On doit ~~être~~ toujours assurer que 2 interrupteurs soient simultanément fermés pour éviter que la charge assimilée à une source de courant soit en circuit ouvert.

Bilan: K_1, K'_1, K_2 et K'_2 doivent fonctionner dans l'une des 2 situations suivantes:

interrupteur	situation 1	situation 2
K_1	fermé	ouvert
K'_1	ouvert	fermé
K_2	ouvert	fermé
K'_2	fermé	ouvert

1.2) Pour $t \in [0; \frac{T}{2}] \Rightarrow$ Situation 1

Pour $t \in]\frac{T}{2}; T[\Rightarrow$ Situation 2

	$u(t)$	$u_1(t)$	$i'(t)$
$t \in [0; \frac{T}{2}]$	E	0	$i(t)$
$t \in]\frac{T}{2}; T[$	$-E$	E	$-i(t)$

avec $i(t) = I_m \sin(\omega t + \varphi)$

\Rightarrow cf document réponse pour les tracés.

$$1.3) \quad U = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T u^2(t) \cdot dt} = \sqrt{\frac{1}{T} \left(\int_0^{\frac{T}{2}} E^2 \cdot dt + \int_{\frac{T}{2}}^T E^2 \cdot dt \right)} = E$$

$$1.4) \quad u(t) = e(t) = \frac{4E}{\pi} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{\sin((2k+1)\omega t)}{2k+1}$$

(\Rightarrow amplitude du fondamental $\frac{4E}{\pi}$ ($k=0$))

$$U_1^2 = \frac{1}{T} \frac{16E^2}{\pi^2} \int_0^T \sin^2(\omega t) \cdot dt = \frac{1}{T} \frac{16E^2}{\pi^2} \int_0^T \frac{(1 - \cos 2\omega t)}{2} \cdot dt$$

$$\Rightarrow U_1^2 = \frac{1}{T} \frac{16E^2}{\pi^2} \frac{T}{2} = \frac{8E^2}{\pi^2} \text{ donc } \boxed{U_1 = 2\sqrt{2} \frac{E}{\pi}}$$

NB: on peut procéder sans calcul en se rappelant que la valeur efficace d'une harmonique pure est simplement son amplitude divisée par $\sqrt{2}$, soit ici pour le fondamental

$$U_1 = \frac{\frac{4E}{\pi}}{\sqrt{2}} = 2\sqrt{2} \frac{E}{\pi}$$

$$1.5 a) \quad \zeta_h(u) = \frac{100 \times \sqrt{U^2 - U_1^2}}{U_1} = \frac{100}{2\sqrt{2} \frac{E}{\pi}} \sqrt{1 - \frac{8}{\pi^2}}$$

$$\Rightarrow \zeta_h(u) = \frac{50}{\sqrt{2}} \sqrt{\pi^2 - 8} \approx 50 \text{ donc } \boxed{\zeta_h(u) \approx 50 \%}$$

1.5 b) $\overline{v_H}(i) = 0$ car $i(t)$ est harmonique pure ce qui assure
 que $I = i_{\text{eff}} = I_1 = i_{1\text{eff}}$
 (valeur efficace de la 1^{ère} harmonique (seule ici car $i(t)$ sinusoïdal))

En ayant RLC éliminée par hypothèse
 les harmoniques du courant assurant $\overline{v_H}(i) = 0$

$$\begin{aligned}
 1.6) \quad I' &= \langle i'(t) \rangle = \frac{1}{T} \int_0^T i'(t) \cdot dt = \frac{1}{T} I_m \int_0^T \sin(\omega t + \varphi) \cdot dt \\
 &\quad - \frac{1}{T} I_m \int_{T/2}^T \sin(\omega t + \varphi) \cdot dt \\
 &= \frac{I_m}{\frac{2\pi}{T} T} \left[\left[-\cos(\omega t + \varphi) \right]_0^{T/2} - \left[-\cos(\omega t + \varphi) \right]_{T/2}^T \right] \\
 &= \frac{I_m}{2\pi} \left[-\cos(\pi + \varphi) + \cos \varphi + \cos \varphi - \cos(\pi + \varphi) \right] \\
 &= \frac{2 I_m}{2\pi} \left[\cos \varphi - \cos(\pi + \varphi) \right] = \frac{I_m}{\pi} \left[\cos \varphi + \cos \varphi \right] \\
 \Rightarrow \quad I' &= \frac{2}{\pi} I_m \cos \varphi
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 1.7) \quad P &= \frac{1}{T} \int_0^T u(t) i(t) = \frac{1}{T} E I_m \left[\int_0^{T/2} \sin(\omega t + \varphi) \cdot dt - \int_{T/2}^T \sin(\omega t + \varphi) \cdot dt \right] \\
 \Rightarrow \quad P &= \frac{E I_m}{\omega T} \left[-\cos(\pi + \varphi) + \cos \varphi + \cos \varphi - \cos(\pi + \varphi) \right] \\
 \Rightarrow \quad P &= \frac{4 E I_m}{2\pi} \cos(\varphi) \Rightarrow P = \frac{2 E I_m}{\pi} \cos \varphi
 \end{aligned}$$

$$1.8) P' = \frac{1}{T} \int_0^T E i'(t) dt = E \frac{1}{T} \int_0^T i'(t) dt = E \langle i'(t) \rangle = E I'$$

$$\Rightarrow \boxed{P' = \frac{2E I_m}{\pi} \cos \varphi}$$

1.9) En se référant au doc réponse 1.2) on a :

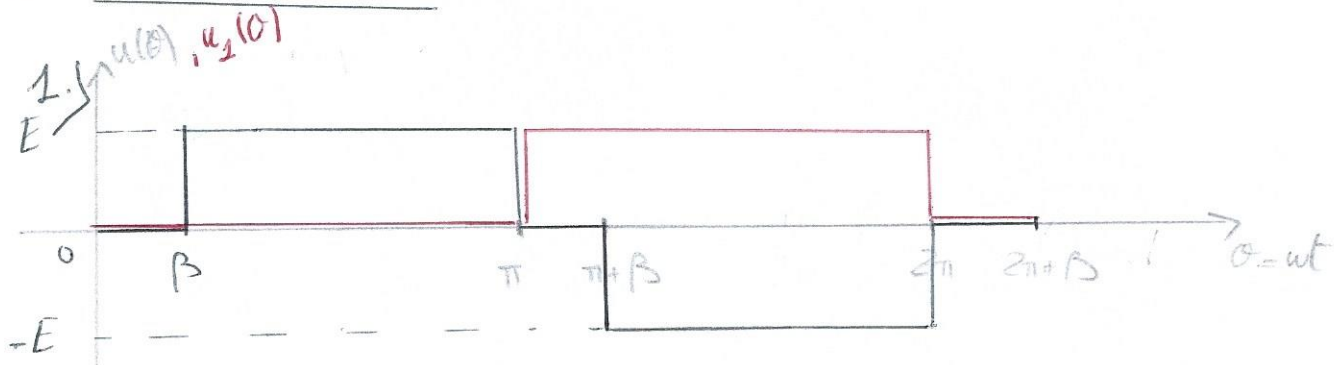
→ de $\theta=0$ à $\theta=-\varphi$: $i(t) < 0$ et seuls R_1 et R'_2 fermés (car $u(t) = +E$)
donc il s'agit de D_1 et D'_2 passants

→ de $\theta=-\varphi$ à π : $i(t) > 0$ et là-encore seuls R_1 et R'_2 fermés
donc il s'agit de T_1 et T'_2 passants

→ de $\theta=\pi$ à $\pi-\varphi$: $i(t) > 0$ et désormais seuls R'_1 et R_2 passants
donc il s'agit de D'_1 et D_2 passants

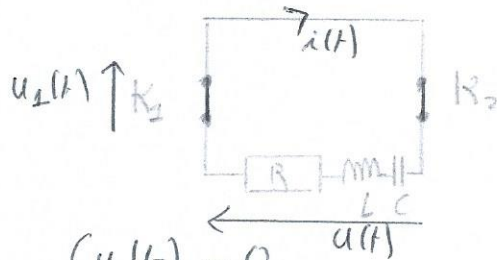
→ de $\pi-\varphi$ à 2π : $i(t) < 0$ et là-encore seuls R'_1 et R_2 passants
donc il s'agit de T'_1 et T_2 passants.

II Commutation décalée



Explication:

→ Pour $\theta \in [0; \beta]$: K_1 et K_2 fermés (avec retour de l'ouverture de K_2)
donc $i(t)$ enfermé dans la maille "supérieure"



donc
$$\begin{cases} u(t) = 0 \\ u_1(t) = 0 \end{cases}$$

→ Pour $\theta \in [\beta; \pi]$: cette fois K_1 toujours fermés (mais K_1, K'_2 échangés)
et K'_2 fermé (avec retour de la fermeture de K_2)
donc $i(t)$ circule dans K_1 et K'_2

donc
$$\begin{cases} u(t) = E \\ u_1(t) = 0 \end{cases}$$

→ Pour $\theta \in [\pi; \pi + \beta]$: K'_1 et K'_2 fermés (avec retour de l'ouverture de K'_2)
donc $i(t)$ circule dans K'_1 et K'_2

donc
$$\begin{cases} u(t) = 0 \\ u_1(t) = E \end{cases}$$

→ Pour $\theta \in [\pi + \beta; 2\pi]$: K'_1 et K_2 fermés (avec retour à la fermeture de K_2)
donc $i(t)$ circule dans K'_1 et K_2

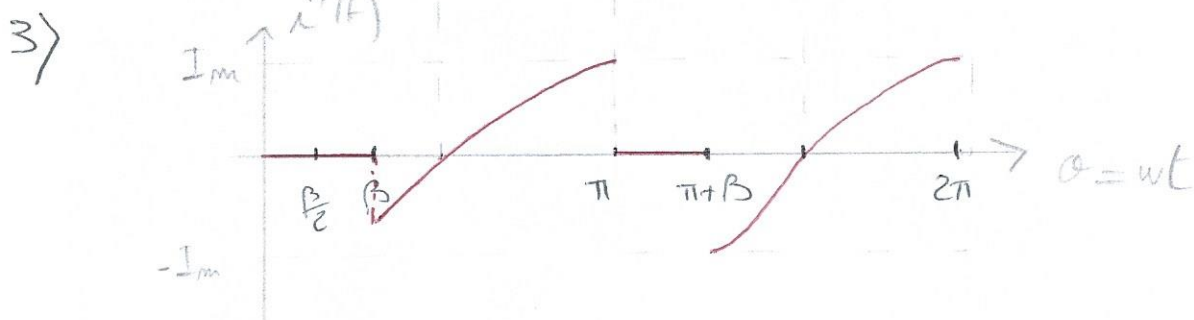
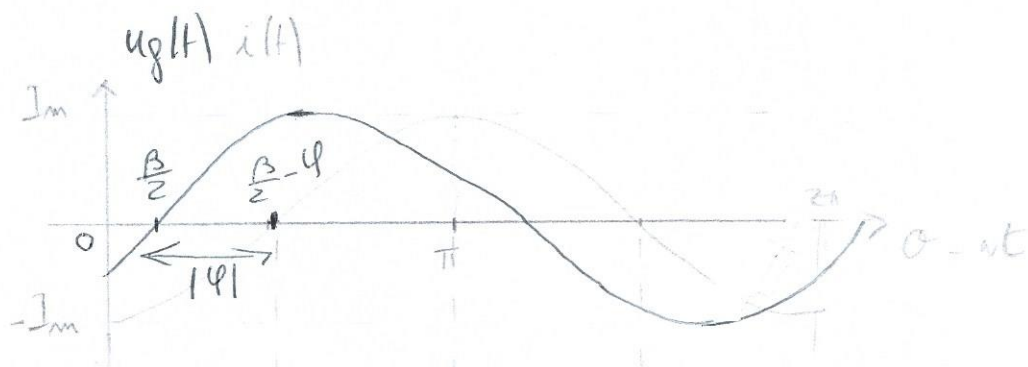
donc
$$\begin{cases} u(t) = -E \\ u_1(t) = E \end{cases}$$

2) Allure du fondamental

Le fondamental doit avoir une forme dont les variations suivent celles du signal. Le déphasage doit donc être $-\frac{\beta}{2}$ pour avoir $u_g(0)$ nul en $\frac{\beta}{2}$, en $\pi + \frac{\beta}{2}$ et en $2\pi + \frac{\beta}{2}$. (retard de phase)

Le fondamental ainsi défini s'écrit donc $u_g(t) = \frac{4E}{\pi} \sin(\omega t - \frac{\beta}{2})$

De même, le courant circulant dans le dipôle RLC recevra son courant déphasé de la même manière par rapport à la commande. pleine onde soit $i(t) = I_m \sin(\omega t - \frac{\beta}{2} + \varphi)$ $\Delta\varphi < 0 \Rightarrow i(t)$ en retard / $u_g(t)$



$\rightarrow \theta = 0 \text{ à } \beta$: $\underline{i'(\theta) = 0}$ car générateur E en circuit ouvert ($R_1; R_2$) fermés et $R'_1; R'_2$ courts)

$\rightarrow \theta = \beta \text{ à } \pi$: $\underline{i'(\theta) = i(\theta)}$ car générateur E alimente le dipôle RLC avec entrée du courant on R_1 et sortie on R'_2 ($R_1; R'_2$) fermés

$\rightarrow \theta = \pi \text{ à } \pi + \beta$: $\underline{i'(\theta) = 0}$ car générateur E en circuit ouvert ($R'_1; R'_2$) fermés et ($R_1; R_2$) courts.

→ $\theta = \pi + \beta$ à 2π : $i'(\theta) = -i(\theta)$ car générateur E alimente le dipôle RLC avec entrée du courant on R_2 et sortie on R_1 .

4) → La commande décalée permet à $u(t)$ d'être plus "proche" (encore que...) d'une sinusoïde ⇒ les harmoniques ont un poids plus faible dans le signal au profit du fondamental.

→ Le dispositif de commande des interrupteurs est fatalement plus compliqué (en g^l β est réglable sur de tels dispositifs)

$$5) \quad U'^2 = \frac{1}{T} \int_0^T u^2(t) \cdot dt = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} u^2(\theta) d\theta = \frac{1}{2\pi} \left[\int_{\beta}^{\pi} E^2 d\theta + \int_{\pi+\beta}^{2\pi} (-E)^2 d\theta \right]$$

$$= \frac{1}{2\pi} \left[E^2 (\pi - \beta) + E^2 (2\pi - \pi - \beta) \right] = \frac{E^2}{\pi} (\pi - \beta) = E^2 \left(1 - \frac{\beta}{\pi} \right)$$

donc $\boxed{U' = E \sqrt{1 - \frac{\beta}{\pi}}}$

6) Δ imprécision de l'énoncé: U_1 est la valeur efficace de la tension $u(t)$.

$$\tau_H(u) = 100 \times \frac{\sqrt{\left(1 - \frac{\beta}{\pi}\right) E^2 - \left(\frac{2\sqrt{2}}{\pi}\right)^2 \cos^2 \frac{\beta}{2} E^2}}{\frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cos \left(\frac{\beta}{2}\right) E} = \frac{100 E}{\frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cos \frac{\beta}{2} E} \sqrt{\left(1 - \frac{\beta}{\pi}\right) - \frac{8}{\pi^2} \cos^2 \frac{\beta}{2}}$$

$$7) \quad g(\beta) = \frac{\left(1 - \frac{\beta}{\pi}\right) - \frac{8}{\pi^2} \cos^2 \frac{\beta}{2}}{\frac{8}{\pi^2} \cos^2 \frac{\beta}{2}} = \frac{\left(1 - \frac{\beta}{\pi}\right)}{\frac{8}{\pi^2} \cos^2 \frac{\beta}{2}} - 1$$

Recherche de l'extrémum:

$$\frac{dg(\beta)}{d\beta} = 0 \Rightarrow -\frac{1}{\pi} \left(\frac{8}{\pi^2} \cos^2 \frac{\beta}{2} \right) - \left(1 - \frac{\beta}{\pi} \right) \frac{16}{\pi^2} \cos \frac{\beta}{2} \left(-\frac{1}{2} \right) \sin \left(\frac{\beta}{2} \right) = 0$$

$$\Rightarrow -\frac{8}{\pi^3} \cos^2 \frac{\beta}{2} + \frac{8}{\pi^2} \cos \frac{\beta}{2} \sin \frac{\beta}{2} - \frac{\beta}{2\pi} \frac{16}{\pi^2} \cos \frac{\beta}{2} \sin \frac{\beta}{2} = 0$$

71

$$\Rightarrow -\frac{8}{\pi^3} \cos \frac{\beta}{2} + \frac{8}{\pi^2} \cos \frac{\beta}{2} \sin \frac{\beta}{2} - \frac{8\beta}{\pi^3} \cos \frac{\beta}{2} \sin \frac{\beta}{2} = 0$$

$$\cos \frac{\beta}{2} \neq 0 \text{ car } \beta \neq (2p+1)\pi$$

$$\Rightarrow -\cos \left(\frac{\beta}{2} \right) + \pi \sin \frac{\beta}{2} - \beta \sin \frac{\beta}{2} = 0$$

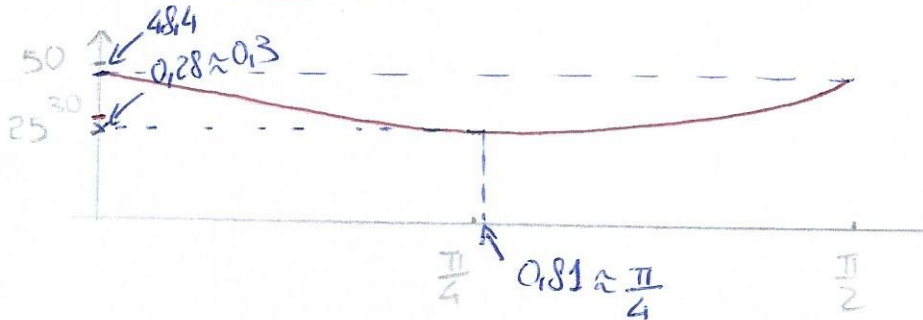
$$\Rightarrow (\pi - \beta) \sin \frac{\beta}{2} - \cos \frac{\beta}{2} = 0$$

$$\Rightarrow \boxed{h(\beta) = (\pi - \beta) \tan \left(\frac{\beta}{2} \right) = 1} \quad (\text{la fonction } h \text{ est proposée en annexe.})$$

\Rightarrow d'après le tableau de valeurs $\beta \in [45^\circ; 52,5^\circ]$

NB: $h(45^\circ) = 0,97 \approx 1 \Rightarrow$ on peut prendre $\boxed{\beta \approx 45^\circ}$

8) Allure de $\tau_n = f(\beta)$



III Etude de la résonance

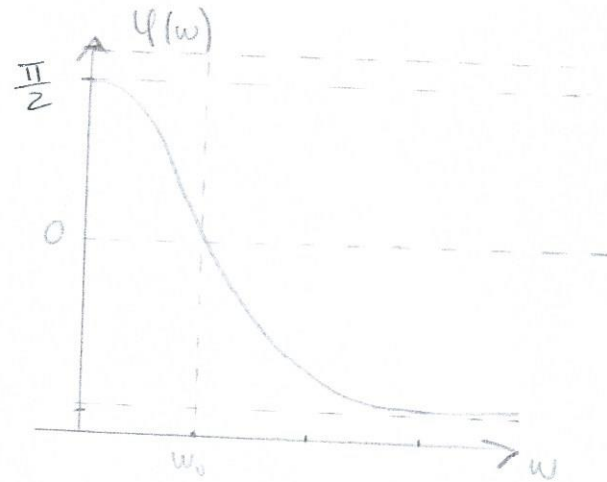
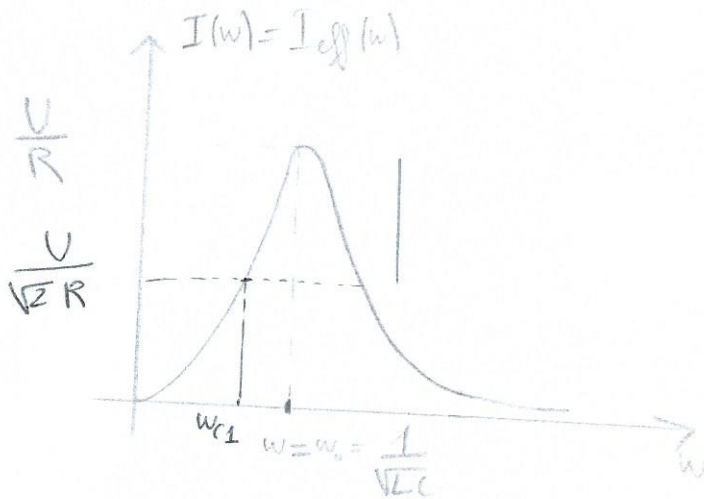
1) En formalisme complexe, cela donne:

$$\underline{i} = \frac{\underline{u}}{\underline{z}} \quad \text{avec} \quad \begin{cases} \underline{u} = \sqrt{2} U e^{j\omega t} \\ \underline{i} = \sqrt{2} I e^{j(\omega t + \varphi)} \\ \underline{z} = R + j \left(L\omega - \frac{1}{C\omega} \right) \end{cases}$$

$$\Rightarrow \sqrt{2} I e^{j\varphi} = \frac{\sqrt{2} U}{R + j \left(L\omega - \frac{1}{C\omega} \right)} \Rightarrow \begin{cases} I = \frac{U}{\sqrt{R^2 + \left(L\omega - \frac{1}{C\omega} \right)^2}} \\ \varphi = -\arctan \left(\frac{L\omega - \frac{1}{C\omega}}{R} \right) \end{cases}$$

$$\text{soit: } \boxed{\begin{cases} I = \frac{U}{\sqrt{R^2 + \left(L\omega - \frac{1}{C\omega} \right)^2}} \\ \varphi = -\arctan \left(\frac{L\omega - \frac{1}{C\omega}}{R} \right) \end{cases}}$$

2) NB: il s'agit des courbes ultra classique de réponse d'un circuit R, L, C série.



Maximum de $I(\omega)$: lorsque $|Z|$ minimum soit $\omega = \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$
avec $I(\omega_0) = \frac{U}{R}$

3) Par définition $Q = \frac{\omega_0}{\Delta\omega}$ avec $\Delta\omega$ bande passante en pulsation du circuit R, L, C.

La bande passante est ici l'intervalle de pulsation pour lequel

$$\text{ona: } I(\omega) \geq \frac{I_{\max}}{\sqrt{2}} \Rightarrow \frac{U}{\sqrt{R^2 + (L\omega - \frac{1}{C\omega})^2}} \geq \frac{U}{\sqrt{2}R}$$

En limite: $R^2 + (L\omega - \frac{1}{C\omega})^2 = 2R^2 \Rightarrow (L\omega - \frac{1}{C\omega}) = \pm R$

$$\times \frac{\omega}{L} \Rightarrow \omega - \omega_0 = \pm \frac{R}{L} \omega \Rightarrow \omega^2 \mp \frac{R}{L} \omega - \omega_0^2 = 0$$

$$\Delta = \left(\frac{R}{L}\right)^2 + 4\omega_0^2 \text{ soit } \begin{cases} \text{cas } \ominus: \omega_{c-} = \frac{R}{2L} - \sqrt{\left(\frac{R}{L}\right)^2 + 4\omega_0^2} / 2 \\ \text{cas } \oplus: \omega_{c+} = \frac{R}{2L} + \sqrt{\left(\frac{R}{L}\right)^2 + 4\omega_0^2} / 2 \end{cases}$$

Valeurs à retenir:
$$\begin{cases} \omega_{c-} = \frac{R}{2L} - \sqrt{\left(\frac{R}{L}\right)^2 + 4\omega_0^2} / 2 \\ \omega_{c+} = \frac{R}{2L} + \sqrt{\left(\frac{R}{L}\right)^2 + 4\omega_0^2} / 2 \end{cases}$$

d'où $\Delta\omega = \omega_{c-} - \omega_{c+} = \frac{R}{L}$ Finalement $Q = \frac{\omega_0}{\Delta\omega} = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}}$ g/

4) Le circuit R, L et C est linéaire $\Rightarrow I_{ek+1}$ et φ_{ek+1} peuvent être déterminés en considérant que le circuit est sollicité par l'unique harmonique de rang $(k+1)$, de pulsation $(k+1)\omega$

$$I_{ek+1} = \frac{U_{ek+1}}{|Z|} \quad \text{et} \quad \varphi_{ek+1} = -\arg[Z] = -\arctan \frac{L\omega_{ek+1} - \frac{1}{C\omega_{ek+1}}}{R}$$

$$\Rightarrow I_{ek+1} = \frac{4E}{(k+1)\pi} \frac{1}{\sqrt{R^2 + \left(L(k+1)\omega - \frac{1}{C(k+1)\omega}\right)^2}}$$

$$\text{et} \quad \varphi_{ek+1} = -\arctan \left(\frac{L(k+1)\omega - \frac{1}{C(k+1)\omega}}{R} \right)$$

$$5) f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \Rightarrow f_0 = \frac{1}{2\pi} \frac{1}{\sqrt{\frac{5 \cdot 10^{-3}}{2\pi} \times \frac{0,5 \cdot 10^{-6}}{2\pi}}} = \frac{1}{\sqrt{25 \cdot 10^{-10}}} = \frac{1}{5} \cdot 10^5 \text{ Hz}$$

soit $20 \text{ kHz} \Rightarrow \boxed{f_0 = 20 \text{ kHz}}$ De plus $Q = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}}$

$$\Rightarrow Q = \frac{1}{20} \times \sqrt{\frac{5 \cdot 10^{-3} \cdot 2\pi}{2\pi \times 0,5 \cdot 10^{-6}}} = \frac{1}{20} \times \sqrt{\frac{8 \cdot 10^3}{8 \cdot 10^{-7}}} = \frac{1}{20} \cdot 100 = 5$$

$$\Rightarrow \boxed{Q = 5}$$

$$6) \text{ On a } I_{ek+1} = \frac{U_{ek+1}}{|Z_{ek+1}|} = \frac{4E}{\sqrt{2}\pi \sqrt{R^2 + \left((k+1)L\omega_0 - \frac{1}{(k+1)C\omega_0}\right)^2}} \times \frac{1}{2k+1}$$

$$= \frac{4E}{(k+1)\pi R\sqrt{2}} \times \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{1}{R^2} \left((k+1)\sqrt{\frac{L}{C}} - \frac{1}{(k+1)}\sqrt{\frac{L}{C}}\right)^2}}$$

$$\Rightarrow \boxed{I_{ek+1} = \frac{4E}{(k+1)\pi R\sqrt{2}} \times \frac{1}{\sqrt{1 + Q^2 \left((k+1) - \frac{1}{(k+1)}\right)^2}}}$$

D'où $\boxed{I_1 = \frac{4E}{\pi R\sqrt{2}}}$

On on trouve aussi:
$$I_3 = \frac{4E}{3\pi R\sqrt{2}} \times \frac{1}{\sqrt{1+Q^2\left(3-\frac{1}{3}\right)^2}}$$

$$\Rightarrow \boxed{I_3 = \frac{4E}{3\pi R\sqrt{2}} \frac{1}{\sqrt{1+25 \times \frac{64}{9}}}}$$

et enfin:
$$I_5 = \frac{4E}{5\pi R\sqrt{2}} \frac{1}{\sqrt{1+25 \times \left(\frac{24}{5}\right)^2}} = \frac{4E}{5\pi R\sqrt{2}} \frac{1}{\sqrt{1+24^2}}$$

$$\Rightarrow \boxed{I_5 = \frac{4E}{5\pi R\sqrt{2}} \frac{1}{\sqrt{1+24^2}}}$$

A.N.
$$\begin{cases} I_3/I_1 = \frac{1}{3\sqrt{1+25 \times \frac{64}{9}}} = \frac{1}{40,11} \approx 2,5 \cdot 10^{-2} \\ I_5/I_1 = \frac{1}{5\sqrt{1+24^2}} = \frac{1}{120,1} \approx 8,3 \cdot 10^{-3} \end{cases}$$

Les harmoniques de rang > 5 ont une amplitude très fortement atténuée en raison de leur décroissance d'amplitude dans un signal créneau ($\sim \frac{1}{k^2}$) et également la décroissance d'amplitude liée au filtre RLC qui atténue les harmoniques de pulsation $> \omega_0$ (ou $< \omega_0$).

$$7) \quad \tau_n(k) \approx 100 \times \sqrt{\frac{I^2 - I_1^2}{I_1^2}}$$

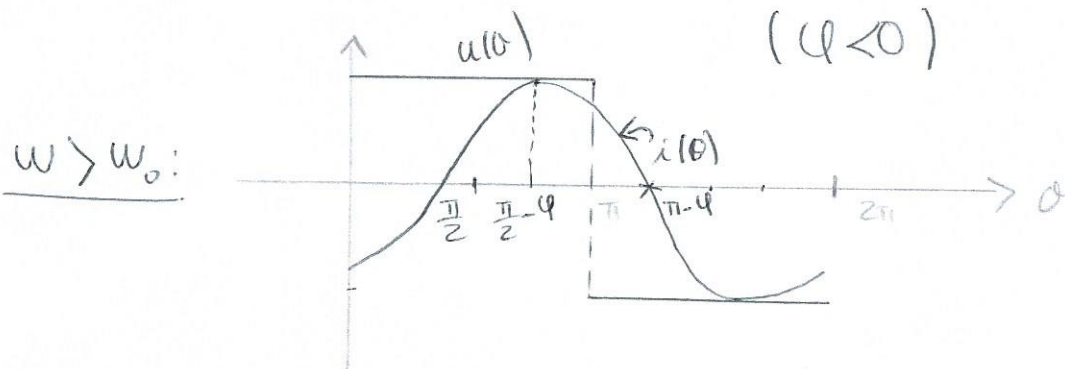
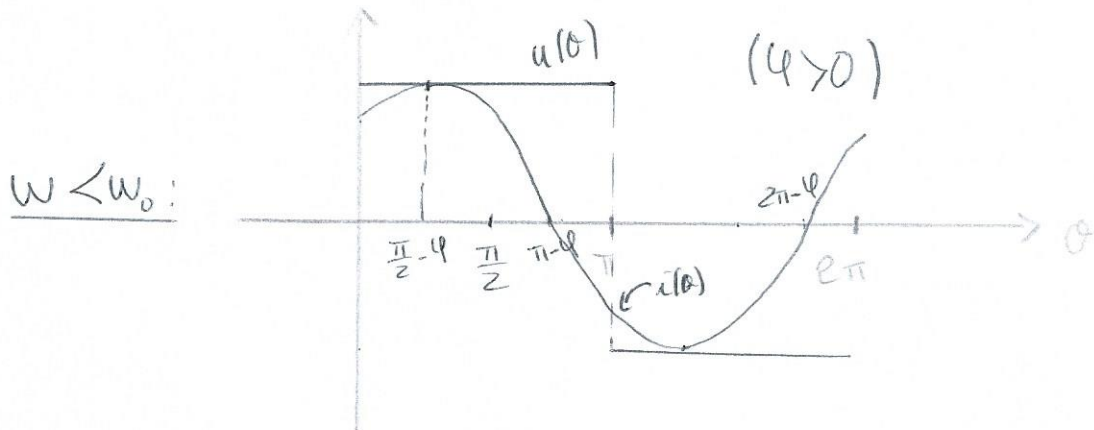
$$\text{or } I^2 \approx \sum_{k=0}^{\infty} I_{2k+1}^2 = I_1^2 + I_3^2 + I_5^2$$

$$\Rightarrow \tau_n(k) \approx 100 \times \sqrt{\left(\frac{I_3}{I_1}\right)^2 + \left(\frac{I_5}{I_1}\right)^2} \Rightarrow \tau_n(k) \approx 2,6 \%$$

Conclusion: $i(t)$ peut être confondue avec son fondamental.

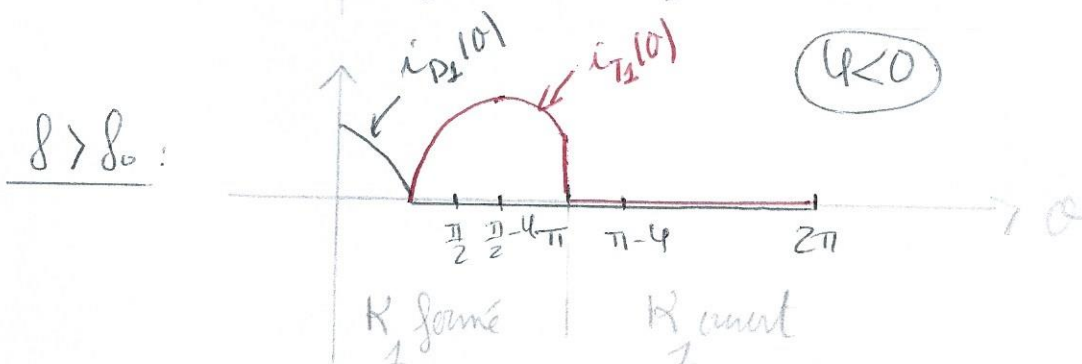
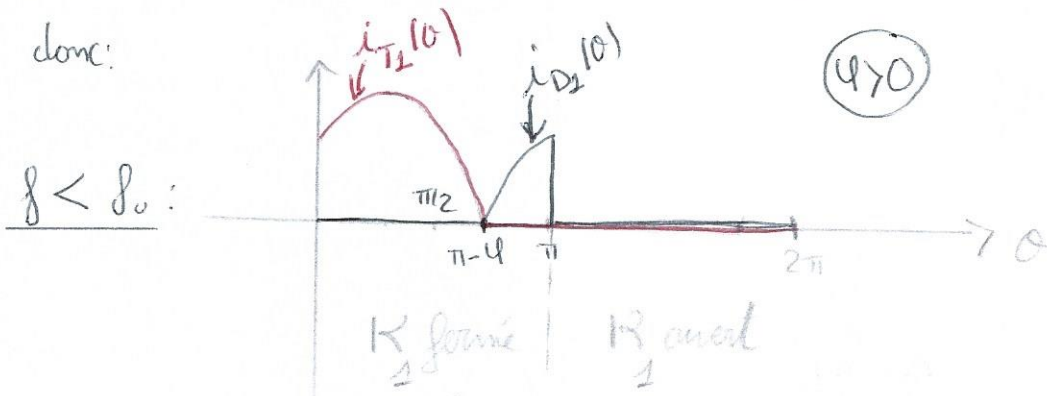
8) Rappel: $\varphi(\omega) = -\arctan \frac{1}{R} \left(L\omega - \frac{1}{C\omega} \right)$

$\Rightarrow \begin{cases} \omega < \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} & \text{entraîne } \varphi > 0 \\ \omega > \omega_0 & \text{entraîne } \varphi < 0 \end{cases}$



9) Rappel: K_1 fermé pour $\theta \in [0; \pi]$ et ouvert pour $\theta \in [\pi; 2\pi]$

donc:



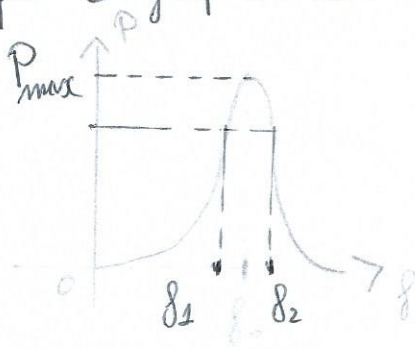
10) Si $U < 0$ on constate que le courant dans le transistor sera brutalement interrompu pour $\theta = \pi$.

\Rightarrow on choisira donc de prendre $U > 0$ pour lequel la commutation des interrupteurs se produit lorsque le courant traverse la diode, donc $f < f_0$.

IV) Asservissement de puissance

1) $P = f(\omega) \Rightarrow$ puisque la puissance est f de la fréquence, cette dernière peut servir de variable d'asservissement

2) On constate que 2 fréquences sont possibles, de part et d'autre de f_0 :



3) Principe de l'asservissement:

- \rightarrow On fixe une valeur de commande C_{ref} pour la puissance
- $\rightarrow f$ sortant de l'OCT est proportionnelle à $e(t)$
- \rightarrow l'onduleur (avant d'alimentation à asservir et alimentant les plaques) sort une puissance P

\rightarrow cette puissance P est mesurée en moyenne P_{mes}

\rightarrow l'opérateur de différence calcule ensuite l'écart entre C_{ref} et P_{mes}

l'asservissement agit maintenant:

* si $C_{ref} > P_{mes}$ (il faut augmenter la puissance délivrée) i.e. $P_{mes} < P_{ref}$

$$\Rightarrow e(t) \uparrow \Rightarrow f \uparrow \Rightarrow P \uparrow \Rightarrow P_{mes} \uparrow \Rightarrow e(t) \downarrow$$

* si $C_{ref} < P_{mes}$ (il faut diminuer la puissance délivrée) i.e. $P_{mes} > P_{ref}$

$$\Rightarrow e(t) \downarrow \Rightarrow f \downarrow \Rightarrow P \downarrow \Rightarrow P_{mes} \downarrow \Rightarrow e(t) \uparrow$$

Conclusion: il faut se situer avant f_0 sur la courbe de réponse en puissance pour assurer que $\begin{cases} \text{si } f \uparrow \Rightarrow P \uparrow \\ \text{si } f \downarrow \Rightarrow P \downarrow \end{cases}$

Un amarrissement à $P = P_{max}$ i.e. sommet de courbe est inacceptable car la perturbation $f_0 + \epsilon > f_0$ entraînerait un comportement non assuré (partie de courbe ~~à~~ à droite de f_0 .)

en effet $f \uparrow \Rightarrow P \downarrow \Rightarrow P_{max} \downarrow \Rightarrow e(t) \uparrow \Rightarrow f \uparrow \Rightarrow \underline{P \downarrow}$

situation aggravée $P \rightarrow 0$

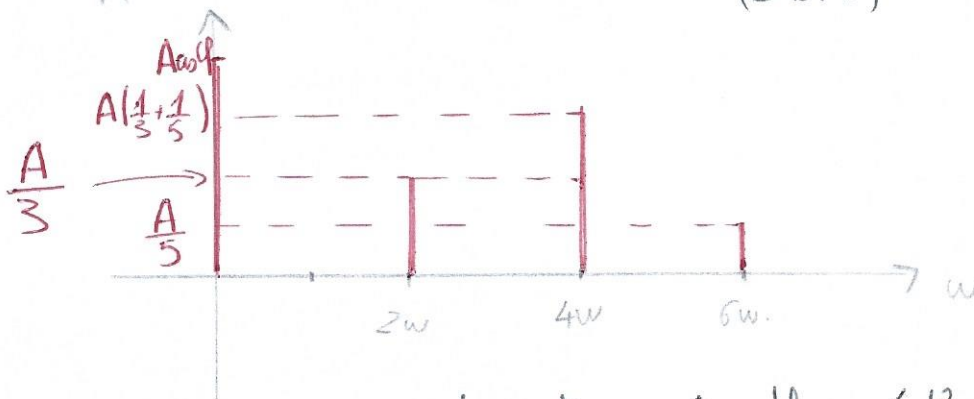
$$4) \Delta(t) = K_0 k_i i(t) k_v u(t) = K_0 k_i k_v P(t)$$

$$\text{soit } \Delta(t) = 10^{-1} 2 \cdot 10^{-1} 5 \cdot 10^{-2} P(t) \Rightarrow \boxed{\Delta(t) = 10^{-3} P(t)}$$

$$\text{donc } \boxed{\frac{\Delta(t)}{P(t)} = 10^{-3} \text{ A}^{-1}}$$

$$5) \Delta(t) = K_0 k_i k_v I_m \sin(\omega t + \varphi) \sum_{k=0}^{\infty} \frac{4E}{(2k+1)\pi} \sin((2k+1)\omega t)$$

$$\Rightarrow \Delta(t) = \frac{4 K_0 k_i k_v I_m E}{2\pi} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{[\cos(2k\omega t - \varphi) - \cos((2k+1)\omega t + \varphi)]}{(2k+1)}$$



$$\Delta \text{ Il existe une composante continue } \Delta \cos \varphi = \frac{4 K_0 k_i k_v I_m E}{2\pi} \cos \varphi$$

dont l'amplitude est proportionnelle à la puissance moyenne

\Rightarrow un filtrage pure-bas permettra d'y accéder.

Le filtre envisagé est d'ordre 2 \Rightarrow sa fct de transfert est du type

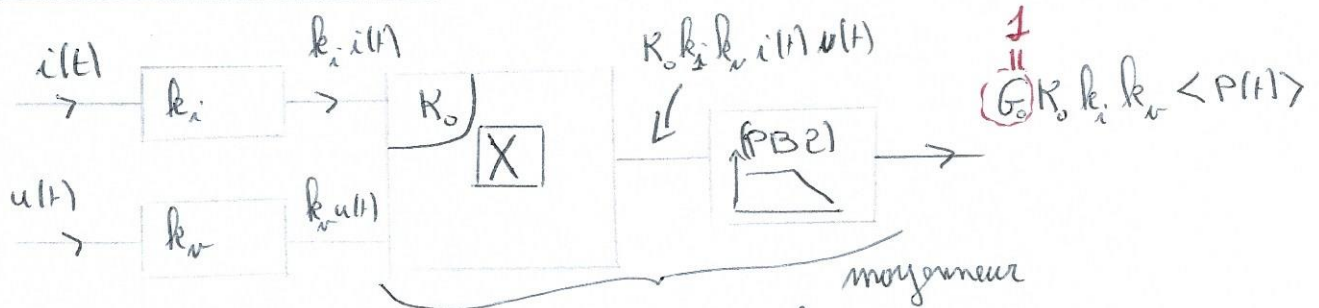
$$H(j\omega) = \frac{H_0}{1 + \frac{j}{Q}\omega_c\omega + \left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^2}$$

Le gain asymptotique s'écrit $G(\omega \gg \omega_c) \approx \frac{H_0}{\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^2}$

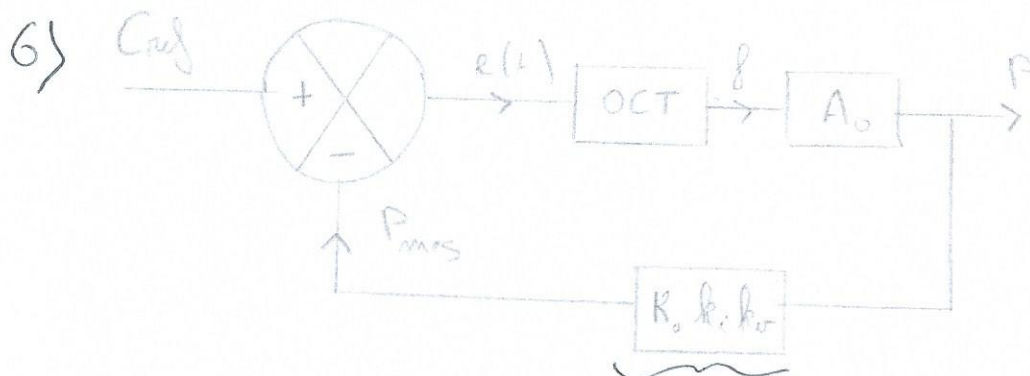
Ainsi, pour que la 1^{ère} fréquence à éliminer, soit 2ω , subisse une atténuation d'un facteur 100, il faut

satisfaire : $\frac{H_0}{\left(\frac{2\omega}{\omega_c}\right)^2} = \frac{H_0}{100} \Rightarrow \boxed{\omega_{c\max} = \frac{2\omega}{10} = \frac{\omega}{5}}$

Bloc de mesure de puissance :



\Rightarrow gain global du capteur $K_0 k_i k_u$



capteur de puissance
 \Rightarrow donne la puissance moyenne.

C_{ref} est la valeur de puissance souhaitée \Rightarrow en régime établi.

$e(t) = C_{ref} - P_{mes} = 0$ donc. $C_{ref} = P_{mes} = K_0 k_i k_u \langle P \rangle$

attention : proportionnel à la puissance moyenne mais homogène à une puissance

Soit:

$$C_{ref} = R_0 k_i k_v \frac{3}{4} P_{max}$$

7)

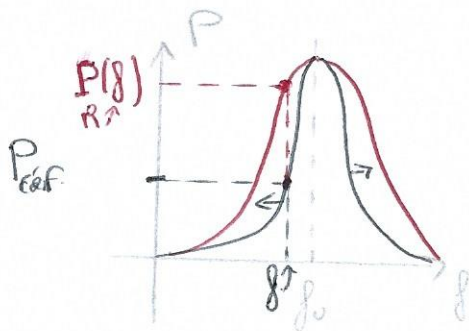
Si L ou C évolue $\Rightarrow \omega_0$ et Q modifiés \Rightarrow le pt de fonctionnement bouge sur la courbe $P = f(\omega)$

csq: la fréquence fixée par l'OCT f ne correspond plus à la valeur attendue de puissance en sortie

Cas: si $P_{mes} \uparrow \Rightarrow e(t) < 0 \Rightarrow f \downarrow \Rightarrow P_{mes} \downarrow$
 si $P_{mes} \downarrow \Rightarrow e(t) > 0 \Rightarrow f \uparrow \Rightarrow P_{mes} \uparrow$ } l'asservissement corrige

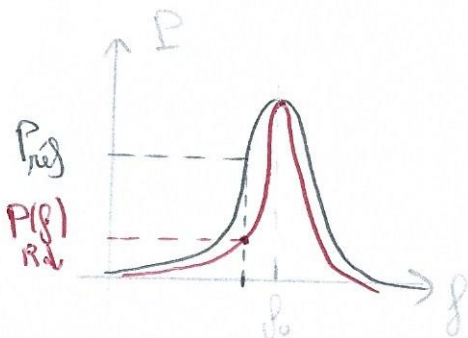
Cas de R

\rightarrow Si $R \uparrow \Rightarrow Q \downarrow \Rightarrow \Delta \omega \uparrow$ la courbe de réponse en puissance s'"élargit" sans changement de f_0



$\Rightarrow P(f) > P_{ref} \Rightarrow C_{ref} < P_{mes} \Rightarrow e(t) < 0$
 $\Rightarrow f \downarrow \Rightarrow P_{mes} \downarrow$ l'asservissement corrige. P_{mes} pour atteindre C_{ref}

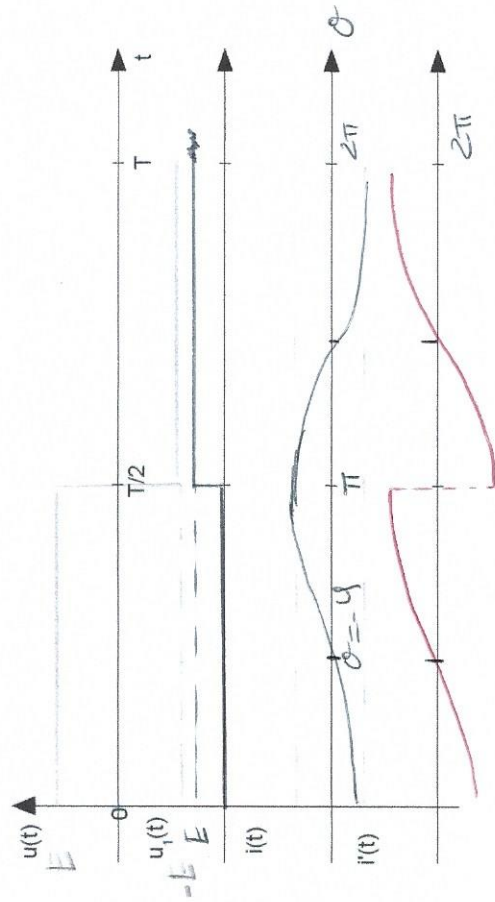
\rightarrow Si $R \downarrow \Rightarrow Q \uparrow \Rightarrow \Delta \omega \downarrow$ la courbe de réponse en puissance "rétrécit" sans changement de f_0



$\Rightarrow P(f) < P_{ref} \Rightarrow C_{ref} > P_{mes} \Rightarrow e(t) > 0$
 $\Rightarrow f \uparrow \Rightarrow P_{mes} \uparrow$ l'asservissement corrige P_{mes} pour atteindre C_{ref}

DOCUMENT RÉPONSE

D.1.2.



D.1.9.

Intervalle de $\theta = \omega t$	0 à $-\varphi$	$-\varphi$ à π	π à $\pi - \varphi$	$\pi - \varphi$ à 2π
Interrupteurs qui conduisent	D_1 et D'_2	T_1 et T'_2	D'_1 et D_2	T'_1 et T_2