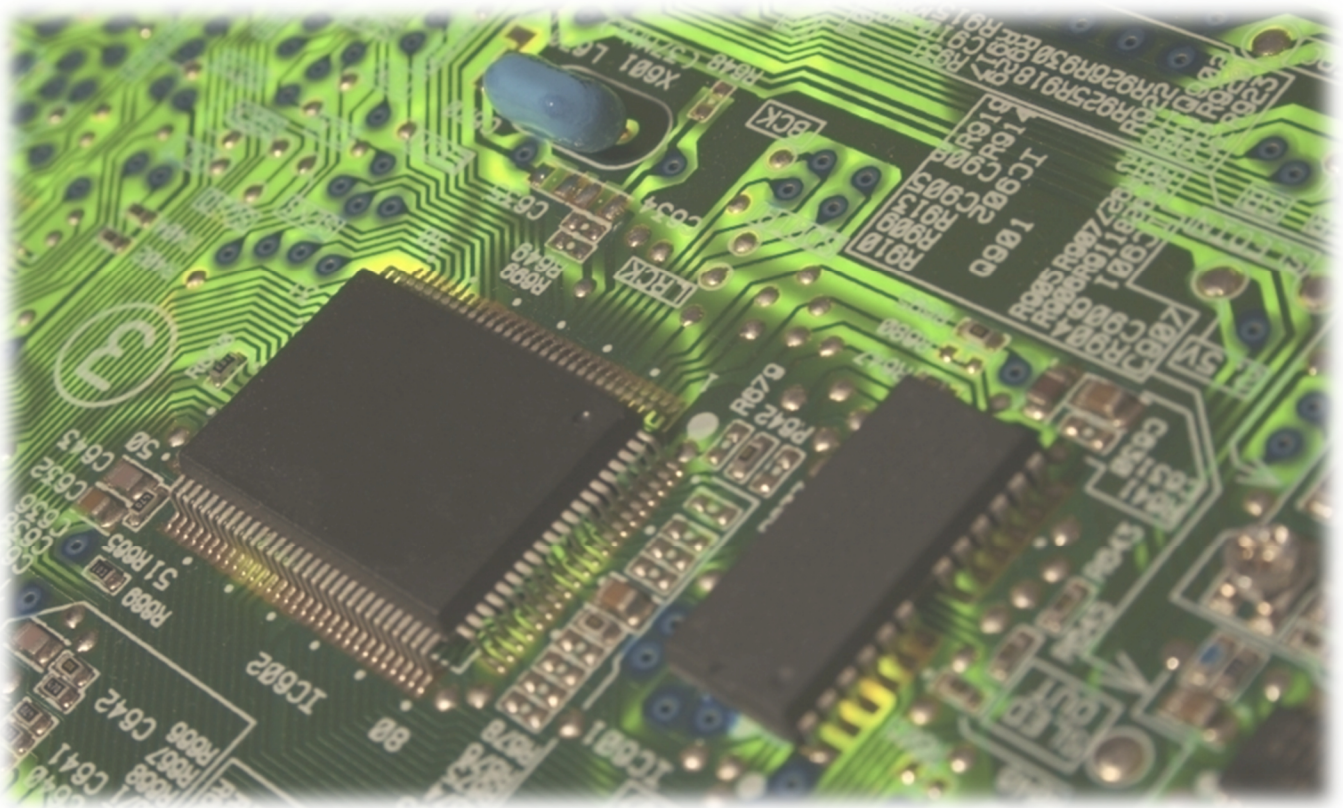




RECUEIL DE TD ÉLECTRONIQUE





RÉPONSE TEMPORELLE D'UN SYSTÈME LINÉAIRE / STABILITÉ

1. Circuits RL et rC parallèles

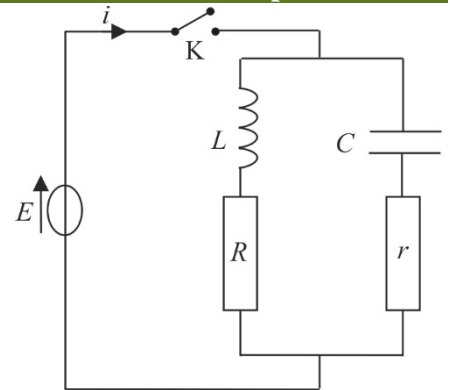
On considère le circuit ci-contre.

Initialement, le condensateur est déchargé et il n'y a pas de courant dans la bobine.

On ferme l'interrupteur K à $t = 0$.

- 1) Calculer $i(t)$.
- 2) À quelles conditions i est-il indépendant du temps ?
- 3) Tracer $i(t)$ dans le cas général. On déterminera la valeur minimale de i .

réponses : 1) $i(t) = \frac{E}{R} - \frac{E}{R} e^{-\frac{R}{L}t} + \frac{E}{r} e^{-\frac{t}{rC}}$ 2) i indépendant du temps si $R = r = \sqrt{\frac{L}{C}}$



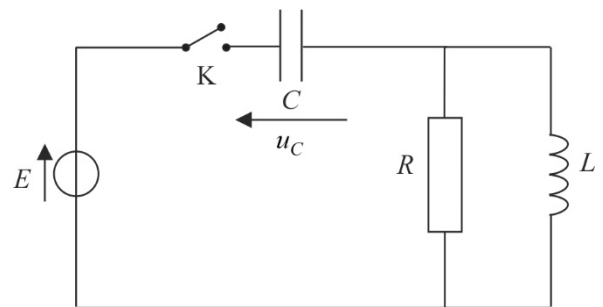
2. Circuit du second ordre en régime critique

On considère le circuit suivant. Pour $t < 0$ le condensateur est déchargé et aucun courant ne circule dans la bobine. À $t = 0$, on ferme l'interrupteur K .

- 1) Déterminer l'équation différentielle vérifiée par $u_C(t)$. Montrer que ses solutions diffèrent selon la position de la résistance R par rapport à une valeur critique R_c . Donner l'expression de R_c .

- 2) En étudiant le circuit à $t = 0^+$, calculer $u_C(0^+)$ et $\frac{du_C}{dt}(0^+)$.

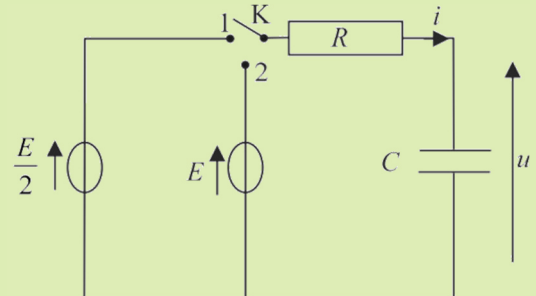
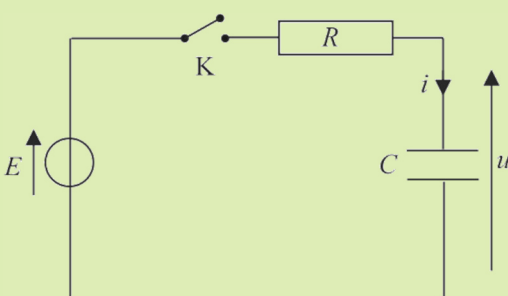
En déduire $u_C(t)$ si $R = R_c$. Tracer sa courbe représentative.



réponses : 2) $u_C(t) = E \left[1 + \left(\frac{t}{2RC} - 1 \right) e^{-\frac{t}{2RC}} \right]$

3. Bilan énergétique d'un circuit RC

Pour $t < 0$, le condensateur du circuit ci-dessous à gauche est déchargé. À $t = 0$, on ferme l'interrupteur K .



- 1) Calculer $u(t)$ et $i(t)$. Tracer leurs courbes représentatives.
- 2) Quelle est l'énergie E_∞ contenue dans le circuit à $t = +\infty$. Calculer l'énergie ϵ_E fournie par le générateur lorsque la charge est terminée. Déterminer de même l'énergie ϵ_R dissipée par le conducteur ohmique. Effectuer alors le bilan énergétique.

Calculer le rendement énergétique $\rho = E_\infty / \epsilon_E$ de la charge du condensateur.

- 3) Pour améliorer ce rendement, on réalise le montage ci-dessus à droite.

À $t = 0$, le condensateur étant déchargé, on bascule l'interrupteur dans la position 1. Lorsque la charge sous la tension $E/2$ est terminée, on bascule l'interrupteur sur la position 2.

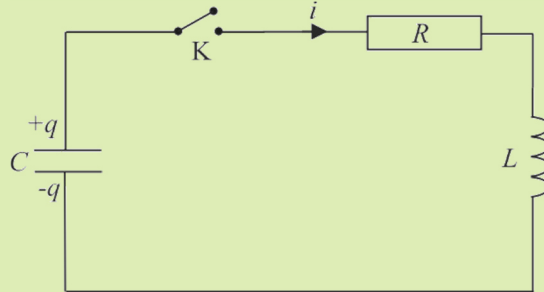
Calculer le rendement ρ' de la charge du condensateur.

Comment procéder pour faire tendre vers 1 le rendement de la charge du condensateur ?

réponses : 2) $\rho = 1/2$ 3) $\rho' = 2/3$

4. Étude d'un circuit *RLC* faiblement amorti / portrait de phase

Le condensateur du circuit ci-dessous est initialement chargé ($q = q_0$), et on ferme à $t = 0$ l'interrupteur K .



1) Établir l'équation différentielle régissant $q(t)$. La mettre sous la forme canonique $\frac{d^2 q}{dt^2} + 2\sigma\omega_0 \frac{dq}{dt} + \omega_0^2 q = 0$. Calculer σ et ω_0 en fonction de R , L et C .

Le régime est faiblement amorti si $\sigma \ll 1$, montrer que cette condition correspond à $R \ll R_0$ et calculer R_0 en fonction de L et C . Cette condition est supposée remplie dans la suite.

2) Montrer alors que $q \approx q_0 e^{-\frac{t}{2\tau}} \cos \omega_0 t$ et $i \approx \omega_0 q_0 e^{-\frac{t}{2\tau}} \sin \omega_0 t$, où τ est une constante à déterminer en fonction de L et R .

Montrer, en éliminant les termes sinusoïdaux entre i et q , que l'on obtient une relation de la forme $\frac{q^2}{\alpha^2} + \frac{i^2}{\beta^2} = e^{-\frac{t}{\tau}}$. Déterminer α et β en fonction de ω_0 et q_0 .

3) On s'intéresse à la courbe $\frac{i}{\beta} = f\left(\frac{q}{\alpha}\right)$ dans le cas idéal $R = 0$. Montrer que cette courbe est parcourue périodiquement (période T à calculer en fonction de ω_0) ; la tracer et indiquer par des flèches le sens dans lequel elle est parcourue. Représenter les points A , B et C correspondant aux dates $t = 0$, $t = T/4$ et $t = T/2$.

4) A partir de maintenant, on a $R \ll R_0$, mais différent de 0. Représenter les points A' , B' , C' et D' de la courbe $\frac{i}{\beta} = f\left(\frac{q}{\alpha}\right)$ correspondant aux dates $t = 0$, $t = T/4$, $t = T/2$ et $t \rightarrow +\infty$. En déduire l'allure de la courbe (la tracer sur le même graphe que la précédente). Proposer un montage expérimental permettant de visualiser cette courbe à l'écran d'un oscilloscope.

5) Montrer que l'énergie ϵ du circuit vaut à la date t : $E(t) = E_0 e^{-\frac{t}{\tau}}$. Quelle est la signification physique de E_0 ? de τ ? Calculer l'énergie $W(t)$ dissipée par le conducteur ohmique de résistance R , pendant une période T au voisinage de la date t (on pourra considérer, après justification, $e^{-\frac{t}{\tau}} \approx Cte$ sur une période $[nT, (n+1)T]$ entourant la date t). Soit $Q = 2\pi E(t) / W(t)$, calculer Q en fonction de L , ω_0 et R et justifier son nom : facteur de qualité du circuit.

réponses : 1) $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$; $\sigma = \frac{R}{2} \sqrt{\frac{C}{L}}$; $R_0 = 2\sqrt{\frac{L}{C}}$ 2) $\tau = \frac{L}{R}$; $\alpha = q_0$; $\beta = q_0 \omega_0$ 3) cercle de centre O de rayon 1 décrit dans

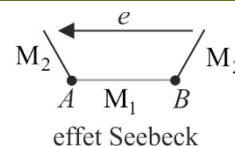
le sens trigonométrique, $T = \frac{2\pi}{\omega_0}$ 4) spirale logarithmique qui converge vers O 5) $Q = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}}$



A.L.I / RÉTROACTION

1. Mesure de température avec un thermocouple

1) On peut mesurer une différence de température $T_A - T_B$ en utilisant l'effet Seebeck. Celui-ci apparaît quand un fil métallique constitué par un métal M_1 est soudé à ses deux extrémités A et B à un métal différent M_2 . Si les deux soudures sont portées à des températures différentes T_A et T_B , on a, dans un domaine limité de températures, une différence de potentiel qui apparaît entre A et B , proportionnelle à $T_A - T_B$: $e = V_A - V_B = \alpha(T_A - T_B)$. On prendra ici $\alpha = 40 \mu\text{V} \cdot \text{K}^{-1}$.

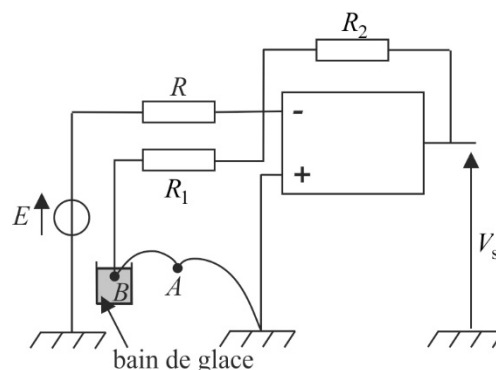


La soudure B est plongée dans un bain de glace à 0°C . Montrer que pour mesurer des températures T_A de la soudure A comprises entre -10°C et $+30^\circ\text{C}$, il est nécessaire d'amplifier la tension e .

Dessiner le montage amplificateur inverseur à A.L.I à deux résistances R_1 et R_2 permettant cette amplification.

On prendra par la suite $R_2 / R_1 = 10^4$.

2) On tient compte de la tension de décalage $V_d \approx 500 \mu\text{V}$ de l'A.L.I : tout se passe comme si l'A.L.I du montage inverseur précédent était idéal, mais qu'au lieu d'avoir $V^+ = 0$, on avait $V^+ = V_d$ (une source de tension de f.e.m V_d est présente entre l'entrée + et la masse). Exprimer la tension de sortie V_s du montage précédent en fonction de e , de V_d , et des deux résistances R_1 et R_2 . Peut-on négliger l'influence de V_d ?



3) Pour améliorer la mesure, on réalise le montage ci-contre.

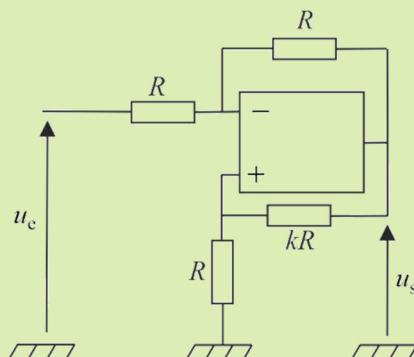
Donner l'expression de la tension E que l'on doit appliquer pour compenser l'effet de la tension de décalage.

On prend $R = R_2$. Donner les valeurs extrémales pour E et V_s . Expliquer comment on compense l'effet de la tension de décalage dans la pratique.

réponses : 2) $V_s = \frac{R_2}{R_1} e + \left[1 + \frac{R_2}{R_1}\right] V_d$ 3) $E = \left[1 + \frac{R}{R_1} + \frac{R}{R_2}\right] V_d \approx 5 \text{ V}$ alors $-4 \text{ V} \leq V_s = \frac{R_2}{R_1} e \leq 12 \text{ V}$

2. Stabilité d'un montage à A.L.I

On considère le montage ci-dessous où l'A.L.I est réel. L'amplification différentielle de l'A.L.I dépend de la fréquence ; elle est modélisée par une fonction de transfert de type passe-bas : $\mu = \frac{u_s}{\varepsilon} = \frac{\mu_0}{1 + j\omega\tau}$, avec $\varepsilon = V^+ - V^-$.



1) Déterminer l'équation différentielle régissant u_s . En déduire la condition de stabilité du montage.

2) Donner un schéma-bloc fonctionnel du montage, calculer sa F.T.B.O.

3) L'A.L.I est maintenant supposé idéal. Donner la F.T.B.F du montage et la condition de stabilité.

Que se passe-t-il à la frontière entre stabilité et instabilité : a-t-on réalisé un oscillateur quasi-sinusoïdal ?

réponses : 1) stable si $1 + \frac{\mu_0}{2} \frac{k-1}{1+k} > 0$ 2) on peut prendre un schéma-bloc avec un accès de fonction de transfert $\frac{u'_e}{u_e} = -\frac{1}{2}$, puis

le comparateur, une chaîne directe $\mu = \frac{u_s}{\varepsilon} = \frac{\mu_0}{1 + j\omega\tau}$ et une chaîne de retour $\beta = \frac{u_r}{u_s} = \frac{k-1}{2(1+k)}$ 3) stable si $k > 1$, saturation

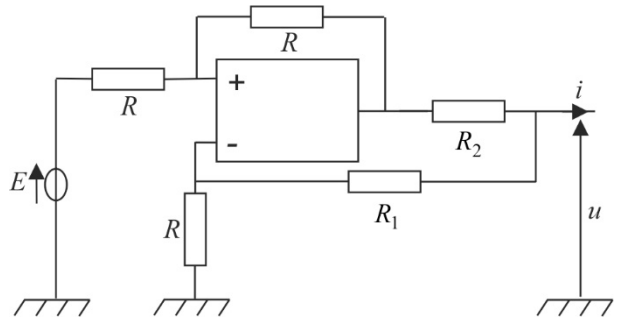
sinon, mais pas d'oscillations car F.T.B.F du premier ordre

3. Générateur idéal de courant

On considère le montage ci-contre. Calculer à l'aide du théorème de Millman l'intensité i en fonction de E et de u . À quelle condition sur les résistances peut-on réaliser ainsi un dipôle équivalent à un générateur idéal de courant ? Donner le schéma équivalent.

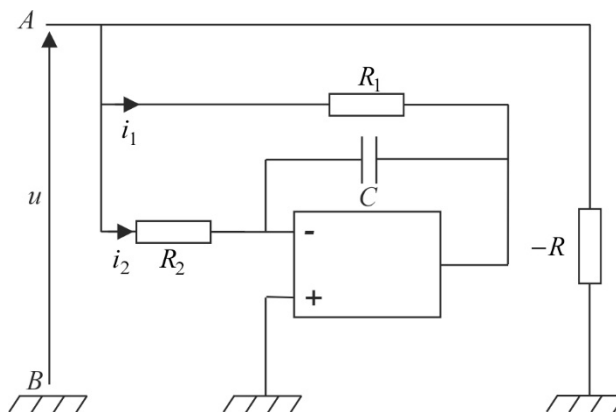
réponses : $i = \frac{R - R_1 - R_2}{R_2(R + R_1)} u - \frac{E}{R_2}$ et est donc indépendant de u si

$$R = R_1 + R_2.$$



4. Simulation d'inductance

On considère le montage ci-dessous. « $-R$ » est une résistance négative obtenue à partir d'un montage à A.L.I. On se place en régime sinusoïdal forcé.



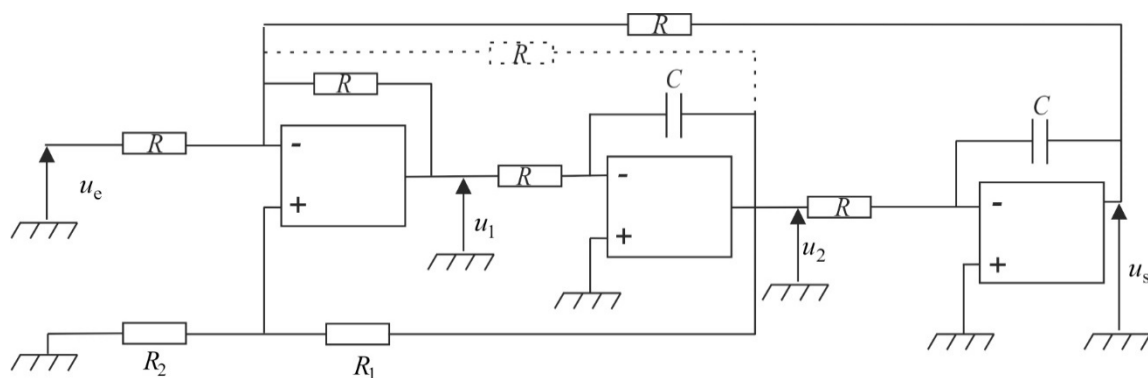
1) Montrer que le dipôle AB est équivalent à une bobine d'inductance L en parallèle avec des conducteurs ohmiques. Donner l'expression littérale de L .

2) Montrer qu'en choisissant convenablement la valeur de la résistance R , on simule une inductance pure. Quels sont les intérêts de ce montage ?

réponses : 1) $L = R_1 R_2 C$ en parallèle avec R_1 , R_2 et $-R$ 2) On a une inductance pure si $R = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$

5. Filtre « universel » / stabilité

On considère le montage ci-dessous :



A.L.I / RÉTROACTION

1) Déterminer la relation entre $\underline{u}_1$, $\underline{u}_2$, $\underline{u}_s$ et $\underline{u}_e$, ainsi que les relations entre $\underline{u}_s$ et $\underline{u}_2$ d'une part, et entre $\underline{u}_2$ et $\underline{u}_1$ d'autre part. On note $\omega_0 = \frac{1}{RC}$ et $a = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$.

2) Étudier les fonctions de transfert $H_2 = \frac{\underline{u}_2}{\underline{u}_e}$, $H_1 = \frac{\underline{u}_1}{\underline{u}_e}$, et $H_3 = \frac{\underline{u}_s}{\underline{u}_e}$. Pourquoi peut-on parler de filtre « universel » ?

3) On rajoute, comme indiqué en pointillés sur le schéma, un conducteur ohmique de résistance R entre la sortie du deuxième A.L.I et l'entrée inverseuse du premier A.L.I.

Déterminer la nouvelle fonction de transfert $H'_2 = \frac{\underline{u}_2}{\underline{u}_e}$. Déterminer pour ce nouveau filtre l'équation différentielle liant $u_e(t)$

et $u_2(t)$. En déduire qu'il existe une condition sur a pour que le filtre soit stable. Que se passe-t-il si cette condition n'est pas réalisée ?

réponses : 2) H_1 : passe-haut du second ordre, H_2 passe-bande du second ordre, H_3 passe-bas du second ordre 3) stabilité si

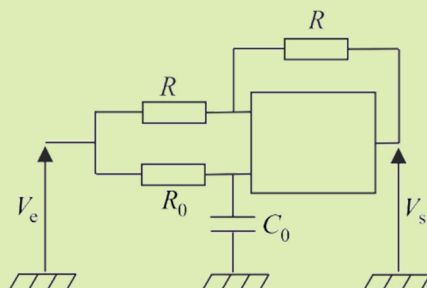
$$a > \frac{1}{4}$$

6. Déphaseur du premier ordre

1) Quelle est la fonction de transfert d'un système du premier ordre stable assurant un déphasage variant entre 0 en basses fréquences et $-\pi$ en hautes fréquences, et dont le gain est unitaire à toutes fréquences ?

2) Obtenir grâce aux transformées de Laplace sa réponse à un échelon de tension.

3) On peut obtenir une telle fonction avec un montage à A.L.I ci-dessous :



On rappelle que le gain de l'A.L.I réel est de la forme $\mu = \frac{V_s}{V^+ - V^-} = \frac{\mu_0}{1 + j \frac{\omega}{\omega_c}}$.

Placer les entrées inverseuse et non inverseuse sur le schéma du montage.

4) Montrer que l'on a bien le fonctionnement souhaité pour un A.L.I idéal. Déterminer alors $V_s(0^+)$ pour un échelon de tension et commenter le résultat obtenu.

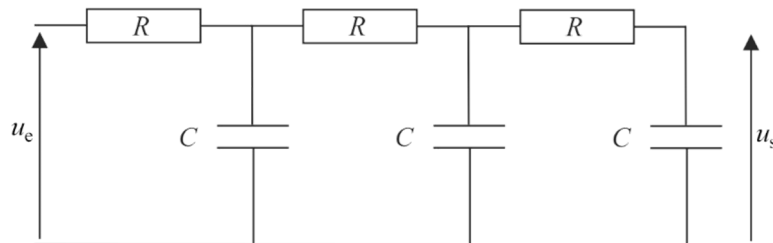
réponses : 1) $H(j\omega) = \frac{1 - j \frac{\omega}{\omega_0}}{1 + j \frac{\omega}{\omega_0}}$ 2) $s(t) = E_0 u(t) [1 - 2e^{-\omega_0 t}]$



RÉPONSE FRÉQUENTIELLE D'UN SYSTÈME LINÉAIRE

1. Filtres en cascade

On considère le circuit ci-dessous. On pose $x = RC\omega$.

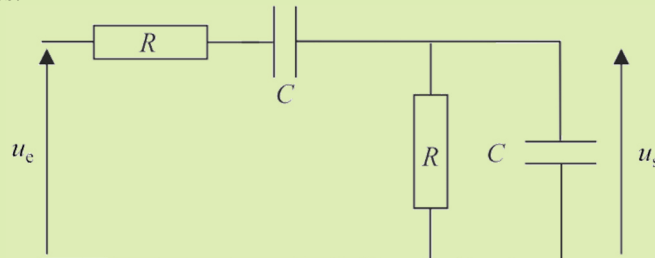


- 1) Calculer $H(jx) = \frac{u_s}{u_e}$. Que doit valoir x pour que les tensions u_s et u_e soient en opposition de phase ?
- 2) Calculer $H'(jx)$ lorsqu'on interpose un montage suiveur entre les cellules RC. Tracer les diagrammes de Bode correspondant.

réponses : 1) $H(jx) = \frac{1}{1 - 5x^2 + jx(6 - x^2)}$ réel négatif si $x = \sqrt{6}$ et alors $H(jx) = -\frac{1}{29}$ 2) $H'(jx) = \frac{1}{(1 + jx)^3}$: multiplier par trois le gain en décibels et la phase du passe-bas du premier ordre

2. Filtre de Wien

On considère le circuit ci-dessous.



- 1) Déterminer l'équation différentielle qui relie u_s à u_e en régime quelconque. Quel est l'ordre du circuit ?
- 2) En déduire que la fonction de transfert $H(jx) = \frac{u_s}{u_e}$ s'écrit $H(jx) = \frac{H_0}{1 + jQ\left(x - \frac{1}{x}\right)}$, avec $x = RC\omega$. Déterminer H_0 et Q .
- 3) On pose $H(jx) = G(x)e^{j\varphi(x)}$, étudier $G(x)$ et $\varphi(x)$ (étude asymptotique), déterminer les fréquences de coupure.
- 4) Calculer $H\left(\frac{j}{x}\right)$. Montrer que le diagramme de Bode du gain est symétrique par rapport à son axe des ordonnées. Montrer également que le diagramme de Bode du déphasage de u_s par rapport à u_e est symétrique par rapport à son origine. Tracer les diagrammes de Bode $G_{dB} = 20 \log G(x)$ et $\varphi(x)$ en fonction de $\log x$.
- 5) Déterminer la réponse à un signal d'entrée $u_e(t) = E \left[1 + \cos\left(\frac{t}{RC}\right) + \cos\left(\frac{5t}{RC}\right) \right]$.

réponses : 1) $\frac{d^2 u_s}{dt^2} + \frac{3}{RC} \frac{du_s}{dt} + \frac{u_s}{(RC)^2} = \frac{1}{RC} \frac{du_e}{dt}$, ordre 2 2) $H_0 = 1/3$, $Q = 1/3$ 3) passe-bande du second ordre de fréquences de coupure réduites $\frac{\pm 3 + \sqrt{13}}{2}$

3. Filtre « retard pur »

Un tel filtre donne en sortie un signal retardé de τ : $u_s(t) = u_e(t - \tau)$.

1) En raisonnant sur un signal d'entrée périodique quelconque de pulsation Ω , montrer que la fonction de transfert d'un tel filtre vaut $H(j\omega) = e^{-j\omega\tau}$. Peut-on la réaliser avec des composants linéaires ?

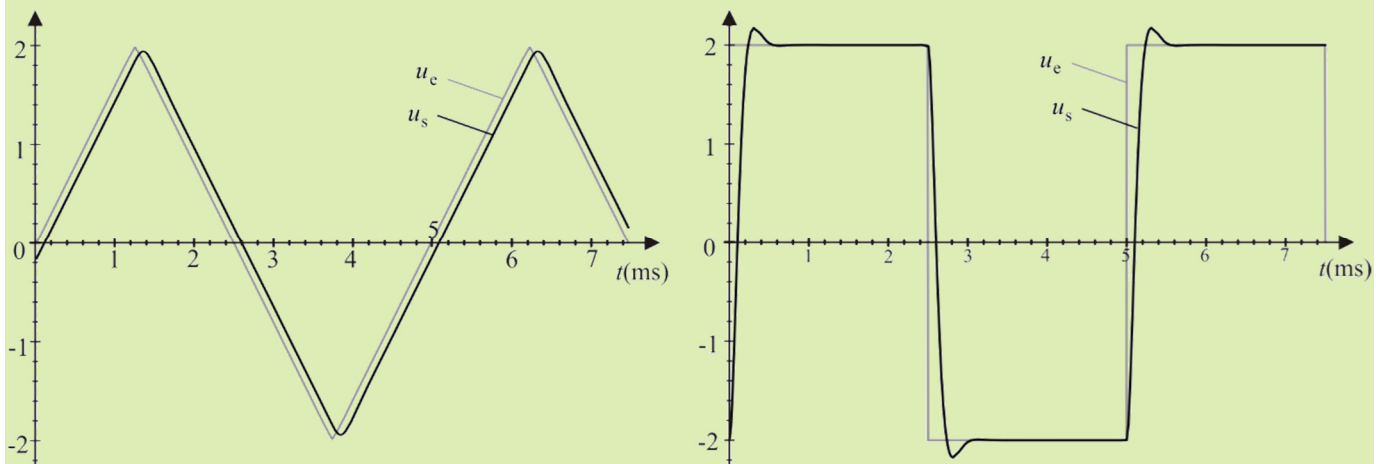
2) On considère que le développement limité à l'ordre 2 : $x \mapsto 1 + x + \frac{x^2}{2}$ donne une bonne approximation de $x \mapsto e^x$ pour $0 \leq x \leq 1$. Justifier.

Montrer alors que l'on peut, une condition étant vérifiée pour la pulsation du signal d'entrée, utiliser un filtre passe-bas du second ordre qui approche le filtre « retard pur ».

3) Montrer qu'un filtre *RLC* série fait l'affaire. Où doit-on prélever la tension de sortie ?

Quelle doit être la valeur de R et de L pour avoir $\tau = 0,1 \text{ ms}$ si $C = 1 \mu\text{F}$? Quelle est alors la condition sur la fréquence f ?

4) On applique à l'entrée du filtre *RLC* précédent des tensions en triangles et en créneaux de 2 V d'amplitude et de fréquence $f_0 = 200 \text{ Hz}$. Commenter l'allure des tensions de sortie correspondante : peut-on considérer que la fonction désirée est obtenue de manière correcte ? Justifier en utilisant l'analyse de Fourier.



réponses : 2) il faut $\omega\tau < 1$ 3) $R = \frac{\tau}{C} = 100 \Omega$; $L = \frac{\tau^2}{2C} = 5 \text{ mH}$ 4) les harmoniques non « retardés » sont négligeables en sortie pour les triangles, pas pour les créneaux

4. Filtrage d'un signal en créneaux

On considère un filtre de fonction de transfert $H(j\omega) = \frac{u_s}{u_e} = \frac{1}{1 + j\frac{\omega}{\omega_0}}$.

1) Donner un exemple de circuit permettant de réaliser un tel transfert de tensions.

2) On constate que la réponse de ce filtre à une tension u_e en créneau de pulsation $\Omega = 10\omega_0$ et de valeur comprise entre 0 et $E_0 = 1 \text{ V}$ est triangulaire.

Expliquer et déterminer complètement cette réponse (calcul de la valeur moyenne et de $\Delta u_s = u_{s\text{max}} - u_{s\text{min}}$).

réponses : 2) $\Delta u_s = \frac{\pi E_0}{20} \approx 0,16 \text{ V}$.

5. Réponse d'un filtre coupe-bande à un signal en créneaux

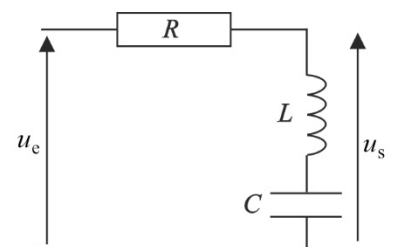
On étudie le filtre ci-contre.

1) Montrer que sa fonction de transfert s'écrit : $H(jx) = \frac{1-x^2}{1+j\frac{x}{Q}-x^2}$, avec $x = \frac{\omega}{\omega_0}$.

Déterminer le facteur de qualité Q et la valeur de ω_0 . Calculer, en fonction de $f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi}$

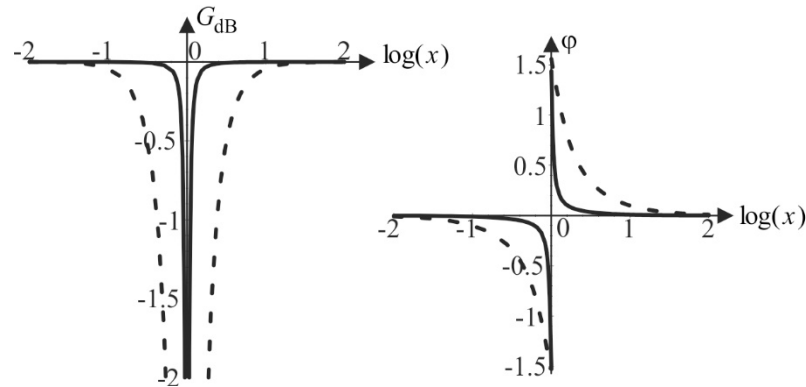
et de Q , la largeur Δf de la bande de fréquences coupée.

2) Retrouver rapidement, en étudiant le circuit, son comportement pour $x \rightarrow 0$, $x \rightarrow 1$ et $x \rightarrow \infty$.



RÉPONSE FRÉQUENTIELLE D'UN SYSTÈME LINÉAIRE

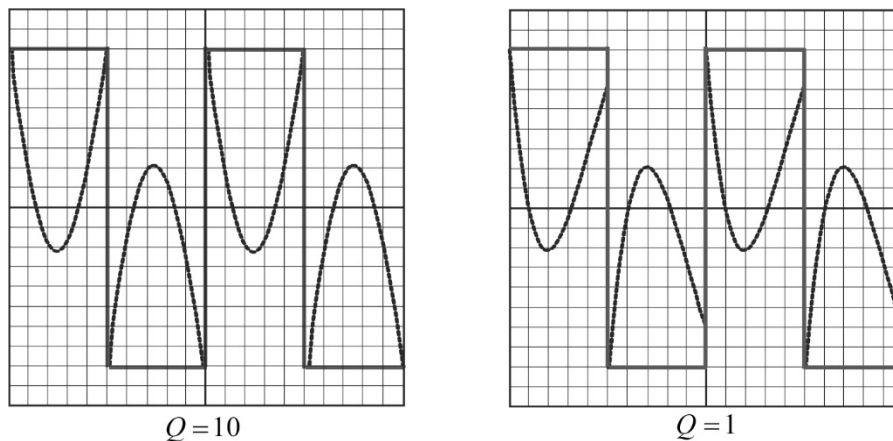
On donne ci-dessous les diagrammes de Bode du gain et de l'avance de phase φ de u_s sur u_e pour $Q = 1$ (en pointillés) et $Q = 10$ (en traits pleins) :



3) Justifier l'allure de ces diagrammes en effectuant une étude asymptotique de $H(jx)$.

4) Pour $L = 16 \text{ mH}$, montrer que l'on peut choisir les valeurs numériques de R et C pour que la fréquence coupée soit $f_0 = 1 \text{ kHz}$ avec $Q = 10$ puis $Q = 1$.

5) Interpréter à l'aide de l'analyse de Fourier les réponses ci-dessous du filtre étudié à un signal en créneaux de fréquence $f_0 = 1 \text{ kHz}$.



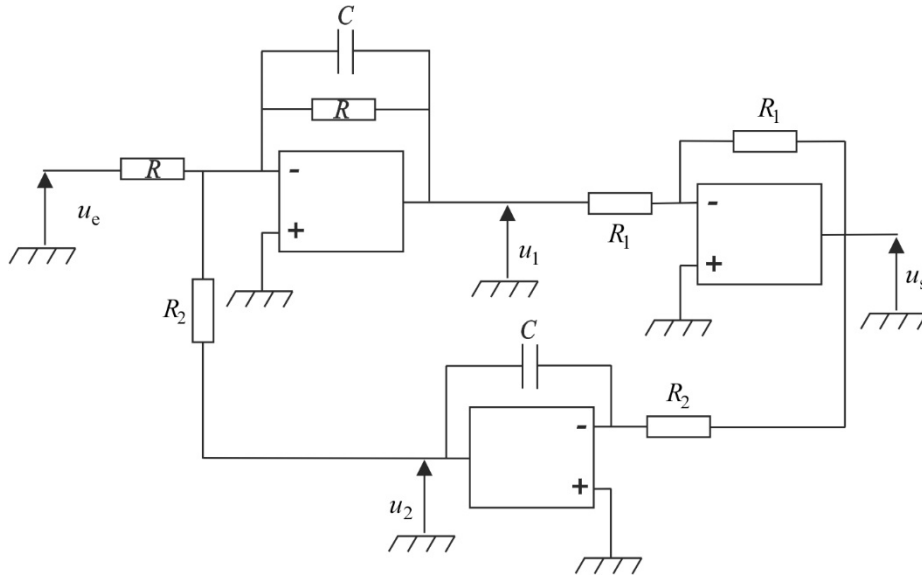
On a une sensibilité verticale de $0,25 \text{ V}$ par carreau en voie I (en traits pleins) et en voie II (en pointillés), et une base de temps de $100 \mu\text{s}$ par carreau. Les zéros sont réglés au centre de l'écran.

On donne le développement en série de Fourier du signal d'entrée en créneaux de valeur maximale E :

$$u_e(t) = \frac{4E}{\pi} \left[\cos(\omega_0 t) - \frac{1}{3} \cos(3\omega_0 t) + \frac{1}{5} \cos(5\omega_0 t) + \dots \right]. \text{ On donne également } \log 3 \approx 0,48 \text{ et } \log 5 \approx 0,70.$$

réponses : 1) $Q = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}}$ et $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$; $\Delta f = \frac{f_0}{Q}$ 4) $C = \frac{1}{L(2\pi f_0)^2} = 1,58 \mu\text{F}$; $R = \frac{2\pi L f_0}{Q} = 10 \Omega$ ($Q = 10$) ou 100Ω ($Q = 1$) 5) avec $Q = 10$ on a $u_s \approx u_e - \text{fondamental}(u_e)$; avec $Q = 1$, on coupe le fondamental, et un peu les premiers harmoniques...

On considère le montage ci-dessous en régime sinusoïdal forcé.



1) Montrer que la relation entre $\underline{u}_1$, $\underline{u}_e$ et $\underline{u}_2$ se déduit d'un montage sommateur. Établir cette relation. Établir de même la relation entre $\underline{u}_s$ et $\underline{u}_1$ puis entre $\underline{u}_2$ et $\underline{u}_s$.

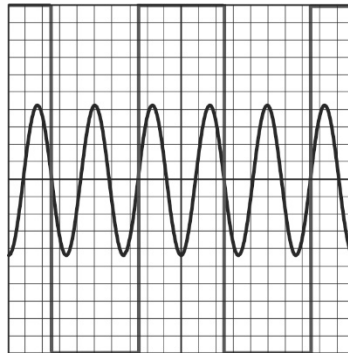
2) En déduire que la fonction de transfert du montage vaut $H(jx) = \frac{u_s}{u_e} = \frac{H_0}{1 + jQ\left(x - \frac{1}{x}\right)}$, avec $x = \frac{\omega}{\omega_0}$. Calculer H_0 et

exprimer la pulsation ω_0 en fonction de R_2 et C . Exprimer également Q en fonction de R et R_2 .

3) On attaque ce filtre par une tension en créneaux dont on donne le développement en série de Fourier :

$$u_e(t) = \frac{4E}{\pi} \left[\cos(\Omega t) - \frac{1}{3} \cos(3\Omega t) + \frac{1}{5} \cos(5\Omega t) + \dots \right].$$

On observe (figure ci-dessous) à l'oscilloscope $u_e(t)$ en voie I et $u_s(t)$ en voie II avec la même sensibilité verticale de 1 volt par carreau et une base de temps de $100 \mu s$ par carreau.



Déterminer E et $f_e = \frac{\Omega}{2\pi}$.

Interpréter les caractéristiques du signal de sortie $u_s(t)$. Représenter le spectre de u_e donnant l'amplitude de chaque terme du développement en fonction de ω , et, sur le même graphe, la courbe du gain $G = |H(j\omega)|$. Que penser de la valeur de Q ?

Déterminer $f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi}$.

On donne $R = 10 \text{ k}\Omega$; $C = 530 \text{ nF}$. Déterminer R_2 . En déduire la valeur numérique de Q . Conclure.

réponses : 2) $H_0 = 1$; $Q = \frac{R}{R_2}$; $\omega_0 = \frac{1}{R_2 C}$ 3) $f_0 = 3f_e = 3 \text{ kHz}$; $R_2 = 100 \Omega$; $Q = 100$



ÉLECTRONIQUE NUMÉRIQUE

1. Le CD audio 📀 🎧

Sa première commercialisation a eu lieu en 1982. Sa durée maximale est de 74 min et a été choisie afin que la plus longue symphonie de Beethoven, la neuvième (interprétation dirigée par Wilhelm Furtwängler en 1951 au festival de Bayreuth), loge sur un seul CD ! La fréquence d'échantillonnage a été fixée à 44 100 Hz. Il y a deux signaux enregistrés pour une reproduction en stéréo et chaque échantillon est codé sur 16 bits.

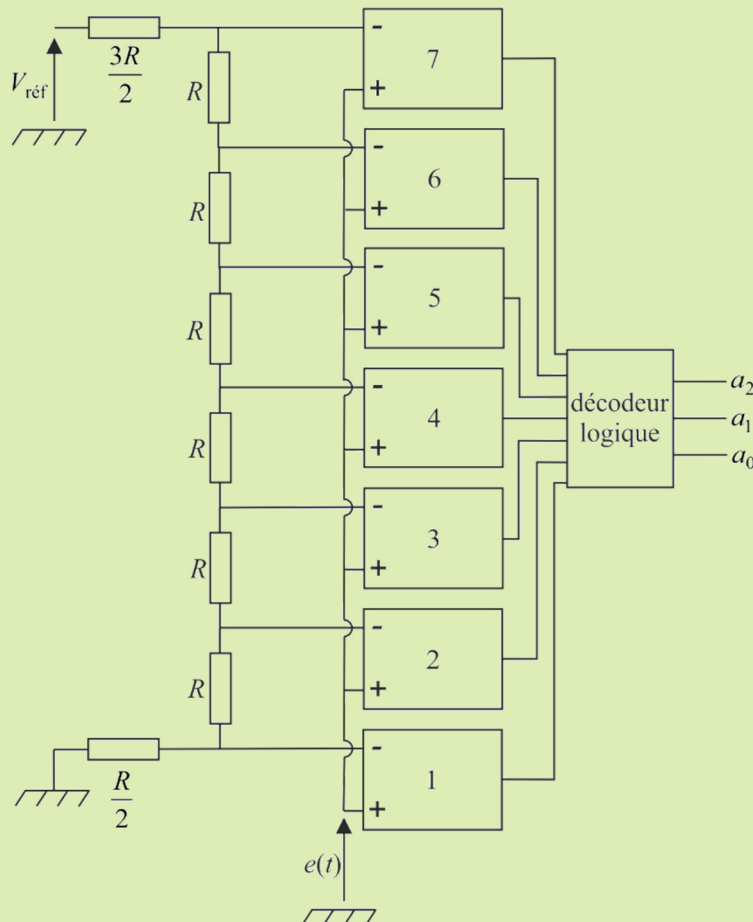
- 1) Quelle doit être la capacité maximale d'un CD en Mo ?
- 2) Le spectre sonore va de 20 Hz à 20 kHz. Les microphones captent sur un domaine de fréquences plus grand. Quelles fréquences captées par le microphone sont-elles susceptibles d'être repliées dans le domaine sonore ?
- 3) Quelle opération doit être effectuée avant l'échantillonnage ? Pourquoi a-t-on choisi $f_e = 44100$ Hz et pas 40 kHz ?

réponses : 1) 783 Mo

2. Convertisseur analogique → numérique flash 3 bits 📀 🎧 🎧

Le but du système ci-dessous est de transformer un signal analogique $e(t)$ en un signal binaire. La tension $e(t)$, qui varie entre 0 et 8 V, est envoyée sur 7 A.L.I en parallèle. Le potentiel de référence vaut $V_{\text{réf}} = 8,0$ V.

Le décodeur binaire envoie la sortie numérique sur 3 bits : $s = (a_2 a_1 a_0)_2$, avec a_0, a_1 et $a_2 \in \{0, 1\}$; par exemple $s = (101)_2$.



- 1) Déterminer sous forme de tableau la tension de sortie de chaque A.L.I selon la valeur de e .
- 2) Tracer la courbe donnant la sortie numérique s en fonction de l'entrée analogique e . De quel type de quantification s'agit-il ?
- 3) Combien d'A.L.I faudrait-il pour quantifier un signal sonore sur 16 bits afin d'enregistrer un CD audio. Commenter.

réponses : 1) par exemple 011 si $2,5 \text{ V} < e(t) < 3,5 \text{ V}$ 2) quantification linéaire centrée

3. Convertisseur numérique → analogique

Le but d'un tel système est de transformer un signal binaire issu d'un ordinateur en un signal analogique.

1) Un « bit » est un signal numérique élémentaire contenant l'information « 0 » ou « 1 ». Un « octet » est un ensemble de 8 bits.

Un signal analogique est codé en binaire de la manière suivante : si N est un entier, $N = \sum_{j=0}^b \lambda_j 2^j$ avec $\lambda_j = 0$ ou 1 , et $b+1$

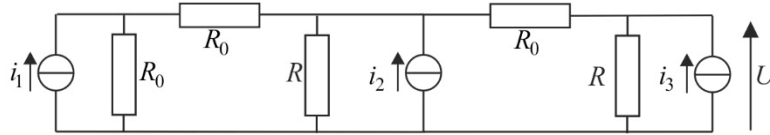
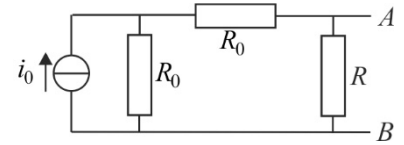
le nombre de bits nécessaires pour coder N . Que vaut N si son code binaire est $\begin{matrix} 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 1 \\ \lambda_7 & \lambda_6 & \lambda_5 & \lambda_4 & \lambda_3 & \lambda_2 & \lambda_1 & \lambda_0 \end{matrix}$?

2) On considère le dipôle AB ci-contre. Quelle doit être la valeur de R pour que la résistance du générateur de courant équivalent à AB soit R_0 ?

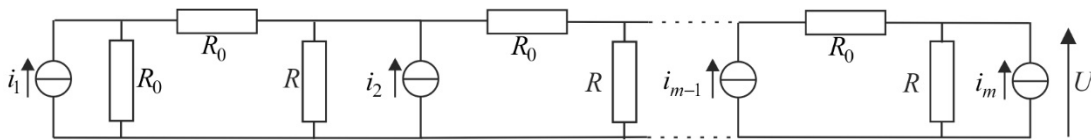
On supposera que R est fixée à cette valeur par la suite.

Déterminer le courant électromoteur i_{AB} de ce générateur.

3) Par transformations successives du circuit suivant, déterminer U en fonction de i_1 , i_2 , i_3 et R_0 .



4) Dans le circuit suivant, déterminer U en fonction des i_k , $k \in \llbracket 1, m \rrbracket$ et de R_0 :



On a $i_k = \epsilon_k i_0$, avec $\epsilon_k = 0$ ou 1 . Exprimer U en fonction des ϵ_k , $k \in \llbracket 1, m \rrbracket$, de R_0 et de i_0 .

5) Soit un entier N codé en binaire, $N = \sum_{j=0}^b \lambda_j 2^j$, comment choisir les ϵ_k , avec $k \in \llbracket 1, m \rrbracket$, et m , pour que U soit proportionnel

à N ? Que vaut le coefficient de proportionnalité ? Comment procéder en pratique ?

réponses : 2) $R = 2R_0$; $i_{AB} = \frac{i_0}{2}$ 3) $U = R_0 \left[\frac{i_1}{4} + \frac{i_2}{2} + i_3 \right]$ 4) $U = R_0 \sum_{k=1}^m \frac{i_k}{2^{m-k}}$ 5) $\epsilon_k = \lambda_{k-1}$; $m = b+1$, alors $U = \frac{NR_0 i_0}{2^b}$

4. Bonne utilisation d'un oscilloscope numérique

On fournit quelques données sur un oscilloscope :

— fréquence maximale d'échantillonnage : 2GS/s (soit 2 GHz : S/s signifie « échantillon par seconde »)

— taille d'un échantillon : 1 octet

— taille de la mémoire : 2 Mo

— format de l'écran : 10 divisions verticales, 8 divisions horizontales.

1) Quelle gamme de sensibilités horizontales doit-on utiliser pour que la fréquence d'échantillonnage soit de 2 GHz ?

2) On envoie un signal sinusoïdal de fréquence 100 MHz et d'amplitude 6,25 V.

Quelle base de temps utiliser pour qu'il soit bien échantillonné ?

Quelle sensibilité verticale en V/div doit-on utiliser pour que la quantification induise une incertitude de moins de 1% sur la mesure de l'amplitude ?

réponses : 1) il faut une sensibilité inférieure à 100 μ s/div, donc observer le signal sur une durée < 1 ms 2) il faut une sensibilité inférieure à 1 ms/div et une sensibilité verticale inférieure (en fait égale) à 2 V/div

5. Multiplexage temporel téléphonique

On fournit quelques données techniques sur les transmissions téléphoniques : bande passante du signal à coder : de 300 Hz à 3400 Hz ; fréquence d'échantillonnage : 8000 Hz ; quantification sur 8 bits ; nombre de communications à transmettre simultanément : 30 + 2 signaux (« verrouillage de trame » et « signalisation »).

1) Quelles sont les fréquences perçues par l'oreille ? Que penser de la qualité spectrale du signal sonore transmis ?

2) La numérisation introduit un bruit de quantification, or la dynamique d'une communication téléphonique peut atteindre 40 dB. Déterminer le rapport minimal signal / bruit dans le cas d'une quantification uniforme.

Afin d'améliorer le rapport signal/bruit des signaux faibles on utilise un pas de quantification différent pour les faibles amplitudes et les fortes. Dans quel cas doit-il être réduit ? Justifier.

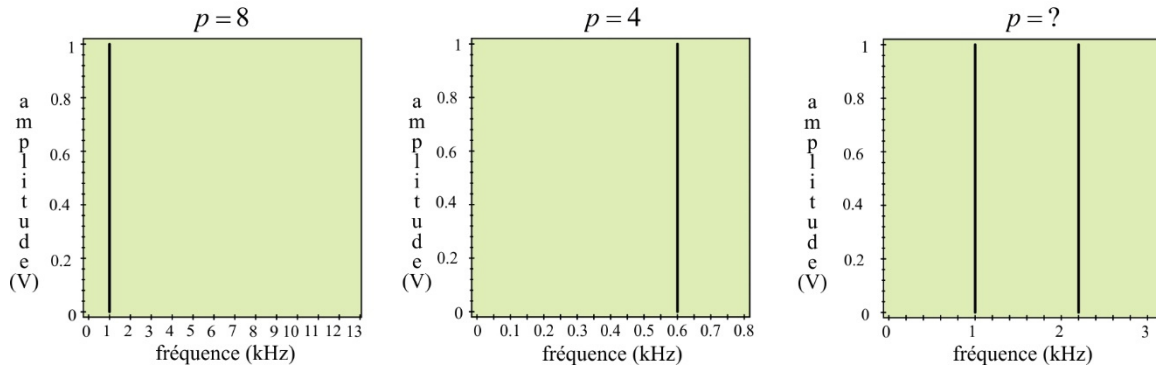
3) Déterminer le débit (en Mbits/s) des communications téléphoniques.

réponses : 2) rapport minimal signal / bruit de 2,56 3) 2,05 Mbits /s

6. F.F.T d'un signal sinusoïdal

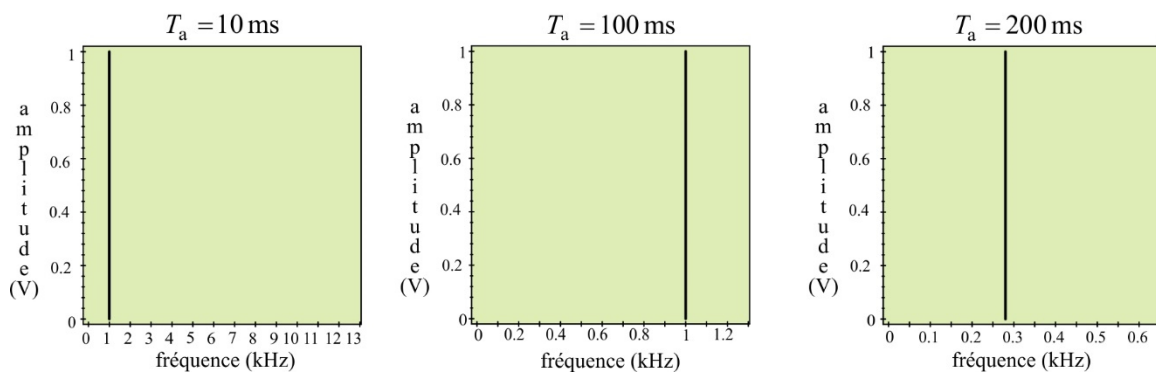
On effectue plusieurs essais d'analyse spectrale d'un signal sinusoïdal de fréquence 1 kHz et d'amplitude 1 V. Il y a $N = 2^p$ échantillons prélevés pendant une durée T_a .

1) On fixe $T_a = 10$ ms et on fait varier p :



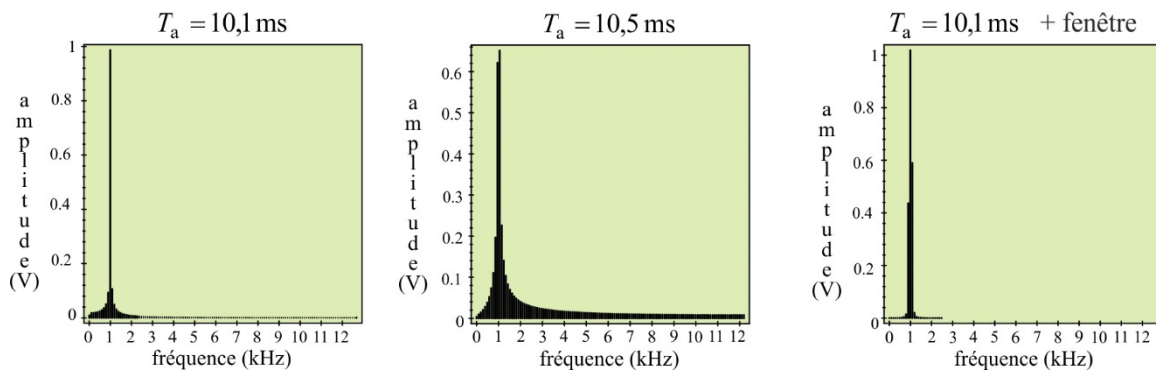
Interpréter les spectres affichés. Trouver la valeur de p manquante.

2) On fixe $p = 8$ et on fait varier T_a :



Calculer à chaque fois la résolution fréquentielle et interpréter les spectres affichés.

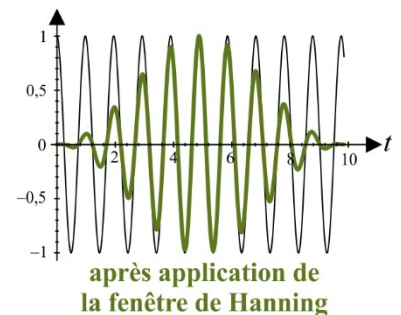
3) On fixe $p = 8$ et on fait varier légèrement T_a .



Dans le troisième cas on a appliqué une fenêtre de Hanning dont l'effet sur le signal temporel est donné sur la figure ci-contre. Interpréter les spectres affichés.

4) Conclure sur l'attitude à adopter pour afficher le spectre le plus proche du « vrai » spectre du signal dans les deux cas suivants :

- oscilloscope numérique : le nombre de points est fixe ($N = 2^{11} = 2048$), l'analyse est faite sur les 8 divisions centrales, le fenêtrage est performant.
- logiciel d'acquisition : on peut choisir le nombre de points, la durée d'acquisition puis affiner en définissant la portion de courbe à analyser (point de départ et point d'arrivée).



réponses : 1) $p = 4$: repliement 2) amélioration de la résolution si $T_a \uparrow$ mais attention au repliement si N reste constant 3) discontinuités de la périodisée



SYSTÈMES NON LINÉAIRES / MODULATION-DÉMODULATION

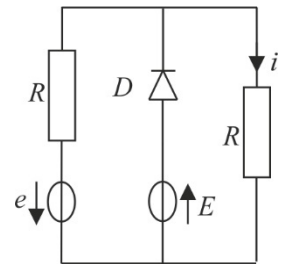
• Régime stationnaire

1. Théorème de Millman

1) Déterminer l'intensité i en appliquant le théorème de Millman. La diode D considérée présente une tension de seuil U_s et une résistance dynamique ρ constante lorsqu'elle est passante.

réponses : 1) la diode est passante si $E \geq U_s - \frac{e}{2}$, et alors $I = \frac{1}{R} \frac{R(E - U_s) - \rho e}{2\rho + R}$; la diode est

bloquée si $E \leq U_s - \frac{e}{2}$, et alors $I = -\frac{e}{2R}$



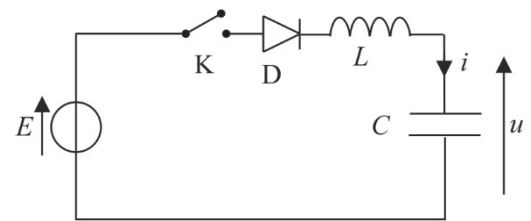
• Régime transitoire

2. Doubleur de tension

On considère le circuit ci-dessous. La diode D est idéale. Pour $t < 0$, le condensateur est déchargé. À $t = 0$, on ferme l'interrupteur K .

1) Calculer $u(t)$ et $i(t)$ pour $t > 0$.

2) Tracer les graphes correspondants et justifier le nom du montage.



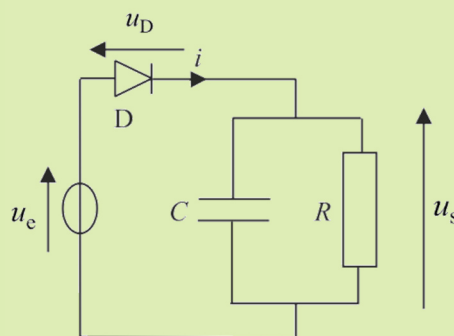
réponses : 1) Si $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ et $T = \frac{2\pi}{\omega_0}$, on a pour $t \in [0, \frac{T}{2}]$:

$u = E [1 - \cos(\omega_0 t)]$ et $i = CE\omega_0 \sin(\omega_0 t)$ puis la diode est bloquée : $u = Cte = 2E$ et $i = 0$ 2) $u = 2E$: « doubleur » de tension

• Régime périodique

3. Démodulation d'amplitude par détection de crêtes

On considère le montage ci-dessous. D est une diode idéale.



1) On prend d'abord $R \rightarrow \infty$. Donner les équations définissant l'évolution de $u_s(t)$ dans les deux cas suivants :

- diode D passante ;
- diode D bloquée.

On précisera à chaque fois la condition sur $u_e(t)$ de rupture du régime étudié.

Donner la réponse à un signal d'entrée $u_e(t) = U_0 \sin(\omega_p t)$ pour $t > 0$ si on suppose que pour $t < 0$ le condensateur est déchargé et que $u_e(t) = 0$.

Donner l'allure de la réponse à la tension $u_e(t)$ ci-contre.

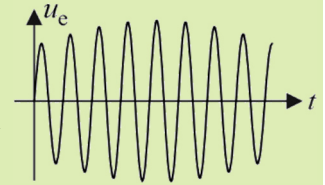
Quel nom peut-on donner au montage si $R \rightarrow \infty$?

2) On prend maintenant R finie et $u_e(t) = U_0 \sin(\omega_p t)$.

Donner, sans résoudre les équations du système, la condition sur $\tau = RC$ pour que la réponse soit quasiment la même que pour $R \rightarrow \infty$.

3) Le but est maintenant de démoduler un signal modulé en amplitude, à savoir :

$$u_e(t) = U_0 [1 + m \cos(\omega_m t)] \cos(\omega_p t) \text{ avec } \omega_p \gg \omega_m.$$



Un code Python **detecteur_de_crestes.py** est fourni. Il permet d'observer $u_s(t)$ sur une période $T_m = \frac{2\pi}{\omega_m}$ du signal modulant.

On peut faire varier le taux de modulation m et la constante de temps $\tau = RC$.

Expliquer qualitativement pourquoi cette constante doit être plus petite qu'une certaine valeur $\tau_{\max}$. Une fonction Python **tauMax** (`omega_m, m`) permet de calculer cette valeur. On peut alors choisir une valeur de τ supérieure ou inférieure à cette valeur.

Représenter sous Python $u_s(t)$ dans les cas $\tau > \tau_{\max}$ et $\tau < \tau_{\max}$ (on peut zoomer pour voir si la démodulation est correctement réalisée). Faire varier le taux de modulation et commenter.

Sur quelles portions D est-elle passante ? bloquée ?

4) En déduire qu'afin de réaliser correctement la démodulation, D doit être passante à tout instant si on applique le signal :

$$u_e(t) = U_0 [1 + m \cos(\omega_m t)]. \text{ En déduire } \tau_{\max}.$$

On rappelle que l'on peut écrire $a \cos(\omega_m t) - b \sin(\omega_m t) = \sqrt{a^2 + b^2} \left[\frac{a}{\sqrt{a^2 + b^2}} \cos(\omega_m t) - \frac{b}{\sqrt{a^2 + b^2}} \sin(\omega_m t) \right]$, et poser :

$$\begin{cases} \cos \varphi = \frac{a}{\sqrt{a^2 + b^2}} \\ \sin \varphi = \frac{b}{\sqrt{a^2 + b^2}} \end{cases}, \text{ puisque l'on a bien } \cos^2 \varphi + \sin^2 \varphi = 1. \text{ On obtient finalement la relation :}$$

$$a \cos(\omega_m t) - b \sin(\omega_m t) = \sqrt{a^2 + b^2} \cos(\omega_m t + \varphi).$$

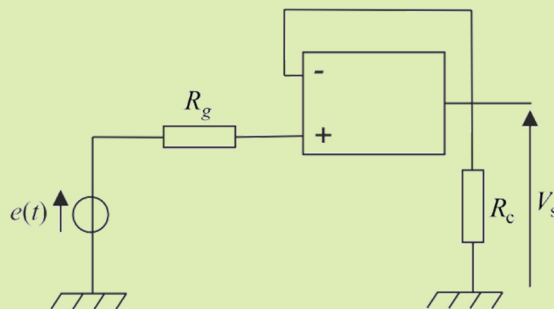
5) Conclure sur les conditions que doit vérifier τ pour obtenir une démodulation correcte. Quelle limitation a-t-on avec cette méthode sur le taux de modulation m ?

Que reste-t-il à faire pour obtenir le signal démodulé $u'_s(t) = U_0 m \cos(\omega_m t)$?

réponses : 1) détecteur absolu de crêtes. 2) il faut $\tau \gg T_p = \frac{2\pi}{\omega_p}$ 3) $\tau_{\max} = \frac{\sqrt{1-m^2}}{m\omega_m}$

4. Défauts de l'A.L.I et analyse spectrale 📊 🐼 🐼 🐼

On considère le circuit ci-dessous comportant un A.L.I. Le circuit est alimenté par un G.B.F. de f.e.m $e(t) = E \sin(2\pi f t)$ et de résistance interne R_g . L'amplificateur est chargé par une résistance R_c .



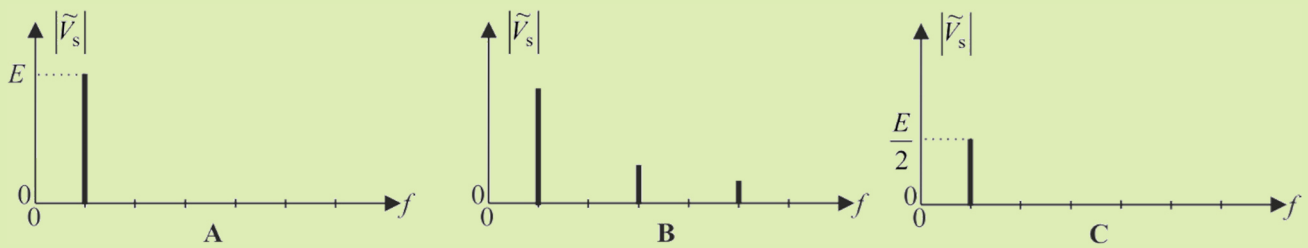
1) En l'absence de défauts de l'amplificateur opérationnel, déterminer $V_s(t)$. Quel est l'intérêt de ce montage ?

2) On enregistre la tension $V_s(t)$ aux bornes de R_c , et on en fait l'analyse de Fourier, pour différentes valeurs de f , E et R_c .

Avec $R_c = 10 \text{ k}\Omega$, on réalise successivement l'expérience pour :

- Expérience 1 : $E = 20 \text{ V}$ et $f = 1 \text{ kHz}$;
- Expérience 2 : $E = 1 \text{ V}$ et $f = 1 \text{ kHz}$;
- Expérience 3 : $E = 1 \text{ V}$ et $f = 1 \text{ MHz}$

On obtient trois spectres A, B C représentés sur la figure ci-dessous.



Relier chaque expérience à chaque spectre et interpréter.

Pour le spectre B, interpréter l'absence de composante continue.

On rappelle que le gain de l'A.L.I est de la forme $\mu = \frac{V_s}{\varepsilon} = \frac{\mu_0}{1 + j \frac{f}{f_c}}$. On a ici $\mu_0 = 10^5$. Déduire la valeur numérique de f_c de l'un des spectres.

3) Avec $E = 10 \text{ V}$ et $f = 1 \text{ kHz}$, des harmoniques apparaissent dans le spectre de $V_s(t)$ lorsque $R_c < 500 \Omega$. Interpréter et quantifier le défaut qui intervient.

4) Avec $E = 10 \text{ V}$ et $R_c = 10 \text{ k}\Omega$, des harmoniques apparaissent dans le spectre de $V_s(t)$ lorsque $f > 250 \text{ kHz}$. Interpréter et quantifier le défaut qui intervient.

réponses : 2) $f_c = 5,8 \text{ Hz}$ 3) $I_{s \max} = 20 \text{ mA}$ 4) slew-rate $\sigma = 16 \text{ V} \cdot \mu\text{s}^{-1}$

5. Redressement idéal

On considère le montage ci-contre.

La diode D possède une tension de seuil $V_d = 0,6 \text{ V}$.

La tension de sortie des A.L.I est comprise entre $V_{\text{sat}}^- \approx -14 \text{ V}$ et $V_{\text{sat}}^+ \approx 14 \text{ V}$.

1) On cherche la relation entre u et u_e .

— On suppose la diode bloquée : il n'y a pas de rétroaction entre la sortie du premier amplificateur opérationnel et son entrée inverseuse. En déduire la valeur de v et de ε . Quelle est alors la valeur de u et pour quelles valeurs de u_e l'hypothèse est-elle vérifiée ?

— On suppose la diode passante : il y a rétroaction entre la sortie du premier amplificateur opérationnel et son entrée inverseuse et l'A.L.I est donc en régime linéaire. En déduire la valeur de v . Pour quelles valeurs de u_e l'hypothèse est-elle vérifiée ?

— Montrer que cette première partie du montage réalise l'opération « partie positive » : $u = 0$ si $u_e \leq 0$ et $u = u_e$ si $u_e \geq 0$.

2) On applique le signal $u_e(t) = E \cos \Omega t$. On donne le développement en série de Fourier du signal de sortie $u(t)$:

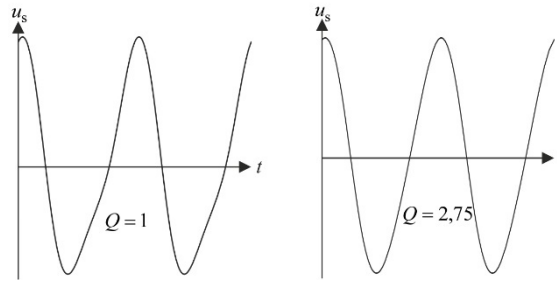
$$u(t) = \frac{E}{\pi} + \frac{E}{2} \cos(\Omega t) + \frac{2E}{\pi} \sum_{p=1}^{\infty} \frac{(-1)^{p+1}}{4p^2 - 1} \cos[2p\Omega t] = c_0 + \sum_{n=1}^{\infty} c_n \cos[n\Omega t + \psi_n].$$

On définit le taux de distorsion harmonique TDH du système par $TDH = \frac{\sum_{n=2}^{\infty} c_n^2}{\sum_{n=1}^{\infty} c_n^2}$. Donner sa valeur approchée en dB.

3) Déterminer les caractéristiques d'un filtre passe-bande du second ordre pour que, mis en cascade avec l'opérateur précédent, il restitue un signal de sortie $u_s(t)$ égal à $u_e(t)$. On utilisera deux critères différents :

- une harmonique de la tension de sortie est négligée si elle se trouve hors de la bande passante du filtre ;
- une harmonique de la tension de sortie est négligeable devant son fondamental si son amplitude est au moins 10 fois inférieure.

On donne ci-dessous les réponses correspondant à $Q=1$ et $Q=2,75$. Commenter.



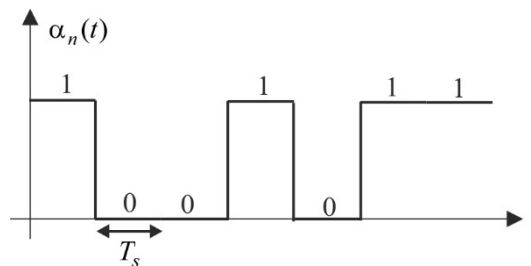
4) On cherche la relation entre u_s , u et u_e . Déterminer cette relation en appliquant le théorème de Millman aux entrées « + » et « - » du deuxième A.L.I, qui fonctionne en régime linéaire.
En déduire la relation entre u_s et u_e . Tracer u_s en fonction de u_e , quelle est l'opération réalisée ?

réponses : 1) $u = u_e$ si $u_e \geq 0$; $u = 0$ si $u_e \leq 0$ 2) $TDH = \frac{\pi^2 - 8}{2\pi^2 - 8}$ (utiliser le théorème de Parseval) ; $TDH_{dB} \approx -8$ dB 3) Il faut ne conserver que l'harmonique de rang 1 $\Rightarrow \omega_0 = \Omega$ avec $H_0 = 2$. Avec le critère à 3dB, il faut une bande passante plus petite que $\Omega \Rightarrow Q > 1$. Avec le critère de l'énoncé, il faut $Q > 2,75$ 4) $u_s = 2u - u_e$, opération « valeur absolue »

6. Télévision numérique terrestre (T.N.T)

1) Pour réaliser le codage, on utilise une base de porteuses $u_n(t) = U_0 \cos(n\Omega t)$, avec $F = \frac{\Omega}{2\pi} = 1116$ Hz. Le signal vaut :

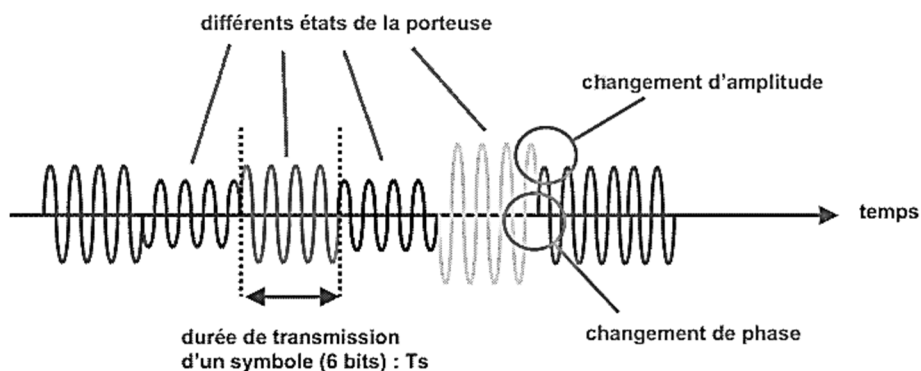
$$u_e(t) = \sum_n \alpha_n(t) u_n(t) \text{ où } \alpha_n(t) \text{ est un bit d'information qui est rafraîchi toutes les durées } T_s = 896 \mu s.$$



On utilise 6817 porteuses centrées sur une fréquence qui définit le canal d'émission (les canaux sont numérotés de 21 à 69 et leur fréquence centrale en MHz est donnée par $306 + 8 \times n^\circ$ du canal).

Expliquer ce qu'est la détection synchrone. Proposer une méthode pour extraire l'information $\alpha_n(t)$.

2) En réalité on code l'information pendant la durée T_s grâce à la phase de la porteuse (8 valeurs possibles) et son amplitude (8 valeurs possibles). Calculer le débit binaire total en Mbit/s.



réponses : 2) $D = 45,6$ Mbits/s.

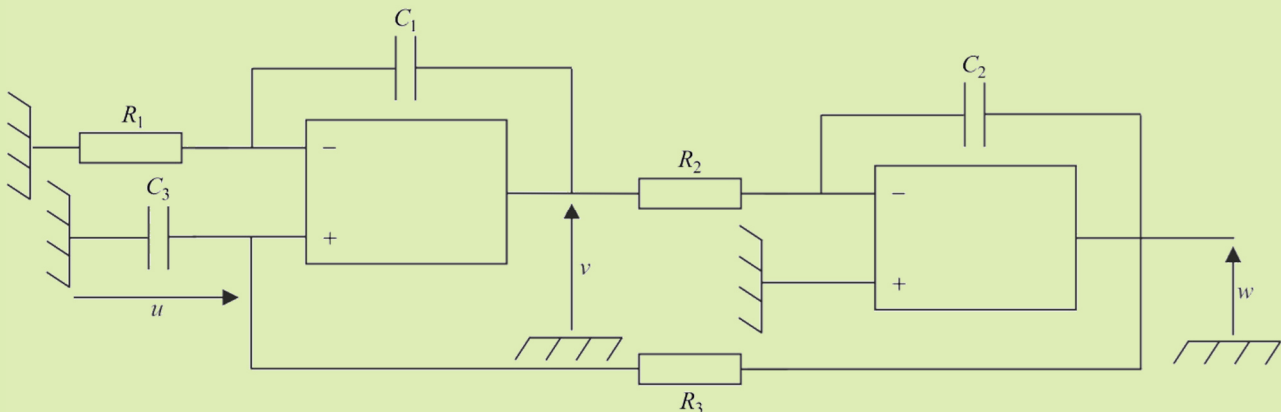


OSCILLATEURS ÉLECTRONIQUES

• Oscillateurs quasi-sinusoidaux

1. Étude fréquentielle et temporelle d'un oscillateur quasi-sinusoidal

On considère le montage ci-dessous :

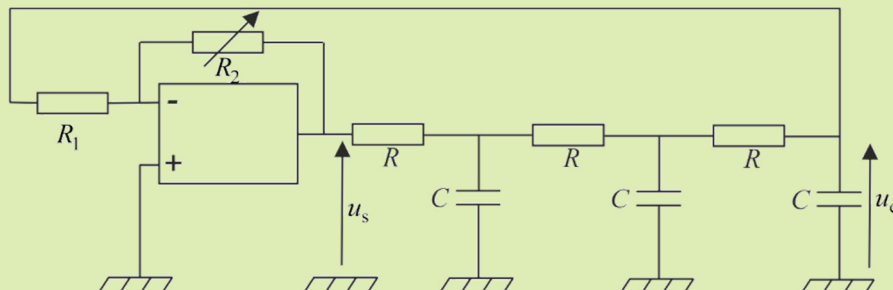


- 1) Calculer les fonctions de transfert $H_1 = \frac{v}{u}$; $H_2 = \frac{w}{v}$ et $H_3 = \frac{u}{w}$.
- 2) Appliquer le critère de Barkhausen et montrer que l'hypothèse d'oscillations sinusoïdales n'est vérifiée que si $R_1 C_1 = R_3 C_3$, et qu'alors la pulsation des signaux ne peut prendre qu'une valeur ω_0 à exprimer en fonction de R_1 , R_2 , C_1 et C_2 .
- 3) Établir en utilisant 1) les équations différentielles reliant v à u ; w à v , et enfin u à w . On suppose la condition $R_1 C_1 = R_3 C_3$ remplie. Montrer que les signaux du circuit sont bien sinusoïdaux à la pulsation ω_0 trouvée au 2).
- 4) Pourquoi en réalité l'oscillateur n'est-il que quasi-sinusoidal ?

réponses : 2) On doit avoir $H_1 H_2 H_3 = 1$, soit, en réel, deux équations qui fournissent la condition d'oscillations sinusoïdales $R_1 C_1 = R_3 C_3$ et la valeur de la pulsation de ces oscillations $\omega_0 = 1 / \sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}$

2. Oscillateur à cellule 3 RC

- 1) Dans le montage ci-dessous, on suppose que le courant de sortie du filtre « 3 RC » est nul.



Appliquer le critère de Barkhausen au montage ci-contre et donner la condition d'oscillations quasi-sinusoidales portant sur le rapport $\frac{R_2}{R_1}$. Exprimer alors la pulsation ω_0 des oscillations en fonction de la constante de temps $\tau = RC$.

- 2) On a $R = 1 \text{ k}\Omega$; $C = 100 \text{ nF}$; $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$. Calculer ω_0 et vérifier l'hypothèse faite au 1).

réponses : 1) il faut $R_2 / R_1 = 29$ et alors $\omega_0 = \sqrt{6} / \tau$ 2) $\omega_0 \approx 24500 \text{ rad} \cdot \text{s}^{-1}$ on a bien $R_1 = 10 \text{ k}\Omega \gg |Z_C| = 1 / C\omega_0 \approx 400 \Omega$

3. Oscillateur / double intégrateur

On envisage le circuit ci-contre où les A.L.I. sont idéaux et en fonctionnement linéaire.

1) Montrer que la fonction de transfert vaut :

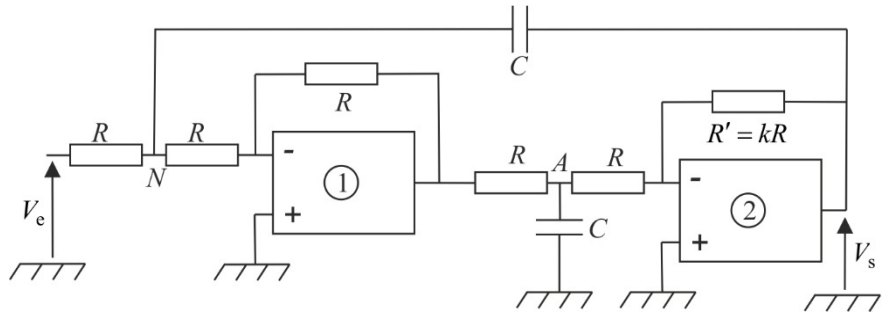
$$H(j\omega) = \frac{V_s}{V_e} = \frac{k}{4 + (4-k)jRC\omega + (jRC\omega)^2},$$

avec $k = \frac{R'}{R}$.

2) À quelle condition le circuit est-il stable ?

À quelle condition est-ce un oscillateur sinusoïdal ? Quelle est alors sa pulsation ?

3) Dans le cas où le circuit est stable, tracer le diagramme de Bode du gain du filtre réalisé. À quelle condition le circuit intègre-t-il deux fois un signal périodique $V_e(t)$ de fréquence f ?



réponses : 2) stabilité $\Leftrightarrow k < 4$

4. Obtention d'un oscillateur quasi-sinusoïdal

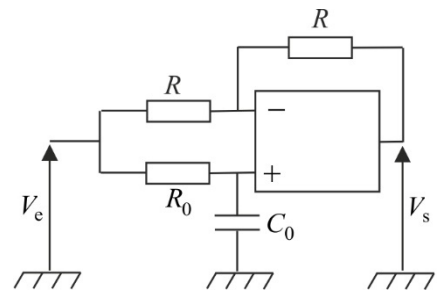
On dispose de plusieurs déphaseurs comme celui représenté ci-dessous. Les autres déphaseurs ne diffèrent de celui représenté que par les valeurs (R'_0, C'_0) , (R''_0, C''_0) , ... , éventuellement différentes de (R_0, C_0) .

1) Étudier une cellule déphaseuse (fonction de transfert, diagrammes de Bode).

2) La chaîne d'action est un opérateur multiplication par une constante à A.L.I. Donner deux montages réalisant cette fonction, l'un avec une constante positive et l'autre avec une constante négative.

3) Proposer un montage bouclé permettant d'obtenir des oscillations sinusoïdales. Quelle est la chaîne d'action donnée au 2) qui convient ? Quelle est alors la condition d'oscillations ? la pulsation Ω des oscillations ?

Vérifier le résultat en utilisant l'équation différentielle qui régit $V_s(t)$.



● Oscillateurs stables

5. Stabilité du montage multivibrateur astable

On rappelle que l'amplification différentielle de l'A.L.I. est fonction de la

pulsation : $\mu(j\omega) = \frac{\mu_0}{1 + j\frac{\omega}{\omega_c}}$. On pose $\omega_0 = \frac{1}{RC}$ et $\alpha = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$.

1) Donner le schéma-bloc fonctionnel du montage ci-contre : V_s est la tension de sortie du montage, $\mu(j\omega)$ la fonction de transfert de la chaîne d'action, βV_s la tension de retour appliquée sur l'entrée négative d'un comparateur, γV_e la tension d'entrée appliquée sur l'entrée positive du comparateur. Déterminer β et γ .

2) En déduire la fonction de transfert $H(j\omega) = \frac{V_s}{V_e}$ du montage en fonction de μ , β et γ .

On pose $T(p) = \mu(p)\beta(p)$. Comment s'appelle cette fonction de transfert ?

3) On cherche à résoudre l'équation $1 + T(p) = 0$. La mettre sous la forme polynomiale $p^2 + Ap + B = 0$ et exprimer les constantes A et B en fonction de α , μ_0 , ω_0 et ω_c .

À quelle condition sur le système est-il stable ? En déduire la condition sur le signe de A et B , puis sur la valeur de α .

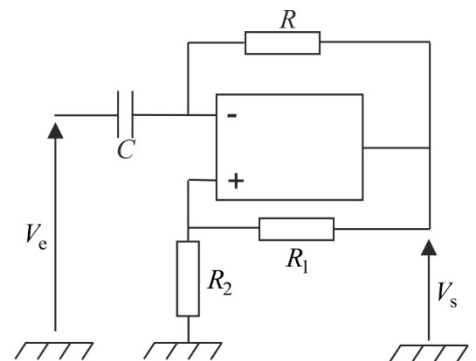
À partir de maintenant, on étudie la possibilité d'oscillations en faisant $V_e = 0$.

4) Pour quelle valeur α_0 de α le montage est-il un oscillateur sinusoïdal ? Quelle est alors sa pulsation Ω ?

A.N : calculer α_0 et Ω pour $\omega_0 = \frac{1}{RC} = 10^4 \text{ rad} \cdot \text{s}^{-1}$, $\omega_c = 250 \text{ rad} \cdot \text{s}^{-1}$, $\mu_0 = 10^5$.

Quelles valeurs de α doit-on prendre en réalité ?

5) Pour quelles valeurs de α le montage est-il un multivibrateur astable ? Justifier la réponse.



OSCILLATEURS ÉLECTRONIQUES

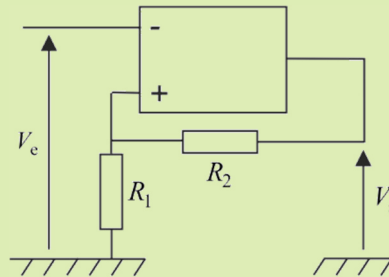
A.N : $\omega_0 = \frac{1}{RC} = 10^4 \text{ rad} \cdot \text{s}^{-1}$, $\omega_c = 250 \text{ rad} \cdot \text{s}^{-1}$, $\mu_0 = 10^5$ et $\alpha = \frac{R_2}{R_1 + R_2} = \frac{1}{2}$. La condition est-elle remplie ?

Calculer numériquement les racines de $1 + T(p) = 0$. En déduire l'ordre de grandeur du temps de montée de V_s vers la saturation.

réponses : 3) stabilité $\Leftrightarrow \alpha < \alpha_0 = \frac{1}{\mu_0} \left(1 + \frac{\omega_0}{\omega_c} \right)$ 5) $\tau \approx 8 \cdot 10^{-8} \text{ s}$

6. Oscillateur astable à rapport cyclique réglable 📡 🦋 🦋 🦋

1) On considère le montage ci-dessous « comparateur à hystérésis ».



Indiquer pour quelle raison il est en fonctionnement non linéaire.

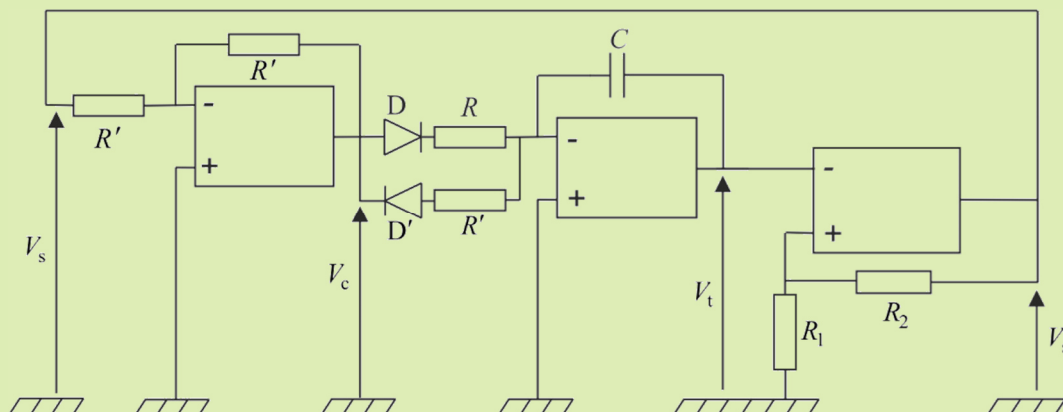
On suppose que les tensions de saturation de l'A.L.I vérifient $V_{\text{sat}}^- = -V_{\text{sat}}^+ = -V_{\text{sat}}$. Déterminer l'évolution suivie par V_s en

fonction de V_e . On pose $V_0 = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{\text{sat}}$.

Tracer le cycle d'hystérésis $V_s = f(V_e)$.

Expliquer comment on obtient expérimentalement ce cycle à l'oscilloscope.

2) Le comparateur à hystérésis est à présent intégré dans le montage ci-après. Les deux diodes D et D' sont supposées idéales.



Quelle équation différentielle relie V_c et V_t ? Discuter selon la valeur de V_c .

3) On suppose qu'à $t = 0$ la sortie du comparateur à hystérésis bascule de $-V_{\text{sat}}$ à $+V_{\text{sat}}$. En déduire la valeur $V_t(0^+)$.

Trouver la loi $V_t(t)$. À quel instant τ le montage bascule-t-il de nouveau ?

4) Montrer que $V_s(t)$ et $V_t(t)$ sont périodiques, de période T_0 à déterminer en fonction de V_0 , V_{sat} , R , R' et C . Montrer que ce montage permet d'obtenir un rapport cyclique α (rapport de durée de la saturation haute sur la période) réglable. Donner sa valeur.

Donner l'allure de $V_s(t)$ et $V_t(t)$ sur le même graphe.

A.N : $V_{\text{sat}} = 14 \text{ V}$. On veut $V_t(t)$ triangulaire symétrique d'amplitude 10 V et de fréquence $f_0 = 1,0 \text{ kHz}$. Comment choisir

R' ? Déterminer $\frac{R_2}{R_1}$ ainsi que la constante de temps $\Theta = RC$.

réponses : 1) basculement de $+V_{\text{sat}}$ à $-V_{\text{sat}}$ quand $V_e > V_0$; basculement de $-V_{\text{sat}}$ à $+V_{\text{sat}}$ quand $V_e < -V_0$ 2) intégrateur de

constante de temps RC si $V_c = +V_{\text{sat}}$ et $R'C$ si $V_c = -V_{\text{sat}}$ 4) $T_0 = \frac{2V_0}{V_{\text{sat}}} (R + R')C$; $\alpha = \frac{R'}{R + R'}$