

Exercice 1

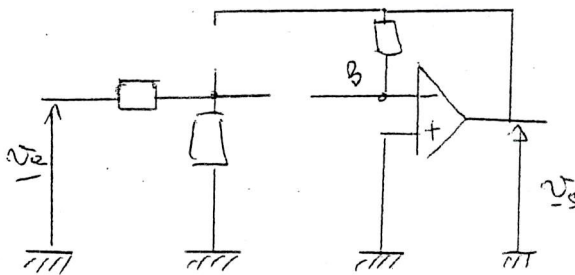
1°/ une partie du signal de sortie est injectée ds la borne inverseuse de l'A.op ce qui permet de stabiliser le montage et d'avoir un fonctionnement linéaire

2°/ $Z_c = \frac{1}{j\omega C}$

en B.F ($\omega \rightarrow 0$) $\text{---}||\text{---} \equiv \text{---} \text{---}$

en H.F ($\omega \rightarrow \infty$) $\text{---}||\text{---} \equiv \text{---}$

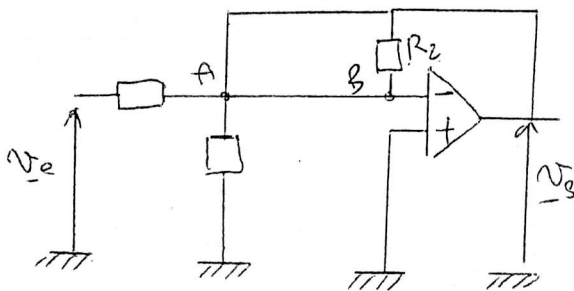
* en B.F le montage est équivalent à :



$$V_s = 0$$

le filtre coupe les B.F

* en H.F, le montage est équivalent à :



R_2 est court-circuité

$$V_B = V_A = V_s$$

$$V_B = V^- = V^+ = 0$$

$$\left. \begin{array}{l} V_B = V_A = V_s \\ V_B = V^- = V^+ = 0 \end{array} \right\} V_s = 0$$

le filtre coupe les H.F

$\Rightarrow$ il s'agit a priori d'un filtre passe-bande

$$3-1/ \quad V_B = \frac{\frac{v_e}{R_2} + \frac{V_A}{Z_c}}{\frac{1}{R_2} + \frac{1}{Z_c}} = V^- = V^+ = 0 \quad \Rightarrow \quad V_A = - \frac{Z_c}{R_2} v_s$$

au noeud A

$$V_A = \frac{\frac{V_B}{Z_C} + \frac{0}{R} + \frac{V_S}{Z_C} + \frac{V_Z}{R_1}}{\frac{2}{Z_C} + \frac{1}{R} + \frac{1}{R_1}} = \frac{\frac{V_S}{Z_C} + \frac{V_Z}{R_1}}{\frac{2}{Z_C} + \frac{R_1+R}{R R_1}}$$

3-2/ En éliminant V_A entre les 2 équations précédentes, on obtient:

$$-\frac{Z_C}{R_2} V_S = \frac{\frac{V_S}{Z_C} + \frac{V_Z}{R_1}}{\frac{2}{Z_C} + \frac{R_1+R}{R R_1}}$$

$$\Rightarrow -\frac{Z_C}{R_2} \left(\frac{2}{Z_C} + \frac{R_1+R}{R R_1} \right) V_S - \frac{V_S}{Z_C} = \frac{V_Z}{R_1}$$

$$V_S \left[\frac{2}{R_2} + \frac{R_1+R}{R_2 R R_1} j\omega + j\omega \right] = -\frac{V_Z}{R_1}$$

$$H(j\omega) = \frac{-1/R_1}{\frac{2}{R_2} + \frac{R_1+R}{R_2 R R_1} j\omega + j\omega} = \frac{-\frac{R_2}{2 R_1}}{1 - j \frac{(R_1+R)}{2 R_1 R \omega} + j\omega \frac{R_2}{2}}$$

par identification avec $H(j\omega) = \frac{H_0}{1 + j\varphi(\omega - \frac{1}{\omega_0})}$

on a $H_0 = -\frac{R_2}{2 R_1}$

$$\varphi\omega = \varphi \frac{\omega}{\omega_0} = \frac{C \omega R_2}{2} \quad \textcircled{I} ; \quad \frac{\varphi}{\omega} = \frac{\varphi \omega_0}{\omega} = \frac{R_1+R}{2 R_1 R \omega} \quad \textcircled{II}$$

$$\textcircled{I} \times \textcircled{II} = \varphi^2 = \frac{R_2 \omega}{2} \cdot \frac{(R_1+R)}{2 R_1 R \omega} \Rightarrow \varphi = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{R_2 (R_1+R)}{R_1 R}}$$

$$\text{et } \omega_0 = \frac{1}{C} \sqrt{\frac{R_1+R}{R R_1 R_2}}$$

3-3/ $|H_0|$: gain maximal ; φ : facteur de qualité
 ω_0 : pulsation centrale ou pulsation de résonance.

$$4^\circ) |H| = \frac{|H_0|}{\sqrt{1 + \varphi^2 (\omega - \frac{1}{\omega_0})^2}} ; \quad \varphi = \begin{matrix} \text{P} \\ \text{car } H_0 < 0 \end{matrix} \quad \varphi = \pi - \text{arctg } \varphi(\omega - \frac{1}{\omega_0})$$

$$5-1) G_{dB} = 20 \log |H_0| - 20 \log [1 + \omega^2 (\tau - \frac{1}{\tau})^2]^{1/2}$$

asymptote

$$\bullet \approx 22.1 \quad G_{LB} \rightarrow G_1 = 20 \log \frac{|H_0|}{\phi} + 20 \log x$$

→ pente + 20 dB/Le cycle

$$n \gg 1 \quad G_B \rightarrow G_2 = 20 \log \frac{|H_0|}{\phi} \approx 20 \log n$$

→ pente - 20 dB / decade

• $n = 1$ $G_{LB} = 20 \log |H_0| = G_{LB \text{ max}} \text{ (courbe)}$

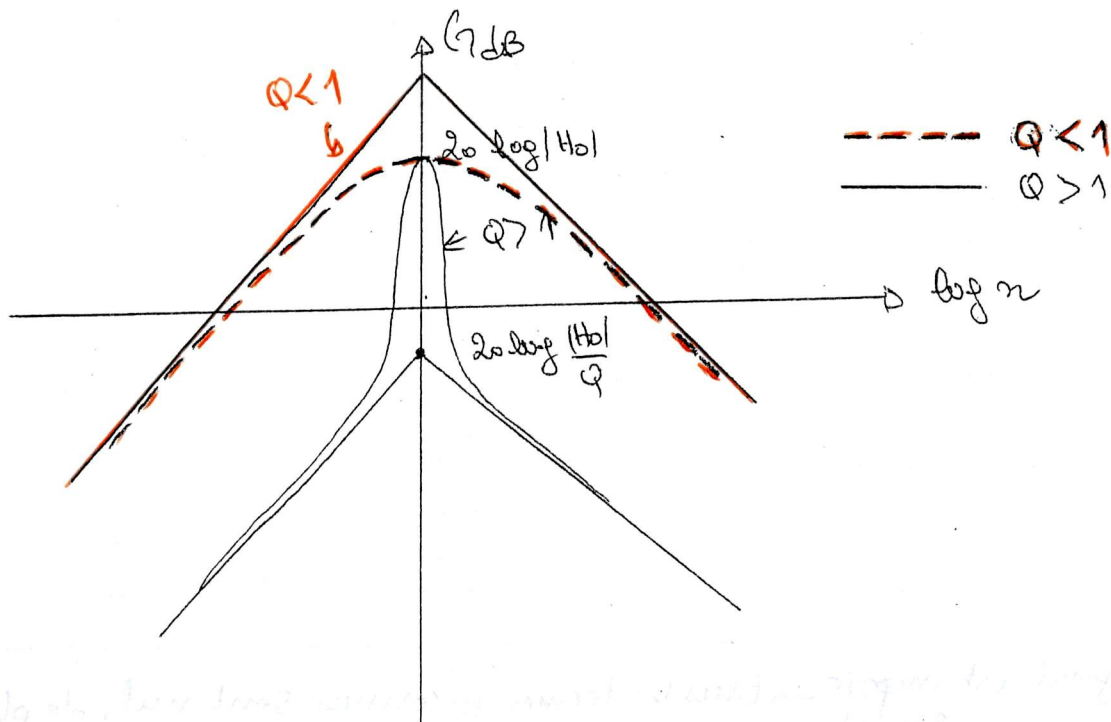
pt d'intersection

$$G_1 = G_2 \Rightarrow \therefore \log n = \log n \Rightarrow \log n = 0 \Rightarrow n = 1$$

$$G_1(n=1) = G_2(n=1) = 20 \log \frac{|H_0|}{\phi} = G_{DB \max} - 20 \log \phi (\text{asymptote})$$

* si $Q > 1$ la courbe est au dessus des asymptotes

* on $Q \leq 1$ on dessous



5-2/ filtre passe bande

5-2) filtre passe bande
5-3) * $\omega \ll 1$ $H(j\omega) \approx \frac{H_0}{-j\frac{\omega}{\omega_0}} = j\omega \frac{H_0}{\omega_0} \rightarrow$ comportement

dérivateur et $u_s = \frac{H_0}{g_{wb}} \frac{du_e}{dt}$

$$x \gg 1 ; H(j\omega) \approx \frac{H_0}{j\omega} = \frac{H_0 \omega_0}{\omega} \times \frac{1}{j\omega}$$

comportement intégrateur et $U_s = \frac{H_0 \omega_0}{\omega} \int U_e dt$

3-1) $H_0 = -10 ; \varphi = 5.48 ; \omega_0 = 5216 \text{ rad.s}^{-1} ; f_0 \approx 830 \text{ Hz}$

3-2) la bande passante est large $|H(\omega)| = \frac{H_{\max}}{\sqrt{2}}$

$$\frac{|H_0|}{\sqrt{1 + \varphi^2(n - \frac{1}{n})^2}} = \frac{|H_0|}{\sqrt{2}} \Rightarrow \varphi^2(n - \frac{1}{n})^2 = 1$$

$$\varphi(n - \frac{1}{n}) = \pm 1 \Rightarrow n^2 \pm \frac{n}{\varphi} - 1 = 0 \quad (2^{\text{e}} \text{ et } 1^{\text{e}} \text{ de})$$

$$\Delta = \frac{1}{\varphi^2} + 4 > 0 \rightarrow (4 \text{ solutions et } 2 \text{ à rejeter } (< 0))$$

$$b_{1,2} = \left[\pm \frac{1}{2\varphi} + \sqrt{1 + \frac{1}{4\varphi^2}} \right] b_0 > 0$$

$$b_{3,4} = \left[\pm \frac{1}{2\varphi} - \sqrt{1 + \frac{1}{4\varphi^2}} \right] b_0 < 0 \text{ à rejeter}$$

$$b_2 - b_1 = \frac{b_0}{\varphi} = \Delta f \Rightarrow \Delta \omega = \frac{\omega_0}{\varphi}$$

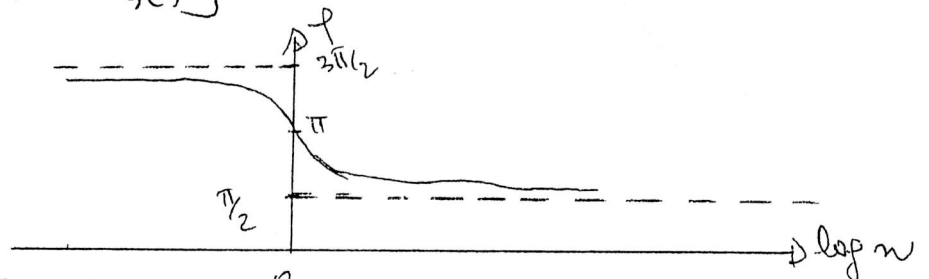
$\Delta f = 151 \text{ Hz}$: la bande passante est étroite : filtre sélectif (en effet $\varphi = 5.48 > 1$)

7°) $\varphi = \pi - \arctg \left[\varphi(n - \frac{1}{n}) \right]$

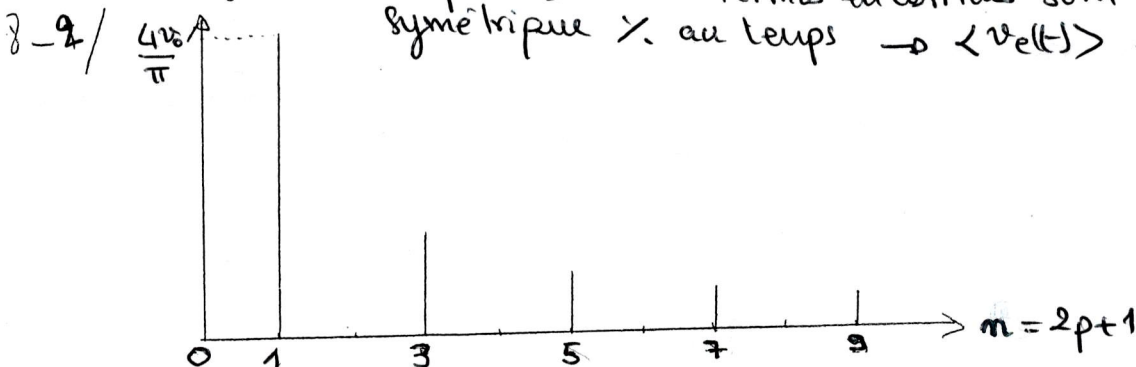
$n \rightarrow \infty ; \varphi \rightarrow \frac{3\pi}{2}$

$n \rightarrow \infty ; \varphi \rightarrow \frac{\pi}{2}$

$n = 1 ; \varphi = \pi$



8-1 / le signal est impair $\rightarrow$ tous les termes en cosinus sont nuls, de plus il est symétrique $\%$ au temps $\rightarrow \langle v_e(t) \rangle = 0$



8-3/

harmonique	amplitude de u_e	$n = \frac{\omega}{\omega_0}$	$ H $	amplitude de u_s
1	$\frac{4V_0}{\pi} = 1,27V_0$	1	10	$\frac{40V_0}{\pi} = 12,7V_0$
3	$\frac{4V_0}{3\pi} = 0,42V_0$	3	0,68	0,28 V_0
5	$\frac{4V_0}{5\pi} = 0,25V_0$	5	0,38	0,096 V_0

les harmoniques de rang > 1 sont fortement atténuées par l'action du filtre car leurs fréquences se trouvent en dehors du B.P $\Rightarrow u_s(t) = \underset{10}{|H|} \cdot \frac{4V_0}{\pi} \sin\{\omega_0 t + \varphi(n=1)\}$

$$u_s(t) = -\frac{40V_0}{\pi} \sin \omega_0 t$$

$$8-4-1) \text{ on veut } \omega_0' = 3\omega_0 = \frac{1}{C'} \sqrt{\frac{R_1+R}{R_1 R_2 R}} = \frac{3}{C} \sqrt{\frac{R_1+R}{R_1 R R_2}}$$

$$\Rightarrow C' = \frac{C}{3} = 7 \text{ nF}$$

8-4-2) si la fréquence centrale du filtre est $3f_0$, vu que le filtre est sélectif $\Rightarrow u_s(t) = -\frac{40}{3\pi} V_0 \sin(3\omega_0 t)$

Exercice 2

① Condition de Shannon : $f_{\text{ech}} \geq 2 f_{\text{max}}$

② • $S_1(t) = A \sin(2000\pi t) = A \sin(2 \times 1000\pi t)$

$$\rightarrow f_{\text{emin}} = 2 \times 1000 = 2 \text{ KHz}$$

• $S_2(t) = A \sin(20\pi t) \rightarrow f_{\text{emin}} = 20 \text{ Hz}$

• $S_3(t) = A(\sin(2000\pi t) + \sin(20\pi t))$

$$f_{\text{max}} = 1000 \text{ Hz} \rightarrow f_{\text{emin}} = 2000 \text{ Hz}$$

• $S_4(t) = B \sin(2000\pi t) \cdot \sin(20\pi t)$

$$= \frac{B}{2} [\cos(2\pi t \times 980) - \cos(2\pi t \times 1010)]$$

$$f_{\text{max}} = 1010 \text{ Hz} \rightarrow f_{\text{emin}} = 2020 \text{ Hz}$$

• $S_5(t) = B \sin^2(2000\pi t)$

$$= \frac{B}{2} (1 - \cos 2\pi t \times 2000) = \frac{B}{2} - \frac{B}{2} \cos 2\pi t \times 2000$$

$$f_{\text{max}} = 2000 \text{ Hz} \rightarrow f_{\text{emin}} = 4 \text{ KHz}$$

③ $S_6(t) = \frac{8A}{\pi^2} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{1}{(2k+1)^2} \sin(2\pi \times 1000 (2k+1) t)$

$$\frac{A_{(2k+1)}}{A_1} \leq 1\% \rightarrow \frac{1}{(2k+1)^2} \leq \frac{1}{100} \rightarrow 2k+1 \geq 10 \rightarrow k \geq 4.5$$

or $k \in \mathbb{N} \Rightarrow$ à partir de $k=5$ donc à partir de la 11^{ème} harmonique, les amplitudes sont $< 1\%$ de celle de

fondamental.

$$f_{\max} = 3 \text{ kHz} \rightarrow f_{\min} = 18 \text{ kHz}$$

(4-1- le signal rectangulaire étant discontinu par contre le signal triangulaire est un signal continu.

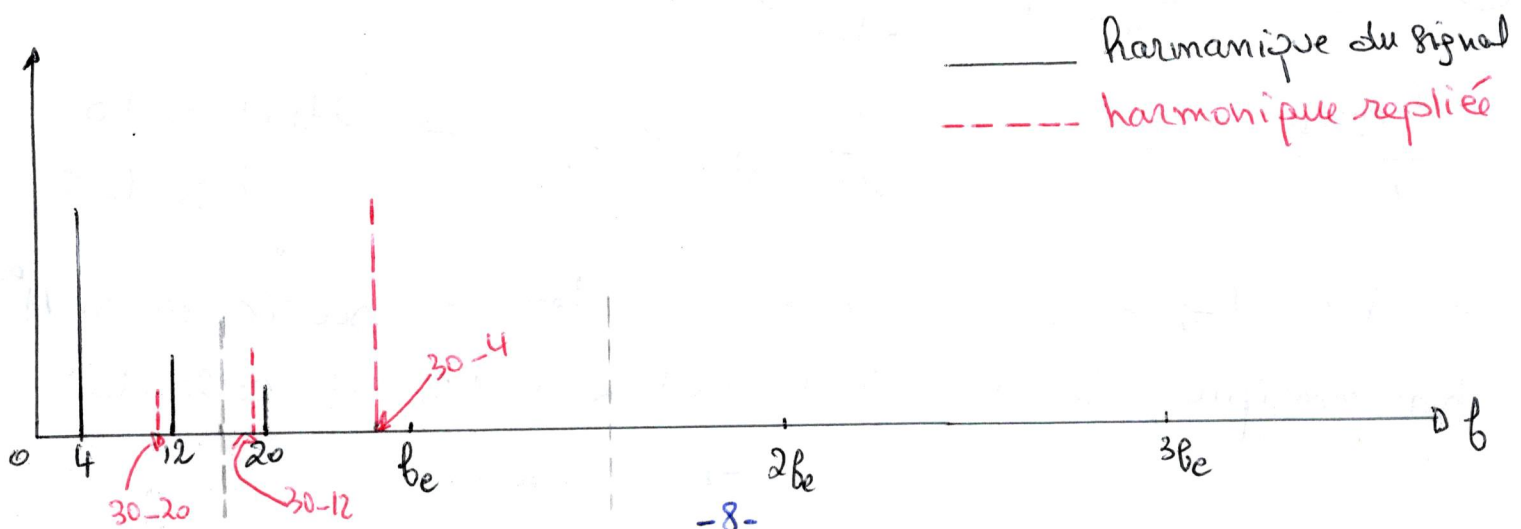
→ conséquence : le spectre du signal rectangulaire est plus riche en harmoniques de hautes fréquences

la décroissance des amplitudes des harmoniques est plus rapide (en $\frac{1}{n^2}$) pour le triangulaire $\Rightarrow$ spectre moins riche.

(4- $f_0 = 4 \text{ kHz}$; $f_e = 30 \text{ kHz}$

*) un tel signal comporte une infinité d'harmoniques ($k \rightarrow \infty$), il est donc impossible de définir $f_{\max}$ et de trouver une fréquence d'échantillonnage qui respecte parfaitement le critère de Shannon.

*) Le spectre du signal échantillonné contient les fréquences $nf_e \pm (2k+1)f_0 \rightarrow$ le phénomène de repliement du spectre se produit rapidement avec la valeur de $f_e = 30 \text{ kHz}$ (car elle est faible)



4-3- $\frac{A_{2k+1}}{A_1} \leq \frac{1}{100} \rightarrow 2k+1 \geq 100$

$f_{\min} = 2 f_{\max} = 2 \times 99 \times f_0 = 792 \text{ KHz}$

⑤ on filtre analogique de fréquence la coupure f_c possède la fonction de transfert $H(j\omega) = \frac{1}{1+j\frac{\omega}{\omega_c}} = \frac{1}{1+j\frac{f}{f_c}}$

⑥ $H = \frac{2}{2} - \frac{1}{1+j\frac{\omega}{\omega_c}} \Rightarrow \frac{2}{2} (1+j\frac{\omega}{\omega_c}) = \frac{2}{2} = \frac{2}{2} (1+j\frac{\omega}{2\pi f_c})$

L'eq diff associée est : $e(t) = s(t) + \frac{1}{2\pi f_c} \frac{ds(t)}{dt}$

on assimile la dérivée au taux de variation pendant

la durée d'échantillonnage : $\frac{ds}{dt} \Rightarrow \frac{s_{n+1} - s_n}{T_e}$

$e_{n+1} - s_{n+1} + \frac{1}{2\pi f_c} \frac{(s_{n+1} - s_n)}{T_e}$

$(e_{n+1} - s_{n+1}) 2\pi f_c \cdot T_e = s_{n+1} - s_n \Rightarrow s_{n+1} = s_n + 2\pi f_c T_e (e_{n+1} - s_{n+1})$
 $\beta = T_e \cdot f_c$

⑦ $\beta = T_e f_c \Rightarrow f = \beta f_c$

pour $f_c = 1 \text{ KHz} \Rightarrow f = 100 \text{ Hz}$

pour $f_c = 10 \text{ KHz} \Rightarrow f = 1 \text{ KHz}$

ce la f_c d'un filtre numérique n'est pas intrinsèque (comme ds le cas d'un filtre analogique) mais elle dépend de la fréquence d'échantillonnage.

Exercice 3 : Etude du spectre d'un signal de rapport cyclique α

$$s(t) = \alpha E + 2\alpha E \sum_{n=1}^{\infty} \frac{|\sin(n\alpha\pi)|}{n\alpha\pi} \cos(n\omega_0 t)$$

1) $s(t)$ est paire d'où l'absence des termes en sinus de la décomposition en série de Fourier de $s(t)$ ($b_n = 0$)

2) $\langle s(t) \rangle = \alpha E$

• le fondamental correspond à l'harmonique de rang 1

$$S_1 = 2\alpha E \cdot \frac{|\sin(\alpha\pi)| \cos \omega_0 t}{\alpha\pi} = \frac{2E}{\pi} |\sin(\alpha\pi)| \cos(\omega_0 t)$$

$$S_8 = 2\alpha E \cdot \frac{|\sin(8\alpha\pi)| \cos 8\omega_0 t}{8\alpha\pi} = \frac{2E}{8\pi} |\sin(8\alpha\pi)| \cos(8\omega_0 t)$$

$$S_{12} = 2\alpha E \cdot \frac{|\sin(12\alpha\pi)| \cos 12\omega_0 t}{12\alpha\pi} = \frac{2E}{6\pi} |\sin(12\alpha\pi)| \cos(12\omega_0 t)$$

$$S_2 = 2\alpha E \cdot \frac{|\sin(2\alpha\pi)| \cos 2\omega_0 t}{2\alpha\pi} = \frac{E}{\pi} |\sin(2\alpha\pi)| \cos(2\omega_0 t)$$

• la fréquence du signal est la fréquence du fondamental

$$\text{on a } 5f_0 = 2 \text{ kHz} \Rightarrow f_0 = 0,4 \text{ kHz} = 400 \text{ Hz}$$

• pour éliminer la composante continue du signal on utilise un filtre passe haut de fréquence de

$$\text{coupure} \ll f_0 \rightarrow f_c \simeq 4 \text{ Hz}$$

3) l'amplitude de l'harmonique de rang n de ce signal est $a_n = 2\alpha E \frac{|\sin(n\alpha\pi)|}{n\alpha\pi}$

③ $a_m = 0$ si $m\alpha\pi = p\pi$ avec $p \neq 0$

$\frac{1}{m} = \frac{\alpha}{p}$ or $f_m = m f_0 = \frac{p}{\alpha} f_0$; $p \in \mathbb{N}^*$

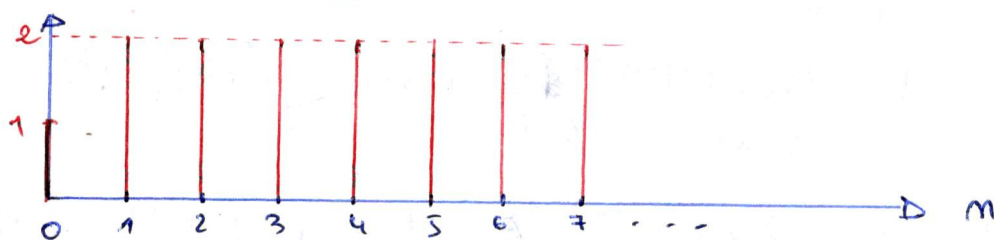
4° L'harmonique n° 8 a une amplitude nulle

$8 = \frac{1}{\alpha} \Rightarrow \alpha = \frac{1}{8}$ ($p=1$: 1^{er} annulat° de $\frac{\sin n}{n}$)

$\langle S(t) \rangle = 25 \text{ mV} = \alpha E \Rightarrow E = \frac{25 \text{ mV}}{\alpha} = 25 \times 8$
 $E = 200 \text{ mV}$

5° si $\alpha \rightarrow 0 \rightarrow \frac{|\sin(m\alpha\pi)|}{m\alpha\pi} \rightarrow 1$

$\Rightarrow S(t) = 1 + 2 \sum_{n=1}^{\infty} \cos(n\omega_0 t)$



Ce signal est utilisé dans l'opérateur d'échantillonnage.

6° $\alpha = 0,5$

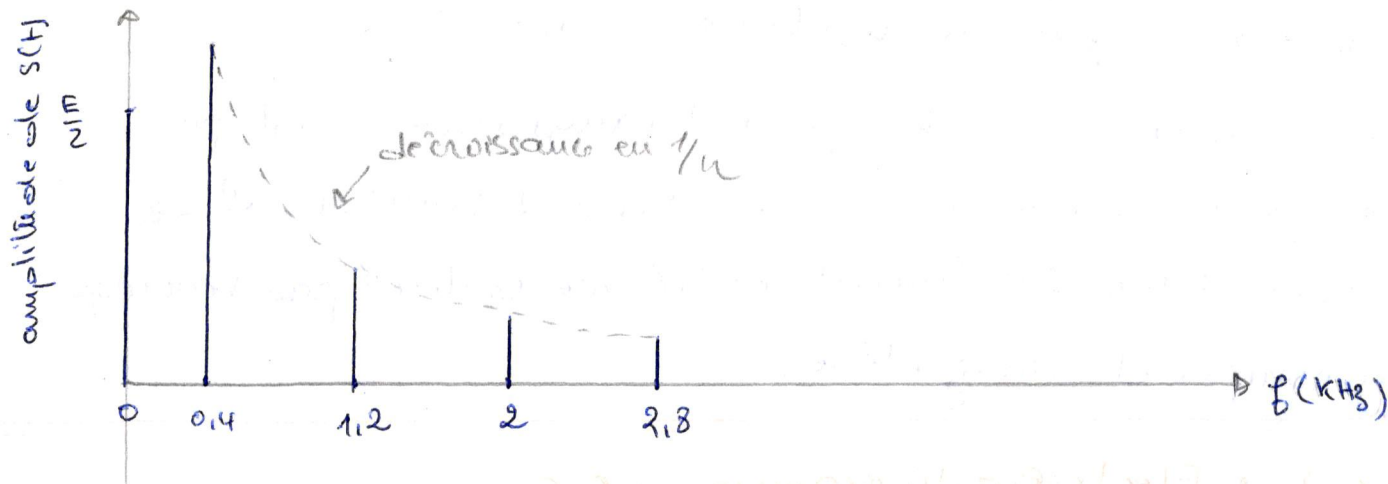
$S(t) = \frac{E}{2} \left[1 + 2 \sum_{n=1}^{\infty} \frac{|\sin \frac{n\pi}{2}|}{\frac{n\pi}{2}} \cos(n\omega_0 t) \right]$

si $n = 2k \rightarrow |\sin k\pi| = 0$

si $n = 2k+1 \rightarrow \left| \sin \left((2k+1) \frac{\pi}{2} \right) \right| = 1$

$S(t) = \frac{E}{2} \left[1 + \frac{4}{\pi} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{\cos((2k+1)\omega_0 t)}{2k+1} \right]$

$S(t) = \frac{E}{2} + \frac{2E}{\pi} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{\cos((2k+1)\omega_0 t)}{2k+1}$



$$\frac{E}{2} = 100 \text{ mV}$$

$$a_1 = \frac{2E}{\pi} = 127,32 \text{ mV} > \frac{E}{2}$$

7-1) pour $S(t) = \langle S \rangle + \sum_{n=1}^{\infty} D_n \cos(n\omega t + \varphi_n)$

$$TDH = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} \frac{D_n^2}{2}}}{\frac{D_1}{\sqrt{2}}} = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} D_n^2}}{D_1}$$

7-1) pour un signal sinusoïdal $\sum_{n=2}^{\infty} D_n^2 = 0 \Rightarrow$
 $TDH = 0\%$

7-2) $S(t) = \frac{E}{2} + \frac{2E}{\pi} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{\cos((2k+1)\omega t)}{2k+1}$

$$\sum_{n=2}^{\infty} \frac{D_n^2}{2} = S_{\text{eff}}^2 - \langle S(t) \rangle^2 = \frac{D_1^2}{2}$$

calculons $S_{\text{eff}}^2 = \frac{1}{T_0} \int_{-T_0/4}^{T_0/4} E^2 dt = \frac{E^2}{2}$

$$\rightarrow \sum_{n=2}^{\infty} \frac{D_n^2}{2} = \frac{E^2}{2} - \left(\frac{E}{2}\right)^2 - \left(\frac{2E}{\pi}\right)^2 \times \frac{1}{2} = \frac{E^2}{4} - \frac{2E^2}{\pi^2}$$

$$TDH = \sqrt{\frac{\frac{E^2}{4} - \frac{2E^2}{\pi^2}}{\frac{2E^2}{\pi^2}}} = \sqrt{\frac{\pi^2}{8} - 1} = 0,4834$$

$TDH = 48,34\%$

7-3/ pour un signal triangulaire $TDH = 12,1\%$

on peut conclure que le signal triangulaire n'est pas très distordu (déformé) % au signal sinusoïdal $\rightarrow$ il se reconstitue facilement et il ne contient pas beaucoup d'harmonique de rang élevé.

Exercice 4

① Les fréquences audibles sont situées ds l'intervalle $[20\text{Hz}, 20\text{kHz}]$

• Pour enregistrer tout le domaine audible la fréquence d'échantillonnage minimale f_{em} doit être égale à $2f_{max}$

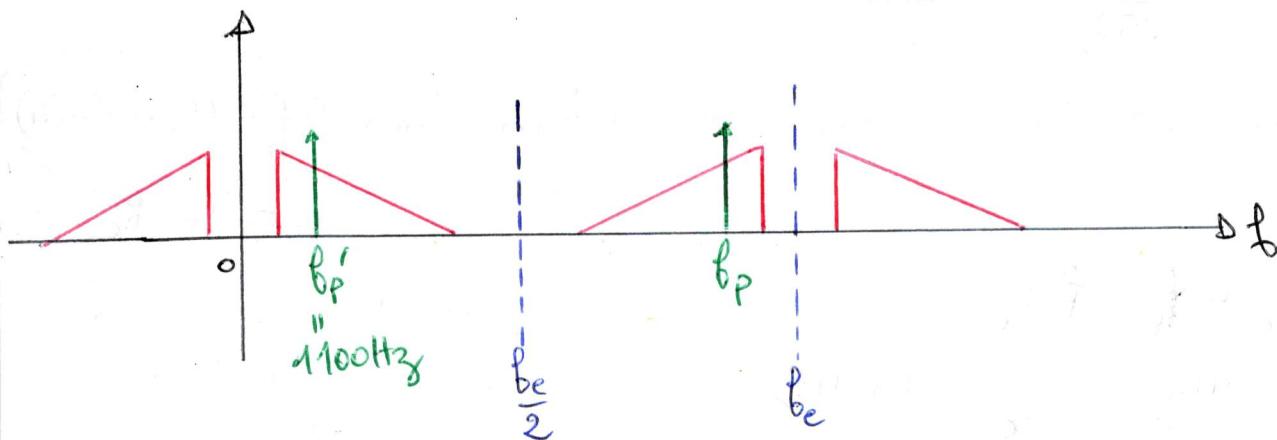
$$\Rightarrow f_{em} = 40\text{kHz}$$

• $f_e = 44100\text{ Hz} > f_{em} = 40000\text{ Hz} \rightarrow$ c'est une fréquence compatible avec le critère de Shannon.

② Les fréquences enregistrées sont celles situées ds $[20\text{Hz}, 20\text{kHz}]$

⊕ une fréquence parasite $f_p = 43000\text{ Hz}$

ⓐ Spectre du signal échantillonné



$f_p = 43000 \Rightarrow$ la fréquence repliée est $f'_p = f_e - f_p = 1100\text{ Hz}$

ⓑ À cause du repliement, la fréquence non audible f_p devient audible $f'_p = 1100\text{ Hz} \in$ spectre audible.

En effet cette fréquence parasite est captée par le microphone, elle est donc enregistrée et envoyée vers le haut-parleur et lors de l'écoute du CD elle devient audible.

$$(4-c) \frac{A_{2k+1}}{A_1} \leq \frac{1}{100} \rightarrow 2k+1 > 100$$

$$f_{\min} = 2 f_{\max} = 2 \times 99 \times f_0 = 792 \text{ kHz}$$

(5) un filtre analogique de fréquence de coupure f_c possède la fonction de transfert $H(j\omega) = \frac{1}{1+j\frac{\omega}{\omega_c}} = \frac{1}{1+j\frac{\omega}{2\pi f_c}}$

$$(6) \underline{H} = \frac{\underline{s}}{\underline{e}} = \frac{1}{1+j\frac{\omega}{\omega_c}} \Rightarrow \underline{s} (1+j\frac{\omega}{\omega_c}) = \underline{e} = \underline{s} (1+j\frac{\omega}{2\pi f_c})$$

L'éq diff associée est : $e(t) = s(t) + \frac{1}{2\pi f_c} \frac{ds(t)}{dt}$

en assimilant la dérivée au taux de variation pendant la durée d'échantillonnage : $\frac{ds}{dt} \rightarrow \frac{s_{n+1} - s_n}{T_e}$

$$e_{n+1} = s_{n+1} + \frac{1}{2\pi f_c} \frac{(s_{n+1} - s_n)}{T_e}$$

$$(e_{n+1} - s_{n+1}) 2\pi f_c \cdot T_e = s_{n+1} - s_n \Rightarrow s_{n+1} = s_n + 2\pi f_c T_e (e_{n+1} - s_{n+1})$$

$$\beta = T_e \cdot f_c$$

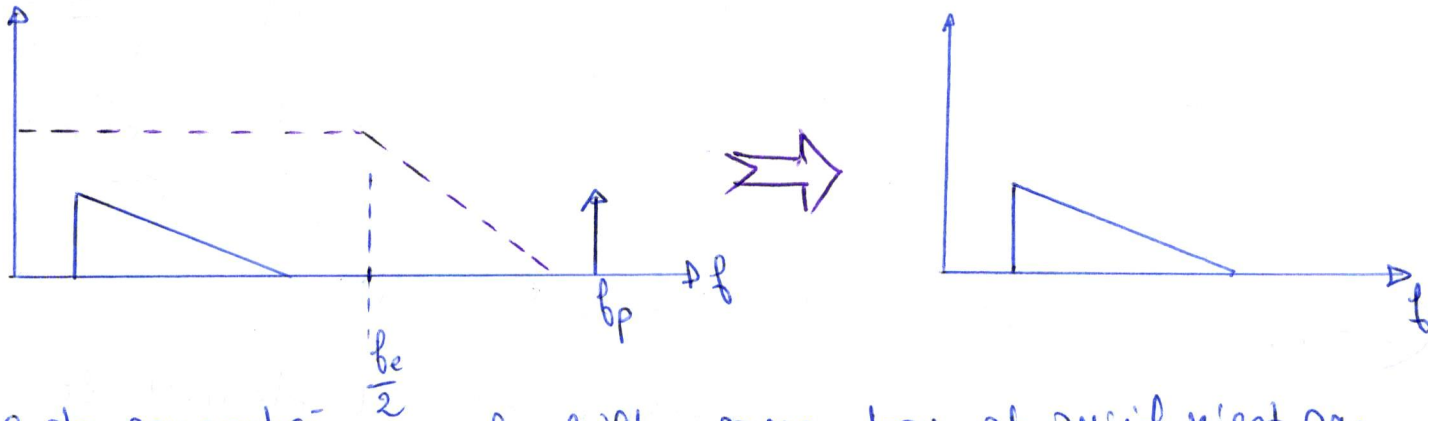
$$(7) \beta = T_e \cdot f_c \Rightarrow f_c = \beta f_e$$

• pour $f_e = 1 \text{ kHz} \rightarrow f_c = 100 \text{ Hz}$

• pour $f_e = 10 \text{ kHz} \rightarrow f_c = 1 \text{ kHz}$

cc la f_c d'un filtre numérique n'est pas intrinsèque (comme ds le cas d'un filtre analogique) mais elle dépend de la fréquence d'échantillonnage.

© Un filtre passe-bas avec $f_c = \frac{f_e}{2} = 22050 \text{ Hz}$ permet de supprimer les hautes fréquences susceptibles de se replier à plus basses fréquences.



(d) Le pb rencontré avec le filtre passe-bas et qu'il n'est pas idéal : le risque est qu'il commence à filtrer les hautes fréquences audibles (voisines de 20 kHz) et garder un peu des fréquences $> 20 \text{ kHz}$ susceptibles de se replier.

→ c'est pour cette raison que $f_e > 40 \text{ kHz}$

- les fréquences $< f_{\text{max}} = 20 \text{ kHz}$ doivent passer
- Les fréquences $> f_e - f_{\text{max}} = 24,1 \text{ kHz}$ doivent être coupées pour éviter leur repliement.

Plus l'ordre du filtre est grand, plus le filtrage des hautes fréquences audibles est faible et plus la coupure des fréquences $> 24,1 \text{ kHz}$ est rapide.

(3-a) $f_e = 44100 \text{ Hz}$ sur 16 bits avec 2 signaux

1 seconde → $44100 \times 16 \times 2 = 1411200 \text{ bits}$

La fréquence d'échantillonnage donne le nb de mesures effectuées chaque seconde, or chaque mesure contient 16 bits donc en stéréo (2 signaux) on a besoin de $(f_e \times 16 \times 2 \text{ bits})$ pour enregistrer une seconde. -11-

(3-b)

1 octet $\rightarrow$ 8 bits

700 Mo $\rightarrow 700 \times 10^6 \cdot 8 = 56 \cdot 10^8$ bits

$$\left\{ \begin{array}{l} 1 \text{ s} \rightarrow 1.411.200 \text{ bits} \\ \Delta t \rightarrow 56 \cdot 10^8 \text{ bits} \end{array} \right\} \Rightarrow \Delta t = \frac{56 \cdot 10^8}{1.411.200} = 66 \text{ min}$$

durée d'enregistrement
d'un CD

(3-c) Compression du CD $\rightarrow$ CD MP3

avec un taux de compression allant de 4 à 20
sur le CD précédent on pourra donc enregistrer
un concert de durée allant de

$$66 \times 4 = 4 \text{ h } 24 \text{ min jusqu'à}$$

$$66 \times 20 \approx 22 \text{ h}$$

