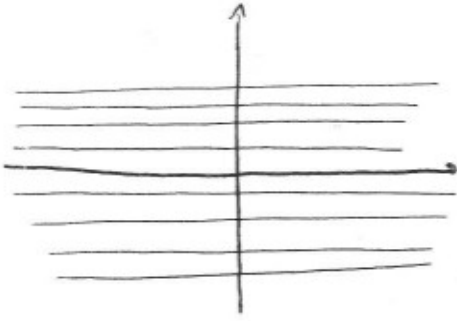


1) Le niveau est codé en 8 bit, on a 2^8 niveaux de tension possible.

RAPPEL DU
N° DE PLACE



~~En 2V/can~~

$$\frac{2V}{2^8} = \frac{2}{256}$$

* En 500 mV/can, on utilise 4 canaux $\left(\frac{2V}{500mV}\right)$

Les 8 canaux étant discrétisés en 256 niveaux.

$$\text{On utilise } \frac{256}{\left(\frac{8}{4}\right)} \text{ niveaux} \Rightarrow \text{can} = \frac{2V}{128}$$

* En 1V/can, on utilise 2 canaux $\left(\frac{2V}{1V}\right)$

$$\text{On utilise } \frac{256}{\left(\frac{8}{2}\right)} = 64 \text{ niveaux} \Rightarrow \text{can} = \frac{2V}{64}$$

* En 2V/can $\Rightarrow \text{can} = \frac{2V}{32}$

* En 5V/can $\Rightarrow \text{can} = \frac{2V}{12}$

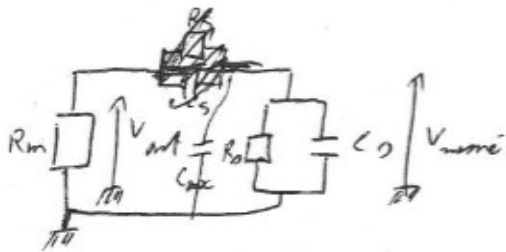
$$\text{On utilise } \left(\frac{2V}{5V}\right) = 0,4 \text{ canaux} \Rightarrow \text{on utilise } \frac{256}{\left(\frac{8}{0,4}\right)} = \frac{256}{20} = 12,8 \text{ niveaux} = 12 \text{ niveaux}$$

2) Approximativement, le niveau efficace de bruit vaut 6σ .

Il a 1V d'amplitude, et $[0,6; 1,4] = [1V - 2\sigma, 1V + 2\sigma]$, et comme le bruit est gaussien, $P(V_{\text{Luit}})$ est 1 gaussienne et donc comme on sait que dans $[\sigma, -2\sigma, \sigma, +2\sigma]$ on a 95% des valeurs, on a 95% de chance de tomber entre 0,6 et 1,4.

7) Uniquement, à 0, 1 Hz a - pour pas synchroniser en mode ant (donc que cela marche pour l'impédance). Mais en mode normal un signal C° n'est pas observable (absorption à 0)
 Un ~~autre~~ synchronisation dans le normal est en jouant sur le level, à obtenir 1 base stable (à quel niveau faut T, ↓ ou ↑ es marche)

4) $V_{out} = R_m i$ / fréquence de i = 1 kHz, 10, puis 500 kHz



~~$Z_{eq} = \frac{R_m + R_0}{1 + j\omega C_0(R_m + R_0)}$~~
 $Z_{eq} = \frac{1}{\frac{1}{R_m} + \frac{1}{R_0} + j(\omega C_0)}$

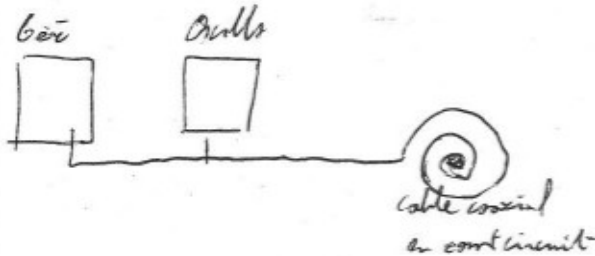
On a donc $|Z_{eq}| = \frac{1}{\sqrt{(\frac{1}{R_m} + \frac{1}{R_0})^2 + (\omega C_0)^2}}$

et $100 \frac{|Z_{eq}| - R_m}{R_m} > 4 ?$

$R_m = 306 \Omega$
 $R_0 = 1 M \Omega$
 $C_{osc} = 10 pF$
 1m cable coaxial \leftrightarrow 100 pF

5) Un gène l'écrit à 50 km du gène, l'axe qui arrive directement met $t = \frac{50 \times 10^{-2}}{c}$

, l'axe réfléchit met $t = \frac{10 + 0,5}{c}$



Le signal a une période $\frac{10}{c}$ et de largeur

$\frac{10 \times 10^{-3}}{3} \Rightarrow 0,3 \times 10^8 \text{ Hz} = 30 \text{ MHz} =$

La largeur doit être $< \frac{10}{c}$

6) $f_c > 2 / \tau = 880 \text{ Hz}$ (critère de Shannon)

Or, $f_c = \frac{N}{T_0} > 2 / \tau$

$N = 2 \times 500 \times 10 = 1000$ point commutés

Et $\Delta F = \frac{1}{T_0} > \frac{10}{2 \times 5000} = \frac{440}{2 \times 5000} \Rightarrow T_0 = 10 \mu s$ nécessaire

7) Translation de fréquence en multipliant par un signal de fréquence $f_c / f_c - 460 \gg \Delta f$
 (2500 port en 5000 Hz par exemple)
 Puissance obtenue en sortie

8) On veut $\left| \frac{V_S}{V_E} \right| = 10 \Rightarrow G = 20 \log 10 = 20 \text{ dB}$

On $f_0 G = 3 \times 10^6 \text{ Hz} \Rightarrow f_0 = \frac{3 \times 10^6}{20} = 150\,000 \text{ Hz}$

On nous on a $f \in [20 \text{ Hz}, 2 \text{ kHz}]$ (signal audio)

Hypothèse:

Système amplificateur : 1^{er} ordre passe bas : $H = \frac{G}{1 + j \frac{f}{f_0}}$

Au quelle cas, l'angle n'altère pas le spectre ($f \ll f_0$)

Effet non linéaire : non car $V_S = 10 \text{ V} < V_{sat} = 15 \text{ V}$

Amplification $T = \frac{1}{2 \times 10^3}$
 $f_{corte} = \frac{10}{\frac{1}{2 \times 10^3}} = 2 \times 10^3 = 2 \text{ kHz} < 10^7$

Pour un signal de $500 \pm 2 \text{ kHz}$, $a = |>|_0 \Rightarrow$ atténuation forte, et à ce plus la dérive
 - entre dérivés

9) Le slew rate triangulaire le f signal et la fréquence est trop élevée (il ne peut pas suivre)
 Un câble coaxial de 1m a 1 capa de 100 pF \Rightarrow même si on utilise le condensateur
 de 100 nF, le câble coaxial qui reste V- comme le capa.

Cependant, le capa est 1000 fois plus petite $\Rightarrow T' = T \times 10^{-3} \Rightarrow T' = 10^{-3}$
 \downarrow
 linéarisation

Pour mesurer C_{coax} , comme on sait que ~~le gain est de 6 dB~~ $T = 2RC \ln(1 + \frac{2R_1}{R_2})$

On mesure T et on en déduit C_{coax} . Pour plus de précision, on mesure plusieurs T.

On peut faire cela au a a 6 :

10) - Mesure de $R_1 = R_1 = 10,11 \text{ k}\Omega$ avec incertitude 0,5% de lecture + 4 digits

$$\Delta R_1 = \left(\frac{0,5}{100} \times 10,11\right) + (4 \times 0,01) = 91 \Omega$$

- Mesure de $R_2 = R_2 = 9,980 \text{ k}\Omega$

$$\Delta R_2 = \left(\frac{0,5}{100} \times 9,980\right) + (4 \times 0,01) = 54 \Omega$$

- Mesure de R : $\Delta R = \left(\frac{0,5}{100} \times 4,755\right) + (4 \times 0,001) = 28 \Omega$

- Mesure de C $\Delta C = \left(\frac{1}{100} \times 101,3\right) + (10 \times 0,1) = 2,0 \text{ nF}$

$$\delta T = \sqrt{\left|\frac{\partial T}{\partial R_1}\right|^2 \delta R_1^2 + \left|\frac{\partial T}{\partial R_2}\right|^2 \delta R_2^2 + \left|\frac{\partial T}{\partial C}\right|^2 \delta C^2} = 2,3 \times 10^{-5} \text{ s}$$

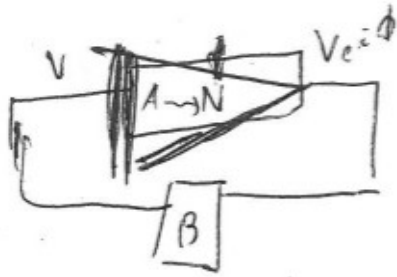
$$\Rightarrow T = 1,067 \pm 0,023 \text{ ms}$$

Confiance à 95% : $[T - 2\delta T, T + 2\delta T] = [1,021 \text{ ms}, 1,113 \text{ ms}]$

ou bien $1,029 \text{ ms} \pm 0,002 \text{ ms} \leq T \leq 1,021 \pm 0,002 \text{ ms}$

11) ~~Estabilité en phase et~~

RAPPEL DU
N° DE PLACE



$$NB = -1 \Rightarrow \arg N + \arg B = +\pi$$

$$\delta\theta + d\phi = 0 \quad \downarrow d-$$

$$\delta\theta = - \left(\frac{\partial\theta}{\partial\omega} \right)_{\omega_0} d\omega \Rightarrow \frac{\delta\omega}{\delta\theta} \approx - \frac{1}{\left(\frac{\partial\phi}{\partial\omega} \right)_{\omega_0}}$$

$$k B(p) = \frac{-\frac{1}{3}}{1 + Q\left(\frac{p}{\omega_0} + \frac{\omega_0}{p}\right)} = \frac{-\frac{1}{3}}{1 + 2jQ \frac{\omega_0 - \omega}{\omega_0}} \Rightarrow \phi = -\arctan\left(2Q \frac{\delta\omega}{\omega_0}\right)$$

$$\frac{\delta\omega}{\delta\theta} = -\frac{\omega_0}{2Q}$$

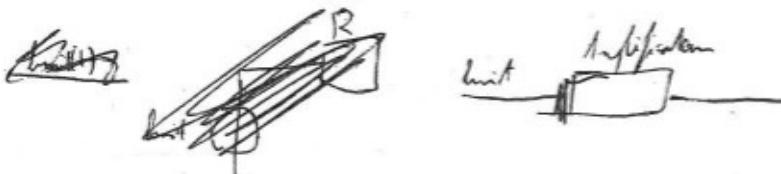
$Q = \frac{1}{3}$ ici \Rightarrow petite fluctuation de phase entraîne de fortes fluctuations de fréquence

12) $DSP = 4k_B T R$

$$V_{\text{bruit}}^2 = (200 \text{ mV})^2 = G^2 \times DSP \times B_{\text{eq}} \Rightarrow G_0 = \sqrt{\frac{1}{DSP \times B_{\text{eq}}}} \times \frac{1}{200 \times 10^{-3}}$$

} G_0 risque d'influence

il mesure la DSP du bruit amplifié (= DSP_{out}) puis $DSP_{\text{in}} = \frac{DSP_{\text{out}}}{G^2}$



$$13) \quad \begin{array}{r} 19,9723 \text{ BPP} \\ 0,148469 \\ \hline - 0,00148374 \\ \hline 19,823816 \end{array}$$

2 bits de résolution n'est pas possible puisque l'histogramme a une largeur de 1 volt. Il n'est pas possible de coder un signal de 20mV placé dans 1 bit d'une de 1,8V.

Si on a 1 par d'histogramme large, on aura des barres voisines. Cela est dû à la discrétisation de la tension.

Par la suite, il faut que $\text{par d'histogramme} = n \times \frac{\text{qualité de conversion}}{2^8}$

14) $\sigma_{\text{signal}} > 10 \Rightarrow \sigma_{\text{bruit}} < \frac{\sigma_{\text{signal}}}{10} = \frac{6 \times 20 \text{ mV}}{10}$

$\sigma_{\text{off}} = 6 \sigma < 12 \text{ mV}$

$\sigma_{\text{off}} \approx 6 \sigma = 1$ à la limite

Par définition, $V_{\text{eff}}^2 = \int_0^{f_{\text{max}}} \text{DSP}(f) df = \int_0^{f_{\text{max}}} \text{BW} df$

$V_{\text{eff}} = \sqrt{\text{BW} \times \text{DSP}}$

La résolution de la chaîne de mesure, $\sigma = 1/10 \Rightarrow \text{BW} > 10 \text{ Hz}$

La résolution $\frac{V_{\text{eff}}}{\sqrt{\text{DSP} \times \text{BW}}} > 10$

15) Le courant d'obscurité est de $3 \text{ A} \times 10^{-9} \text{ A}$

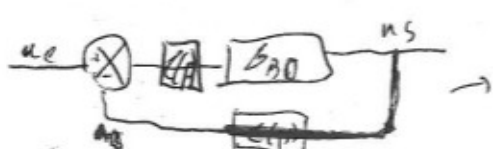
Alors que la LED en elle-même $200 \times 10^{-6} \text{ W} \times 0,5 \text{ A/W} \times 0,5\% = 45 \times 10^{-6} \text{ A}$

→ courant d'obscurité négligeable

$V_{\text{pd}} \gg V_{\text{ant}} = R_{\text{in}} i \approx 30 \times 10^3 \times 45 \times 10^{-6} = 1,3 \text{ V}$

Le photodiode peut être polarisée grâce à RC (filtre passe bas 1^{er} ordre)

16) $\epsilon(p) = A(1 + \frac{1}{\tau p})$



$$\xi(t) = e(t) - s(t) \rightarrow \xi(p) = E(p) - C(p) G_{BO} \xi(p)$$

$$\Rightarrow \xi(p) = \frac{E(p)}{1 + C(p) G_{BO}}$$

$$\lim_{p \rightarrow 0} p \xi(p) = \lim_{p \rightarrow 0} p E(p) \times \frac{1}{1 + A \left(1 + \frac{1}{\tau p}\right) \frac{K_{BO}}{1 + \tau_{BO} p}} = \lim_{p \rightarrow 0} \frac{p E}{1 + \frac{AK_{BO}}{\tau p}}$$

$$\frac{\tau p^2 E}{\tau p + AK_{BO}} \xrightarrow{p \rightarrow 0} 0$$

~~$\frac{E(p)}{1 + C(p) G_{BO}}$~~

$$t \rightarrow \infty \Leftrightarrow p \rightarrow 0$$

$$17) \xi(t) = e(t) - s(t) \Rightarrow \xi(p) = E(p) - C(p) G_{BO} \xi(p)$$

$$\xi \infty C(p) = \xi \infty \rightarrow \xi \infty = \frac{\xi \infty}{C(p)} = 0, \text{ da } C(p) = A \left(1 + \frac{1}{\tau p}\right) \Rightarrow \text{ident}$$

↓
+∞ an regime
permanat

$$u_s = F_{BO} \xi \infty = F_{BO} C \xi = F_{BO} C (u_e - u_s)$$

$$\Rightarrow \frac{u_s}{u_e} = \frac{F_{BO} C}{1 + F_{BO} C}$$

$$\text{da } F_{BO} = \frac{\sum_{i=1}^n a_i p^i}{\sum_{i=1}^n b_i q^i} \quad (q > 1) \sim \text{ganze mit physiquer}$$

$$\text{D'au } \frac{u_s}{u_e} = \frac{\sum_{i=1}^n a_i p^i}{\sum_{i=1}^n b_i q^i} A \left(1 + \frac{1}{\tau p}\right) \xrightarrow{p \rightarrow 0} 1 \quad \text{dne } u_s \rightarrow u_e$$

$$1 + \frac{\sum_{i=1}^n a_i p^i}{\sum_{i=1}^n b_i q^i} A \left(1 + \frac{1}{\tau p}\right)$$

$$\text{Par suite, } \xi \infty = u_e \frac{C(p)}{\dots} \xrightarrow{p \rightarrow 0} \frac{1}{0}$$

18) En augmentant K_C , on diminue la marge de gain \rightarrow le point de vente instable

\nearrow V_{gd} alors on a la rigidité de la pôle double (en augmentant la capa de jonction)

19) Si K_C la tension d'entrée est négative, aucun courant ne peut passer dans le transistor et donc on aurait l'entrée nulle quelque soit l'entrée

Si la tension d'entrée est $> 7V$, le MCC ne peut plus marcher car il est limité en vitesse. Le MCC se mettra ainsi à sa vitesse maximale.