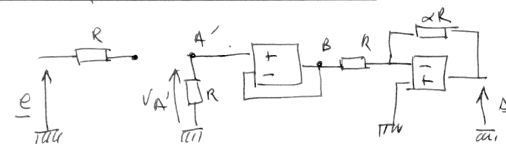


1°) à BF les condensateurs ont des impédances qui deviennent très prépondérantes devant celles des autres dipôles du montage. On caricature souvent en passant à la limite $Z_c(\omega) \rightarrow \infty$ en disant qu'un condensateur se comporte comme un interrupteur ouvert aux BF.

De la même façon, on simplifiera en HF en remplaçant les condensateurs par de simples fils : interrupteur fermé aux HF.

(Il faut avoir à l'esprit que BF et HF ne veulent rien dire dans l'absolu)

Circuit équivalent aux BF :



Le courant traversant la résistance R (reliant A' à la masse) est infinitésimale petit et donc le potentiel $V_{A'} \rightarrow 0$

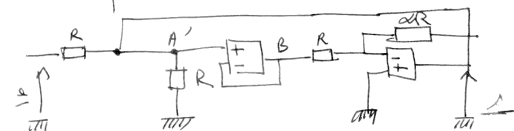
Comme le second montage a' A0 (après le suivien) est 1 amplificateur d'inversion de gain $(-\alpha)$ on en déduit (s'il peut fonctionner en régime linéaire) que $V_B = -\frac{\Delta}{\alpha}$

$$\text{Ainsi } \Delta = -\alpha V_B = -\alpha V_{A'} \rightarrow 0$$

Alors que l'entrée peut présenter n'importe quelle valeur finie $\neq 0$ (à écrire obligatoirement pour conclure sur $|\frac{\Delta}{E}|$)

Ainsi le filtre ne laisse pas passer les hautes fréquences.

Circuit équivalent aux HF :



$$\text{On a toujours : } V_{A'} = V_B = -\frac{\Delta}{\alpha}$$

$$\text{et par le fil (du haut) : } V_{A'} = \Delta$$

$$\text{ainsi } -\frac{\Delta}{\alpha} = \Delta \quad \text{avec } \alpha \text{ réel positif.}$$

$$\Rightarrow \Delta = 0$$

(donc que Δ peut être $\neq 0$)

donc $|H| \rightarrow 0$ quand $\omega \rightarrow \infty$

Ainsi le filtre ne laisse pas passer les HF non-plus.

Il s'agit sans doute d'un filtre passe-bande.

2°) Calcul de la fonction de transfert.

$$\underline{V_{A'}} = \underline{V_B} = -\frac{\Delta}{\alpha} \quad (\text{AO idéal en RL})$$

Diviseur de tension entre A, A' et la masse:

$$\underline{V_{A'}} = \frac{R}{R + \frac{1}{j\omega C}} \underline{V_A} = \frac{j\omega RC}{1 + j\omega RC} \underline{V_A}$$

Millman en A : $\underline{V_A} = \frac{\frac{\Delta}{R} + \frac{\Delta}{\alpha} \times j\omega C}{\frac{1}{R} + j\omega C + \frac{1}{R + \frac{1}{j\omega C}}}$ (trois branches)

donc : $-\frac{R + \frac{1}{j\omega C}}{R} \frac{\Delta}{\alpha} = \frac{\frac{\Delta}{R} + \Delta j\omega C}{\frac{1}{R} + j\omega C + \frac{1}{R + \frac{1}{j\omega C}}}$

$$\frac{-1 - j\omega RC}{j\omega RC} \times \frac{\Delta}{\alpha} = \frac{\frac{\Delta}{R} + j\omega RC \Delta}{1 + j\omega RC + \frac{Rj\omega C}{Rj\omega C + 1}}$$

$$-(1 + j\omega RC) \Delta \times \left(1 + j\omega RC + \frac{Rj\omega C}{1 + Rj\omega C}\right) = \Delta \left(j\omega RC - \alpha R^2 \omega^2 C^2\right)$$

$$-\Delta \left(Rj\omega C + 1 + 2j\omega RC - R^2 \omega^2 C^2 - \alpha R^2 \omega^2 C^2\right) = \alpha \Delta j\omega RC$$

$$\underline{H} \equiv \frac{\Delta}{\underline{e}} = \frac{-\alpha j\omega RC}{1 + 3j\omega RC - (\alpha + 1)R^2 \omega^2 C^2}$$

$$\underline{H} \equiv \frac{\Delta}{\underline{e}} = -\frac{\alpha}{3} \times \frac{j\omega RC}{\frac{1}{3} + j\omega RC - \left(\frac{\alpha + 1}{3}\right)R^2 \omega^2 C^2}$$

$$\underline{H} = -\frac{\alpha}{3} \times \frac{1}{1 + \frac{1}{3j\omega RC} + \left(\frac{\alpha + 1}{3}\right)j\omega RC}$$

$$\underline{H} = -\frac{\alpha}{3} \times \frac{1}{1 + \frac{1}{3}j\sqrt{\alpha+1} \left(\frac{1}{\alpha+1}RC\omega - \frac{1}{\sqrt{\alpha+1}}RC\omega\right)}$$

on identifie donc dans la forme canonique:

$$H_0 = -\frac{\alpha}{3} \quad Q = \frac{\sqrt{\alpha+1}}{3} \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{\alpha+1}RC}$$

Comme $\underline{H} \equiv \frac{\Delta}{\underline{e}} = \frac{H_0}{1 + jQ\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)}$

$$\underline{s} + j\frac{Q\omega_0}{\omega_0} \underline{s} + \frac{Q\omega_0}{j\omega_0} \underline{s} = H_0 \underline{e}$$

alors : $j\omega \underline{s} + (j\omega)(j\omega)\frac{Q}{\omega_0} \underline{s} + Q\omega_0 \underline{s} = H_0 j\omega \underline{e}$
($\omega \neq 0$)

donne en équation différentielle du temps:

$$\left[\frac{ds}{dt} + \frac{Q}{\omega_0} \frac{d^2s}{dt^2} + Q\omega_0 s = H_0 \frac{de}{dt} \right]$$

soit avec les valeurs fonction de α, R et C :

$$\left[\frac{ds}{dt} + \frac{(\alpha+1)RC}{3} \frac{d^2s}{dt^2} + \frac{1}{3RC} s = -\frac{\alpha}{3} \frac{de}{dt} \right]$$

3°) $\boxed{\alpha=1} \Rightarrow H_0 = -\frac{1}{3} \quad Q = \frac{\sqrt{2}}{3} \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{2}RC}$

⊕ pour $n = \frac{\omega}{\omega_0} \rightarrow 0$
 $\underline{H} \rightarrow \frac{H_0}{-jQ\frac{\omega_0}{\omega}} = \frac{jH_0\omega}{Q\omega_0}$

soit $G(\omega) \equiv |H(j\omega)| \Rightarrow \frac{|H_0|}{Q} \omega$

$\hookrightarrow$ Phase de $\left(-\frac{j}{2}\right)$ ou $\left(\frac{j}{2}\right)$
 $(-j = e^{-j\frac{\pi}{2}})$

et $g_{dB} \rightarrow 20 \log_{10}\left(\frac{|H_0|}{Q}\right) + 20 \log_{10} \omega$
ordonnée de l'asymptote (en $\omega=1$)

partie de +20dB/décade

avec $\frac{|H_0|}{Q} = \frac{1}{\sqrt{2}}$ et donc $20 \log_{10}\left(\frac{|H_0|}{Q}\right) = -3 \text{ dB}$

⊕ pour $\underline{\alpha=1}$

$\underline{H} = H_0$

$g_{dB}(\alpha=1) = 20 \log_{10}(|H_0|) = -9,5 \text{ dB}$

et $\varphi(\alpha=1) = \pi$ (H_0 négatif).

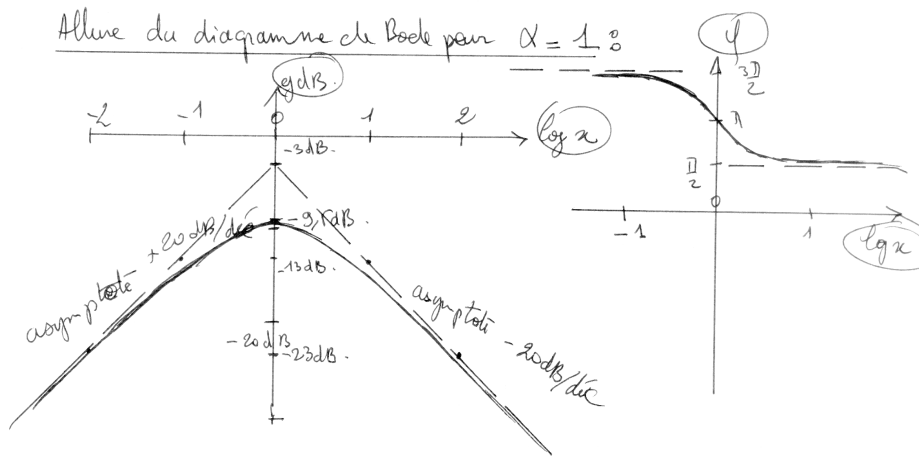
⊕ pour $n \rightarrow \infty$

$\underline{H} \rightarrow \frac{H_0}{jQ\frac{\omega}{\omega_0}} = \frac{H_0}{Q} \times \frac{1}{j\omega}$

$\Rightarrow -3 \text{ dB}$ pour l'ordonnée de l'asymptote en $\omega=1$.

$n \rightarrow \infty$: phase de $\left(+\frac{\pi}{2}\right)$

Allure du diagramme de Bode pour $\alpha = 1\%$



-40 dB

$$\boxed{\alpha = 10} \quad H_0 = -\frac{10}{3} \approx -3,33 \quad Q = \frac{\sqrt{11}}{3} \approx 1,105$$

et $\omega_0(x=1) = \frac{1}{\sqrt{11}RC}$

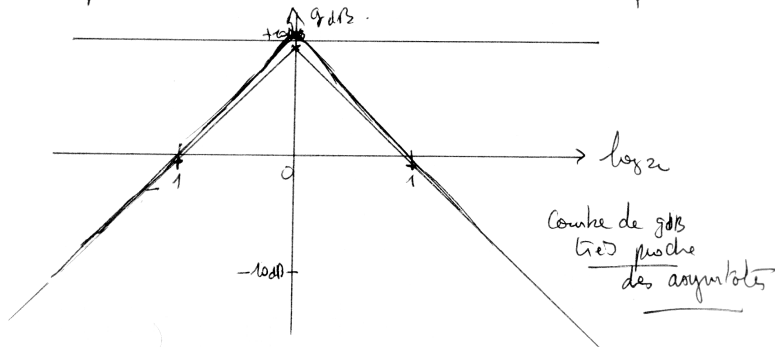
→ équations des asymptotes :

$$BF \rightarrow 20 \log \frac{|H_0|}{Q} + 20 \log x \approx \underbrace{20 \log 3}_{+9,54 \text{ dB}} + 20 \log x$$

$$HF \rightarrow +9,5 \text{ dB} - 20 \log x$$

→ valeur en $x = 1$: $g_{dB}(x=1) = 20 \log |H_0| = 10,4 \text{ dB}$

→ Phase (idem pour les asymptotes de phase du cas $\alpha = 1$)
seule la pente de variation autour de $x=1$ est + abrupte.



4°) On a montré qu'aux BF la fonction de transfert devient $j\omega \frac{H_0}{Q\omega_0}$ ce qui correspond à 1 dérivation (+ inversion) du signal.

On obtient 1 signal qui serait carré (aux HF près)
C'est logique car les premières harmoniques et le fondamental sont bien dérivés. L'ondulation la plus présente est la pulsation $10\omega = \omega_0$ (milieu de bande passante) : il suffit de compter les pseudo-périodes de ces oscillations sur 1 période T du signal (on devrait en recenser 10).

La réponse en HF a une forme "vaguement" sinusoïdale mais il s'agit en fait du signal triangulaire intégré soit une succession de branches de paraboles.

Cette fois, la fonction de transfert correspond bien à l'opérateur d'intégration pour tous les composants ($\omega, 3\omega, 5\omega, 7\omega, 9\omega, 11\omega, 13\omega, 15\omega, 17\omega, \dots$)

5°) a) $v_e(t)$

DSF: $G = 0 \quad b_n = 0 \quad \begin{cases} a_{2p} = 0 \\ a_{2p+1} = \frac{4V_0}{\pi(2p+1)} \end{cases}$

b) signal décalé de $-\frac{T}{4}$

correspondant au changement de variable : $t' = t - \frac{T}{4}$

$$v_e(t') = \sum_{p=0}^{\infty} \frac{4V_0}{\pi(2p+1)} \sin\left((2p+1)\frac{2\pi}{T}\left(t' + \frac{T}{4}\right)\right)$$

$$v_e(t) = \sum_{p=0}^{\infty} \frac{4V_0}{\pi(2p+1)} \sin\left((2p+1)\frac{2\pi}{T}t + (2p+1)\frac{\pi}{2}\right)$$

les phases sont donc dans l'ordre $(+\frac{\pi}{2}, -\frac{\pi}{2}, +\frac{\pi}{2}, -\frac{\pi}{2}, \dots)$

Présente cette fonction sous la forme de $\sin(x(t) \pm \frac{\pi}{2})$
 est alors maladroite puisque l'on obtient des cosinus
 avec des phases $(0, \pi, 0, \pi, 0, \pi)$ (cf début du TP 1)

c) L'harmonique ③ n'est pas la troisième harmonique
 présente ! Il s'agit bien de $(2p+1) = 3$
 (fondamental ($2p+1=1 \Leftrightarrow p=0$))

Ben que f_0 corresponde à l'harmonique 3, on a :

$$f_0 = 3f = \frac{3}{T} \quad (f = \frac{f_0}{3})$$

amplitudes à l'entrée

amplitudes à la sortie

$$\frac{f_0}{3} \quad \frac{4 \times 0,5}{\pi} = \frac{2}{\pi} \approx 0,64 V$$

$$\frac{2}{\pi} \times 6 \left(\frac{f_0}{3} \right) \approx 0,685 V$$

$$\frac{2f_0}{3} \quad 0 V$$

$$0 V$$

$$\frac{3f_0}{3} \quad \frac{2}{\pi} \times \frac{1}{3} \approx 0,21 V$$

$$0,21 \times 3,33 = 0,70 V$$

$$\frac{4f_0}{3} \quad 0 V$$

$$0 V$$

$$\frac{5f_0}{3} \quad \frac{2}{\pi} \times \frac{1}{5} \approx 0,13 V$$

$$0,13 \times 1,07 = 0,14 V$$

Conclusion : le signal contient $5p+1$ de la sinusoïde
 de fréquence f_0 (harmonique 3).
 (Impossible de dériver l'allure temporelle)

EXERCICE ⑤ : Génération de signaux de nature et forme $\neq$.

10) a) Manifestement 1 oscillateur astable puisque la tension V_{out}
 passe "très rapidement" de $-14 V$ à $+14 V$ (et inversement) et
 cette valeur correspond au $\pm 14 V$ donné pour le "Maximum
 Output Voltage Swing" dans les caractéristiques du LT1001.

Un oscillateur est astable s'il bascule périodiquement
 entre deux états qui seraient stables (saturation ici) si
 un phénomène de relaxation de temps caractéristique
 τ ne provoquait pas systématiquement un basculement
 dans l'autre état. Aucun des deux états n'est alors STABLE
DANS CE CIRCUIT d'où le nom : ASTABLE.

b) on reconnaît les charges-décharges aux bornes d'1 condo
 qui est soumise à des échelons $+V_{sat}$, $-V_{sat}$ dans 1 circuit

RC série : le noeud est donc entre C_1 et R_1 .

c) Déjà dit. On les évalue à environ $-14V$ et $+14V$

d) On peut évaluer C_1 avec :

① → le temps de relaxation du circuit $R_1 C_1$

② → la période $T = 2R_1 C_1 \ln\left(\frac{R_2 + 2R_2}{R_2}\right)$

① mesure de $R_1 C_1$ sur la courbe de charge du second graphe (Jeu ①).

→ méthode de la tangente très imprécise.

→ valeur de départ $V_{b0} = \frac{R_2}{R_2 + R_1} V_{\odot} = \frac{-20}{30} 14 = -9,33V$.

→ valeur asymptotique: $14V$.

→ $\Delta V_{TOT} = 14 - (-9,33) = 23,33V$.

→ montée de $23,33 \left(1 - \frac{1}{e}\right) \approx 0,63 \times 23,33 = 14,75V$

→ soit 1 passage à $-9V + 14,75V = 5,75V$

à l'instant $t_2 = [52,1 \pm 1] ms$.

avec $t_1 = [40,1 \pm 0,1] ms$.

donc (au pire) : $\tau = t_2 - t_1 = 12,5 ms \pm 1,1 ms$

En négligeant l'erreur sur R_1 :

$$\frac{\Delta \tau}{\tau} = \frac{\Delta C_1}{C_1}$$

$$\text{donc : } C_1 = \frac{\tau}{R_1} = \frac{12,5 \cdot 10^{-3}}{10 \cdot 10^3} = 1,25 \cdot 10^{-6} F \approx 1,25 \mu F.$$

$$\text{or } \frac{\Delta \tau}{\tau} = \frac{1,1}{12,5} = 8,8\% = \frac{\Delta C_1}{C_1}$$

$$\Rightarrow \Delta C_1 \approx 0,15 \mu F$$

$$\Rightarrow C_1 = [1,25 \pm 0,15] \mu F.$$

② évaluation de la période : $4T = [138 \pm 2] ms$.

$$\Rightarrow T = [34,5 \pm 0,5] ms.$$

$$\text{estimation de } C_1 \Rightarrow C_1 = \frac{T}{2R_1 \ln\left(\frac{R_2 + 2R_2}{R_2}\right)} = \frac{1,07 \cdot 10^{-2}}{2 \cdot 10 \cdot \ln(3)} \approx 1,1 \mu F$$

évaluation de l'incertitude en négligeant celle sur les résistances.

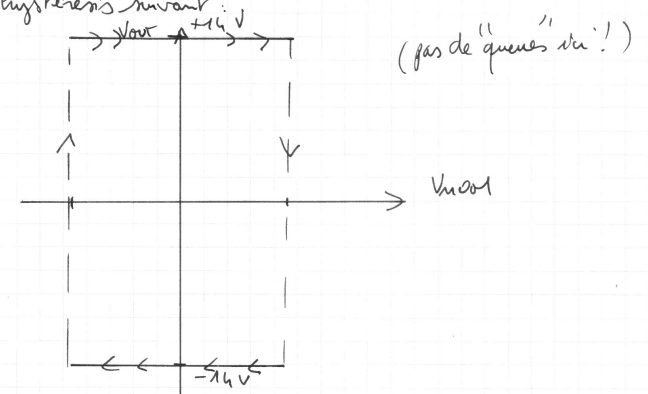
$$\Rightarrow \frac{\Delta T}{T} = \frac{\Delta C_1}{C_1} \Rightarrow \Delta C_1 = C_1 \times \frac{0,1}{34,5} = 0,03 \mu F$$

$$\Rightarrow C_1 = [1,07 \pm 0,03] \mu F.$$

Les deux intervalles ont 1 intersection nulle!

On pourra estimer C_1 à $1,1 \mu F$.

e) En observant V_{MOOI} en X et V_{OUT} en Y, on relèvera le cycle d'hystérésis suivant :



Comparteur non inverseur puisque sans de parcours horaire

20) le transitoire dure environ $1ms$ (fluctuations de comportement avant d'arriver à 1 régime permanent périodique).

$$a) V_{OUTPP} = 2 \times 9,3 = [18,6 \pm 1] V$$

$$b) 2T' = 1,16 - 0,82 \Rightarrow T' = [0,17 \pm 0,03] ms \quad (\approx 170 \mu s)$$

← sur les 2 dernières!

$$T'_{H1} = 2 \times 10 \cdot 10^3 \times 10^{-2} \times 10^{-6} \ln\left(\frac{12}{10}\right) \approx 3,65 \cdot 10^{-5}$$

$$T'_{H1} \approx [36 \pm 1] \mu s$$

Aucune commune mesure entre T' et T'_{H1} !

Interprétation: la théorie correspondait à une sortie basculant de $-14V$ à $+14V$! et non à ce triangulaire!

→ suspicion de SLEW-RATE (part maximale du signal de sortie atteinte!)

c) estimation de penté. (ordre de grandeur suffit).
Montée (et descentes) de $\pm 19V$ en $80\mu s$ environ.

$$\text{soit } \frac{19}{80} \approx 0,24 \text{ V}/\mu s$$

$\Rightarrow$ Valeur typique du SLEW RATE
dans les caractéristiques (datasheet)

$$\Rightarrow 0,25 \text{ V}/\mu s$$

(tout à fait cohérent.)

d) Du coup comme la pente est fixée par l'ALI, il faut diminuer les valeurs de basculement donc le rapport entre R_2 et R_3 . Mais naturellement l'amplitude du signal obtenu est liée.

Un ALI avec 1 meilleur Slew-rate comme 1 TL081 ou 1 TL071 a 1 slew-rate d'environ $13 \text{ V}/\mu s$.

(40 à 50 fois meilleur que celui-ci !)

On gagnera 1 peu en fréquence maximale.

