

Correction des exercices d'oraux : électronique

Electronique 1

(CCP)

En basse fréquence C équivaut à un circuit ouvert et $H = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$.

En haute fréquence C équivaut à un fil et $H=1$.

Remarquer le pont diviseur de tension pour trouver

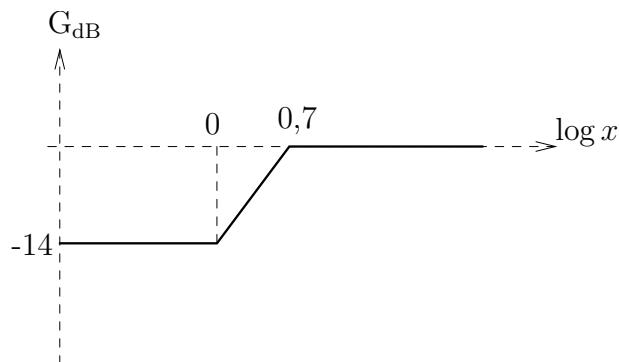
$$\underline{H} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \frac{1 + jR_1C\omega}{1 + j\frac{R_1R_2C\omega}{R_1 + R_2}}$$

d'où

$$H_0 = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad \text{et} \quad x = R_1C\omega$$

Pour tracer le diagramme de Bode , il faut tracer le diagramme de Bode de $H_0(1+jx)$ puis de $\frac{1}{1+H_0jx}$.

On somme les deux pour obtenir



Electronique 2

(CCP)

On remarque qu'il s'agit de la fonction de transfert d'un filtre passe-bas actif du premier ordre de la forme

$$\underline{H} = \frac{H_0}{1 + j\frac{\omega}{\omega_0}}$$

On trouve sans difficulté

$$H_0 = 10^4 \quad \text{et} \quad \omega_0 = 1000 \text{ rad.s}^{-1}$$

Electronique 3

(Centrale)

- Il faut tout d'abord se souvenir qu'à haute fréquence un passe-bande se comporte comme un intégrateur : $\underline{H} = \frac{\omega_0}{Q} \frac{1}{j\omega}$. A basse fréquence il se comporte comme un déivateur : $\underline{H} = \frac{j\omega}{\omega_0 Q}$. Pour la première expérience à basse fréquence le signal d'entrée est dérivé ; il s'agit du signal triangle qui donne un carré par dérivation.

Pour la deuxième expérience, il est intégré : c'est un signal triangulaire qui donne un signal parabolique (portions de paraboles).

2. Pour la première expérience, la période est $T_1 = 4$ ms. En considérant que l'amplitude des deux signaux est la même, en écrivant l'expression de $V_e(t) = U_m \frac{t}{T_1/4}$ pour $t \in [0; T_1/4]$, on trouve $\frac{dV_e}{dt} = \frac{4U_m}{T_1}$ et donc $V_s = U_m = \frac{1}{\omega_0 Q} \frac{dV_e}{dt}$, on trouve

$$Q\omega_0 T_1 = 4$$

Pour la deuxième expérience, $V_e = U_m \frac{t}{T_2/4}$ et

$$V_s(T_2/4) = \frac{\omega_0}{Q} \int_0^{T_2/4} \frac{U_m t}{T_2/4} dt = \frac{\omega_0 T_2 U_m}{8Q}$$

Or $V_s(T_2/4) = U_m$ donc $\omega_0 T_2 = 8Q$.

Finalement

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{32}{T_1 T_2}} = 140.10^3 \text{ rad.s}^{-1} \quad \text{et} \quad Q = 1,7.10^{-3}$$

Electronique 4

(CCP)

Le circuit est faiblement amorti donc $\omega = \omega_0 \sqrt{1 - \frac{1}{4Q^2}} \approx \omega_0$ et $\frac{1}{\tau} = \frac{\omega_0}{2Q} \ll \omega_0$.

Il faut représenter la fonction sinusoïdale amortie exponentiellement pour constater que l'amplitude est divisée par 20 pour $e^{-t/\tau} = 1/20$ soit $t = \tau \ln 20 \approx 6Q/\omega_0$. Il y a eu $\frac{6Q/\omega_0}{\tau} \approx Q$ oscillations puisque $\omega_0 T = 2\pi$.

Electronique 5

(Mines)

1. $\underline{H} = \frac{R}{R + jL\omega} = \frac{1}{1 + j\frac{\omega}{\omega_0}}$ avec $\omega_0 = \frac{R}{L} = 10^4 \text{ rad.s}^{-1}$ Si on envoie un créneau de 1 kHz, on devrait

obtenir des exponentielles décroissantes (réponse d'un L R à un échelon). Il est surprenant d'observer le régime pseudo-périodique de la figure.

2. En fait, R est en parallèle avec R_0 et C_0 . Appelons $R' = \frac{RR_0}{R + R_0}$ La fonction de transfert s'écrit alors

$$\underline{H} = \frac{1}{1 + jL\omega \left(\frac{1}{R'} + jC_0\omega \right)} = \frac{1}{1 + j\frac{L\omega}{R'} + LC(j\omega)^2}$$

Donc l'équation différentielle est en réalité

$$LC \frac{d^2u_s}{dt^2} + \frac{L\omega}{R'} \frac{dU_s}{dt} + U_s = E$$

La réponse à un créneau est en régime pseudo-périodique de la forme

$$U_s(t) = U_0 \cos \omega_1 t e^{-\omega_1 t / 2Q} \quad \text{avec} \quad \omega_1 = \frac{1}{\sqrt{LC_0}}$$

Le graphe montre que $\frac{2\pi}{\omega_1} = 10^{-3}/16$ donc $C_0 = 1nF$.

En comptant le nombre d'oscillations on voit que $Q \approx 10$ et donc $Q = R'C\omega_1$ donc $R' = 10^5 \Omega \approx R_0$. Le diagramme de Bode n'apporte pas grand chose. Il confirme seulement que le filtre est bien un passe-bas du deuxième ordre avec $Q > 1/\sqrt{2}$.

Electronique 6

(Mines)

1. En utilisant les impédances complexes,

$$\underline{u} = \frac{\underline{e}}{\underline{R} + \underline{r} + j \left(L\omega - \frac{1}{C\omega} \right)}$$

2. On peut déterminer C puisqu'on connaît $\omega_0 = 2\pi f_0$. La pulsation de résonance est $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$.

On trouve $C = 5 \cdot 10^{-7} F$.

3. Il faut d'abord déterminer la période de l'entrée sur l'oscillogramme $T = 6 \cdot 10^{-4} s$. On détermine alors le déphasage $|\varphi| = \pi/3$.

En fait $\varphi = -\pi/3$.

$$\text{Or } \tan \varphi = -\frac{L\omega - \frac{1}{C\omega} R + r}{\sqrt{3}} = \frac{R + r}{\sqrt{3}}. \text{ On en déduit } R + r = 16\Omega.$$

Pour finir, il faut utiliser le rapport des amplitudes sur l'oscillogramme :

$$\frac{u_0}{e_0} = 0,33 = \frac{R}{(R + r)^2 + \left(L\omega - \frac{1}{C\omega} \right)^2}$$

On en déduit

$$R = 11\Omega \quad \text{et} \quad r = 5\Omega$$

Electronique 7

(Tous)

1. Chaque échantillon est stocké sur 16 bits donc il en faut 32 en stéréo c'est-à-dire 4 octets. En 1 s il en faut donc $44 \cdot 100^*4$ et pour la totalité du cd :

$$N = 74 * 4 * 44100 = 783Mo$$

Les fichiers sont un peu plus lourds car ils contiennent d'autres informations (titres, auteurs...).

2. Les ondes sonores audibles ont une fréquence maximale audible de $20 \text{ kHz} < f_e/2$ donc le critère de Shannon (ou Nyquist-Shannon) est vérifié sans le bruit parasite. Bien sûr avec le bruit parasite, ce n'est plus le cas puisque $2 * 42,1 > 44,1$.
3. A cause du phénomène de repliement de spectre, l'échantillonage du signal à $42,1 \text{ kHz}$ produit un signal à $f_e - f = 2 \text{ kHz}$ qui est parfaitement audible (et extrêmement gênante car au milieu du spectre audible).
4. Pour s'affranchir de ce problème, il faut filtrer les signaux de fréquence supérieure à $f_e/2 = 22 \text{ kHz}$. On l'appelle « filtre anti-repliement ».
5. Il faut un filtrage passe-bas très sélectif de fréquence de coupure entre 20 et 22 kHz. Ce n'est pas très facile à réaliser car les filtres laissent passer une partie des composantes de fréquences supérieures à f_c . Il faut un filtre d'ordre élevé (pente forte du diagramme de Bode en gain).
6. Pour résoudre ce problème, il faut augmenter la fréquence d'échantillonage donc la capacité des disques (Blu-ray échantilloné à 192 kHz).

Electronique 8

(CCP)

Il s'agit d'un simple circuit RL d'équation différentielle :

$$L \frac{di}{dt} + Ri = E$$

dont la solution est

$$i(t) = \frac{E}{R} (1 - e^{-t/\tau}) \quad \text{avec} \quad \tau = \frac{L}{R}$$

La figure donne alors

$$R = \frac{E}{I_{max}} = 100\Omega \quad \text{et} \quad L = R\tau = 50mH$$

Electronique 9

(Mines)

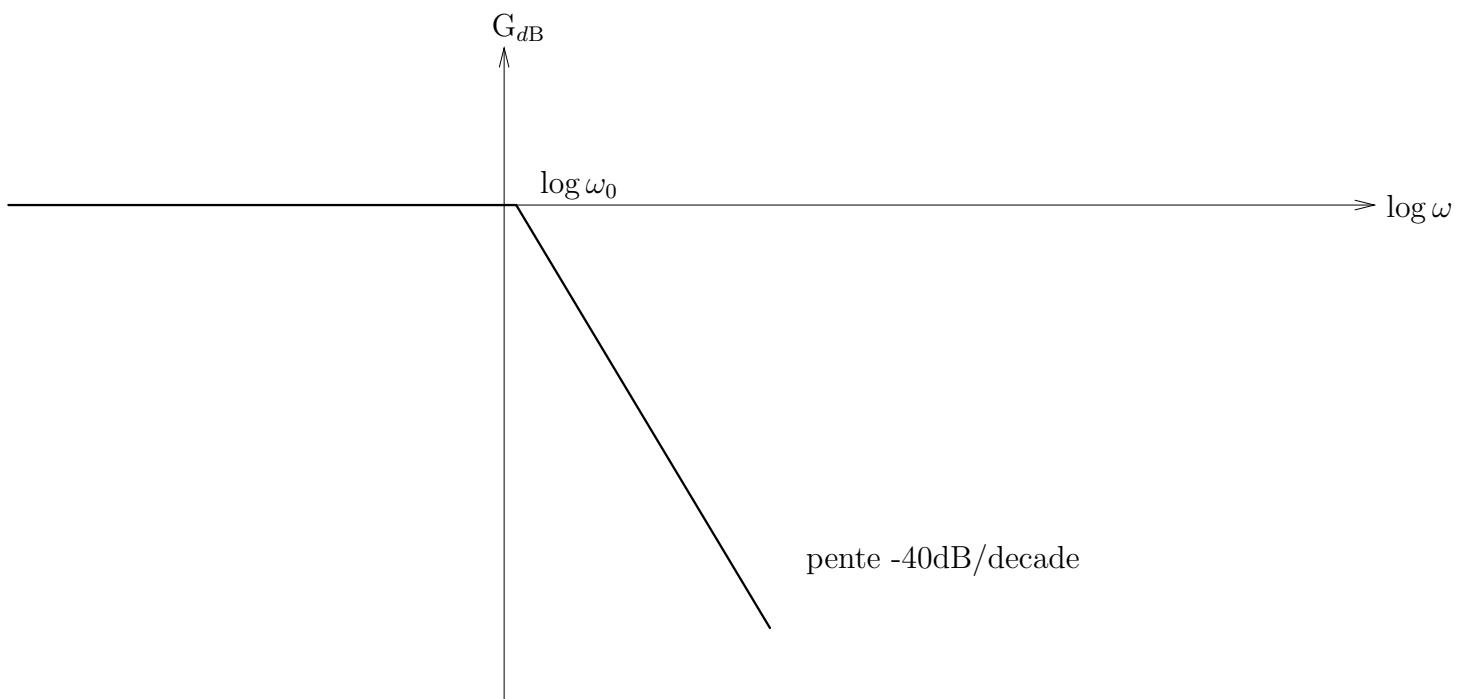
1. On constate qu'il s'agit d'un régime pseudo-périodique qui n'existe que pour des circuit du second-ordre. D_2 est donc nécessairement un condensateur.
2. On calcule

$$\underline{H} = \frac{1}{1 + jRC\omega + LC(j\omega)^2}$$

C'est un passe-bas du deuxième ordre de pulsation $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$.

Le graphe montre que le régime est faiblement amorti de sorte que la pseudo-pulsation est très proche de ω_0 . On lit $T = 0,4 \cdot 10^{-3}s$ donc $\omega_0 = 1,6 \cdot 10^4 rad.s^{-1}$.

Pour trouver le facteur de qualité, on peut tracer l'enveloppe exponentielle et déterminer le temps caractéristique de cette exponentielle ou, plus simplement, compter le nombre d'oscillations $Q \approx 6$.

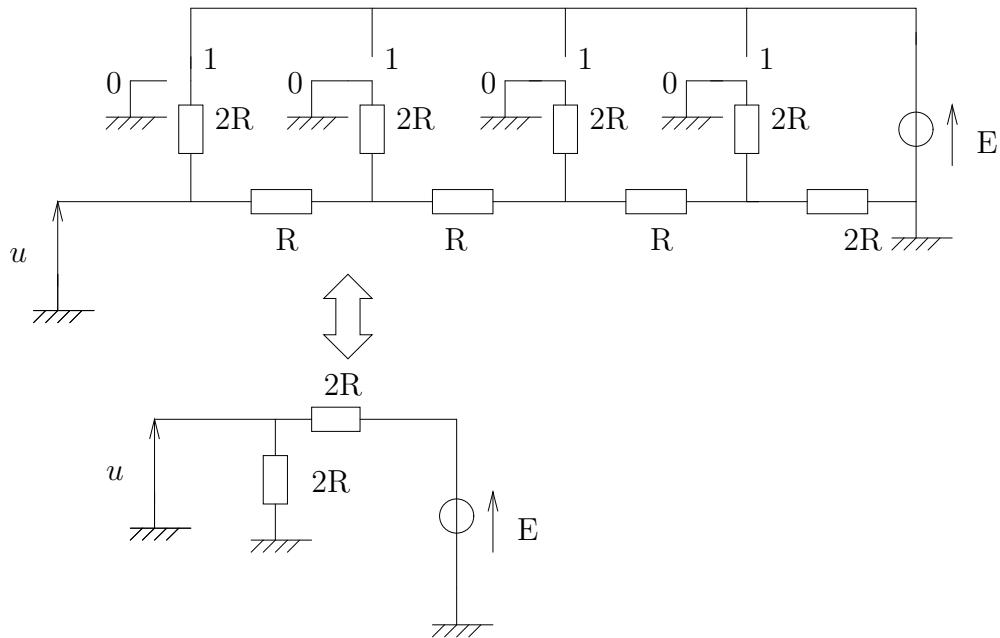


Il y a en fait une résonance puisque $Q > 1/\sqrt{2}$. Voir l'exercice 5 pour l'allure du diagramme réel.

Electronique 10

(Mines)

Il faut appliquer le théorème de superposition : on garde le premier interrupteur sur 1 ($\varepsilon_3 = 1$) et tous les autres sur 0. On réécrit le schéma du montage et on constate la présence d'un circuit R-2R



On a alors facilement $u = \frac{E}{2}$.

On fait de même en supposant chacun des interrupteurs successifs fermé et les autres ouverts.
En appelant $\varepsilon_k = 0$ ou 1 l'état de l'interrupteur, le théorème de superposition donne alors

$$u = \frac{E}{16}(\varepsilon_0 + 2\varepsilon_1 + 2^2\varepsilon_2 + 2^3\varepsilon_3)$$

Pour n interrupteurs,

$$u = \frac{E}{2^n}(\varepsilon_0 + 2\varepsilon_1 + 2^2\varepsilon_2 + 2^3\varepsilon_3 + \dots \varepsilon_{n-1}2^{n-1})$$

L'intérêt d'un tel montage est de convertir un nombre binaire en grandeur décimale (convertisseur numérique/analogique).

Electronique 11

(Centrale)

- Le passe-bande est sélectif puisque $Q=5$ est relativement élevé. Lorsque la fréquence du signal est la fréquence propre du filtre, seule la fondamentale passe significativement (d'autant que pour un triangle, les harmoniques ont une amplitude qui chute rapidement en $1/n^2$. Le signal de sortie est donc une sinusoïde de fréquence f_0 . Pour calculer l'amplitude du signal il faut calculer le coefficient de Fourier de l'harmonique $n = 1$ (et faire une intégration par partie pour cela).
- A basse fréquence le passe-bande filtre le continu (de fréquence nulle) et ce comporte comme un déivateur. Le triangle est donc transformé en crêteau. Les oscillations viennent du fait que le passe-bande se comporte comme un RLC (écrire l'équation différentielle au besoin) et on observe le régime transitoire pseudo-périodique amorti caractéristique de tels circuits (on peut l'observer car la période du signal est grande devant la pseudo-période des oscillations $1/f_0$).

A haute fréquence, le passe-bande se comporte comme un intégrateur $H \approx \frac{\omega_0}{jQ\omega}$ et transforme le triangle en une succession de paraboles (le continu étant bien sûr toujours coupé).

Electronique 12

(Centrale)

On trouve en régime sinusoïdal

$$\underline{u}_1 = (R + j(L\omega - 1/C\omega)\underline{i}_1 + jM\omega\underline{i}_2$$

$$0 = (R + j(L\omega - 1/C\omega)\underline{i}_2 + jM\omega\underline{i}_1$$

En simplifiant

$$\underline{H} = \frac{j\beta}{(1+jX)^2 + \beta^2}$$

Electronique 13

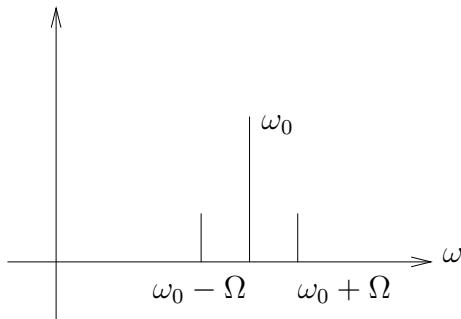
(Mines)

1. Pour cette question, il suffit de se référer au TP sur la modulation.

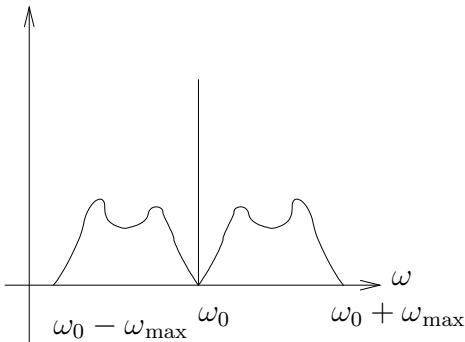
2. On linéarise :

$$s(t) = S \left(\sin \omega_0 t + \frac{m}{2} \sin(\omega_0 + \Omega)t + \frac{m}{2} \sin(\omega_0 - \Omega)t \right)$$

Le spectre contient 3 raies :



3. On utilise le spectre précédent pour chaque composante du spectre proposé et on obtient



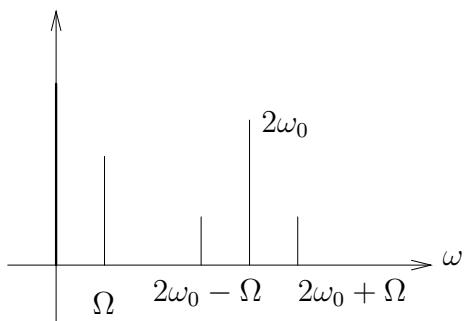
4. On linéarise encore l'expression proposée

$$u(t) = KSE_0(1 + m \cos \Omega t) \sin^2 \omega_0 t = \frac{1}{2} KSE_0(1 + m \cos \Omega t)(1 - \cos 2\omega_0 t)$$

d'où

$$u(t) = \frac{KSE_0}{2} \left(1 + m \cos \Omega t - \cos 2\omega_0 t - \frac{m}{2} (\cos(2\omega_0 - \Omega)t + \cos(2\omega_0 + \Omega)t) \right)$$

et le spectre est



5. On peut utiliser un passe-bande de pulsation proche de Ω et de facteur de qualité élevé.

Electronique 14

(Oral PT)

1. Il suffit d'équilibrer les lois des mailles dans les deux circuits :

$$\frac{q_1}{C} = L \frac{di_1}{dt} + M \frac{di_2}{dt} \quad \text{et} \quad \frac{q_2}{C} = L \frac{di_2}{dt} + M \frac{di_1}{dt}$$

$$i_1 = -\frac{dq_1}{dt} \quad \text{et} \quad i_2 = -\frac{dq_2}{dt}$$

d'où

$$\ddot{q}_1 + \frac{M}{L} \ddot{q}_2 + \frac{1}{LC} q_1 = 0$$

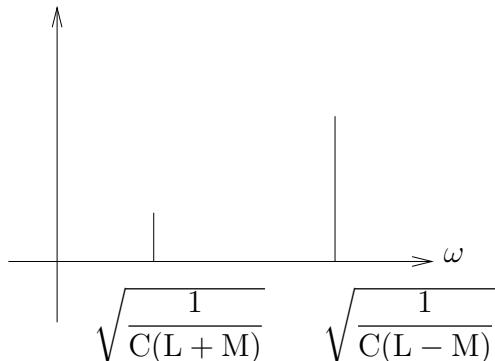
et

$$\ddot{q}_2 + \frac{M}{L} \ddot{q}_1 + \frac{1}{LC} q_2 = 0$$

2. Pour résoudre on pose $s = q_1 + q_2$ et $d = q_1 - q_2$:

$$\ddot{s} + \frac{1}{C(M+L)} s = 0 \quad \text{et} \quad \ddot{d} + \frac{1}{C(L-M)} d = 0$$

q_1 est une combinaison linéaire de s et d et son spectre contient donc les deux pulsations.



3. Pour le bilan énergétique, on multiplie les deux équations par i_1 et i_2 puis on somme. On obtient :

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{1}{2} L i_1^2 + \frac{1}{2} L i_2^2 + M i_1 i_2 + \frac{q_1^2}{2C} + \frac{q_2^2}{2C} \right) = 0$$

L'énergie totale, somme des énergies emmagasinées dans les inductances et dans les condensateurs ainsi que l'énergie d'interaction mutuelle), se conserve donc en l'absence de dissipation.

Electronique 15

(Centrale)

1. Pour le calcul de a_n , on linéarise le calcul de l'intégrale :

$$a_n = \frac{2}{T} \int_0^{T/2} E \sin \omega t \cos(n\omega t) dt = \frac{1}{T} \int_0^{T/2} E(\sin((n+1)\omega t) + \sin((1-n)\omega t)) dt$$

On trouve alors $a_1 = 0$, $a_n = 0$ si n pair et $a_n = \frac{2E}{\pi(1-n^2)}$ si n impair.

La moyenne est $\frac{a_0}{2} = \frac{E}{\pi}$.

On fait de même pour le calcul de b_n qui est nul si n pair. $b_1 = \frac{E}{2}$ et $b_n = \frac{2}{\pi(1-n^2)}$ si n impair.

2. Le calcul de la fonction de transfert est simple et conduit à

$$\underline{H} = \frac{G_0}{1 + j \frac{\omega}{\omega_c}} \quad \text{avec} \quad G_0 = \frac{R_c}{R + R_c} \quad \text{et} \quad \omega_c = \frac{R + R_c}{C R R_c}$$

Application numérique : $G_0 = 0,5$ et $\omega_c = 20 \text{ rad.s}^{-1}$

3. La pulsation du signal est 314 rad.s^{-1} très grande devant la pulsation de coupure. Le terme continu passe complètement (affecté de G_0 et le fondamental subit un gain $\frac{G_0}{\sqrt{1 + (\omega/\omega_c)^2}}$). Il est donc très atténue. Les harmoniques ne passent pratiquement pas. Le signal est donc un terme quasiment continu plus une petite sinusoïde de pulsation ω .

4. Le continu a une valeur $\frac{G_0 E}{\pi}$ donc

$$\tau = \frac{\frac{E G_0}{2 \sqrt{1 + (\omega/\omega_c)^2}}}{\frac{G_0 E}{\pi}} = 10\%$$

5. Pour obtenir s , on peut utiliser une diode de redressement. Une application à ce filtre est de convertir un signal sinusoïdal en signal continu.

Electronique 16

(CCP)

L'intensité complexe qui traverse le circuit est $\underline{i} = \frac{\underline{e}}{R_g + R_u + j(x_g + x_u)}$ et la puissance active fournie à l'utilisation

$$\mathcal{P}_u = R_u \frac{|\underline{i}|^2}{2} = \frac{R_u}{(R_g + R_u)^2 + (X_g + X_u)^2} \frac{e_m^2}{2}$$

Cette puissance est maximale quand le dénominateur est minimale c'est-à-dire pour $X_g = -X_u$. En dérivant la fonction par rapport à R_u , on constate que la puissance est maximale pour $R_u = R_g$ et vaut

$$\mathcal{P}_u = \frac{e_m^2}{8R_g}$$