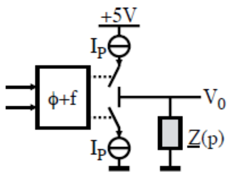
Synthétiseur de fréquence à PLL pour la bande CB ('citizen's band') à 27MHz

Cahier des charges

Fréquence centrale des canaux:	26.965 MHz à 27.925 MHz
Bande passante d'un canal:	10 kHz
Modulation:	NFM, AM, SSB
Circuit intégré synthétiseur à PLL avec:	
Oscillateur à quartz	4.096 MHz
Diviseur de référence par M	$M = 2^i$ i programmable de 1 à 14
Diviseurs programmables de boucle	
diviseur principal par N	binaire 13 bits
diviseur secondaire par A	binaire 5 bits
Pré-diviseur à double modulo P / P+1	8 / 9
Comparateur de phase-fréquence	-2π à $+2\pi$
Courant de sortie I_P de la pompe de charge	1 mA



Voltage Controlled Oscillator (VCO)	KVCO ≈ $12*10^6$ [rad/sV] (autour de 27.5MHz) caractéristiques dans l'annexe

Partie1:

- Déterminer la relation entre f_{OSC} et f_{REF} que l'on peut réaliser avec le circuit donné.
- Déterminer la résolution de fréquence nécessaire.
- Proposer une solution avec M = cst, N et A variables. Calculer les valeurs extrêmes pour couvrir la plage demandée.

Partie 2:

Dimensionner le filtre d'ordre 1 pour obtenir un amortissement voisin de 1 et un temps d'établissement t_s = 30 ms lors d'un changement de fréquence.

Augmenter l'ordre du filtre à 2 sans modifier la largeur de bande, ni la marge de phase de la boucle.

CORRECTIONS

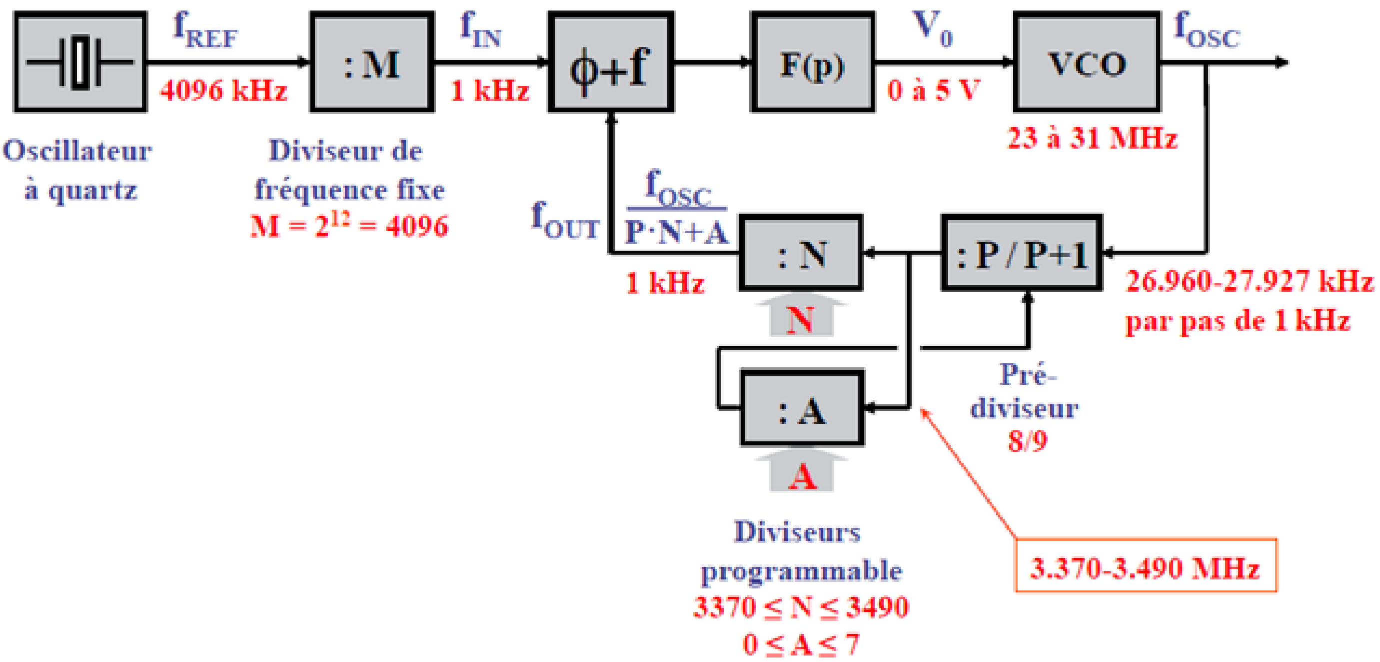
Partie 1 :

Avec le circuit proposé, on peut faire: $f_{OSC} = f_{IN} \cdot (P \cdot N + A) = \frac{f_{REF}}{M} \cdot (P \cdot N + A) = \frac{f_{REF}}{2^i} \cdot (P \cdot N + A)$

Pour minimiser le bruit de phase, on a avantage à avoir un facteur total de division (P·N+A) aussi petit que possible, donc f_{IN} aussi grande que possible.
Les temps d'établissement et de capture sont inversement proportionnels à f_{IN}, autre raison de rechercher une valeur de celle-ci aussi grande que possible.

Pour générer la fréquence centrale de chaque canal, on doit synthétiser f_{OSC} = 26'965, 26'975, 26'985, …27'895, 27'905, 27'915, 27'925 kHz. Ces valeurs sont des multiples entiers impairs successifs de 5 kHz.
Comme le facteur (P·N+A) est un entier programmable par pas unitaire, la valeur maximale possible de f_{IN} est 5 kHz.
Avec un diviseur par M en puissance de 2, il faudrait un oscillateur à quartz à $f_{REF} = 5000 \cdot 2^i$, par exemple 5.12 MHz.
Toutefois, avec l'oscillateur à quartz à 4.096 MHz imposé, qui est un composant commercial standard, et le diviseur par M en puissance de 2, il n 'est pas possible faire f_{IN} = 5 kHz. On cherche alors le plus grand sous-multiple entier de 5 kHz que l'on puisse obtenir, soit 1 kHz.

$$f_{OSC} = \frac{f_{REF}}{M} \cdot (P \cdot N + A) = \frac{f_{REF}}{2^i} \cdot (P \cdot N + A) = \frac{4096 \cdot 10^3}{2^{12}} \cdot (8 \cdot N + A) = 1000 \cdot (8 \cdot N + A)$$



$$f_{osc} = 1000 \cdot (8 \cdot N + A)$$

$$N = \text{entier}\left(\frac{f_{OSC}}{8000}\right)$$

$$A = \frac{f_{OSC}}{1000} - 8 \cdot N$$

Partie 2 :

Avec un comparateur de phase-fréquence et une sortie de type "charge-pump" le filtre sera intégrateur.

Filtre de degré 1 intégrateur avec un zéro

La PLL sera de degré 2 avec:

$$\omega_n = \sqrt{\frac{K_O \cdot K_D}{\tau_1}} = \sqrt{\frac{K_O \cdot K_D}{R_1 \cdot C}} \qquad \text{et} \qquad \frac{1}{Q} = 2\xi = \omega_n \cdot \tau_2 = \omega_n \cdot R_2 \cdot C$$

Pour un amortissement optimum, on impose: $\xi = 1 \iff Q = 0.5$

Avec un tel amortissement, la réponse à un saut de fréquence est stabilisée après un temps d'établissement: $t_s \approx 5/\omega_n$

$$\omega_n = \frac{5}{t_s} = \frac{5}{0.03} = 167\,[\mathrm{rad/s}]$$

Le facteur de division moyen est de:

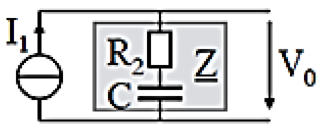
$$D_{moyen} = \frac{26'965 + 27'925}{2} = 27'445$$

Le VCO a un "gain" autour de 27.5 MHz de:

$$K_{VCO} \approx 12 \cdot 10^6\,[\mathrm{rad/sV}] \qquad \Rightarrow \qquad K_O = \frac{K_{VCO}}{D_{moy}} \approx \frac{12 \cdot 10^6}{27445} \approx 437\,[\mathrm{rad/sV}]$$

Le comparateur de phase a une sortie en courant avec un rapport:

$$\frac{I_{1\,moy}}{\phi_E} = \frac{I_P}{2\pi} = \frac{10^{-3}}{2\pi} \approx 160 \cdot 10^{-6}\,[\mathrm{A/rad}]$$



$$\frac{V_0(p)}{\phi_E(p)} = \frac{I_1(p)}{\phi_E(p)} \cdot \underline{Z}(p) = \frac{I_P}{2\pi} \cdot \left(R_2 + \frac{1}{pC}\right) = \frac{I_P}{2\pi} \cdot \frac{1 + pCR_2}{pC}$$

Le filtre ne contient pas de résistance R_1, mais par analogie avec la même relation pour un filtre intégrateur classique :

$$\frac{V_0(p)}{\phi_E(p)} = K_D \cdot \frac{1 + pCR_2}{pCR_1}$$

… on peut considérer un paramètre :

$$\left(\frac{K_D}{R_1}\right) = \frac{I_P}{2\pi} = \frac{10^{-3}}{2\pi} \approx 160 \cdot 10^{-6}\,[\mathrm{A/rad}]$$

$$C = \frac{K_O}{\omega_n^2} \cdot \left(\frac{K_D}{R_1} \right) = \frac{K_O}{\omega_n^2} \cdot \frac{I_P}{2\pi} \approx \frac{437 \cdot 160 \cdot 10^{-6}}{167^2} \approx 2.5 \cdot 10^{-6} \, [F] = 2.5 \, \mu F$$

… ou introduire une R_1 fictive et le K_D classique du comparateur de phase–fréquence logique :

$$R_1 = \frac{V_{DD}/2}{I} = 2500 \, [\Omega] \qquad \text{et} \qquad K_D = \frac{V_{DD}}{4\pi} = \frac{5}{4\pi} \approx 0.4 \, [V/rad]$$

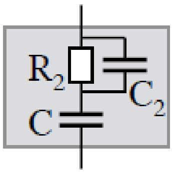
$$\tau_1 = \frac{K_O \cdot K_D}{\omega_n^2} \approx \frac{437 \cdot 0.4}{167^2} \approx 6.3 \cdot 10^{-3} \, [s] \quad => \quad C = \frac{\tau_1}{R_1} \approx \frac{6.3 \cdot 10^{-3}}{2500} \approx 2.5 \cdot 10^{-6} \, [F] = 2.5 \, [\mu F]$$

$$\tau_2 = \frac{1}{\omega_n \cdot Q} \approx \frac{1}{167 \cdot 0.5} \approx 12 \cdot 10^{-3} \, [s] \quad => \quad R_2 = \frac{\tau_2}{C} \approx \frac{12 \cdot 10^{-3}}{2.5 \cdot 10^{-6}} \approx 4800 \, [\Omega]$$

Résultat: la tension $v_O(t)$ sera constituée d'une composante continue comprise entre environ 1.4 V et 2 V, suivant la fréquence synthétisée, plus des impulsions positives ou négatives d'amplitude $I_P \cdot R_2 = 4.8 \, V_{crête}$. De telles impulsions vont saturer la sortie de la pompe de charge, puisque le circuit est alimenté avec $V_{DD} = 5$ V, ce qui modifie le comportement dynamique de la boucle. De plus ces impulsions provoquent une modulation parasite indésirable de la fréquence f_{OSC}.

D'où l'intérêt d'ajouter un second pôle au filtre !

Filtre de degré 2, intégrateur avec un zéro et un pôle non-nul, variante a

$\underline{Z}$ 

$$\underline{Z}(p) = \frac{1}{pC} + \frac{1}{\frac{1}{R_2} + pC_2} = \frac{1}{pC} + \frac{R_2}{1 + pC_2R_2} = \frac{1 + pR_2(C + C_2)}{pC \cdot (1 + pC_2R_2)}$$

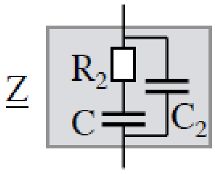
La fonction de transfert de la boucle PLL ouverte est :

$$\left. \frac{\phi_O(p)}{\phi_I(p)} \right|_{open} = \frac{I_P}{2\pi} \cdot \underline{Z}(p) \cdot K_O \cdot \frac{1}{p} = \frac{I_P \cdot K_O}{2\pi} \cdot \frac{1 + p(C + C_2)R_2}{p^2 C \cdot (1 + pC_2R_2)} = \frac{I_P \cdot K_O}{2\pi} \cdot \frac{1 + p\tau_2}{p^2 C \cdot (1 + p\tau_3)}$$

Pour avoir une marge de phase suffisante, il faut $\tau_3 << \tau_2$ donc $C_2 << C$:

$$\underline{H}_{open} \approx \frac{I_P \cdot K_O}{2\pi} \cdot \frac{1 + pCR_2}{p^2 C \cdot (1 + pC_2R_2)} = \frac{1}{\frac{p^2}{\omega_n^2}} \cdot \frac{1 + \frac{p}{\omega_2}}{1 + \frac{p}{\omega_3}} \qquad \text{avec} \quad \omega_3 = \frac{1}{\tau_3} = \frac{1}{R_2 \cdot C_2}$$

Filtre de degré 2, intégrateur avec un zéro et un pôle non-nul, variante b



$$\underline{Z}(p) = \frac{1}{\dfrac{1}{R_2 + \dfrac{1}{pC}} + pC_2} = \frac{1}{\dfrac{pC}{1+pCR_2} + pC_2} = \frac{1+pCR_2}{p(C+C_2)\cdot(1+p\dfrac{C\cdot C_2}{C+C_2}R_2)}$$

La fonction de transfert de la boucle PLL ouverte est :

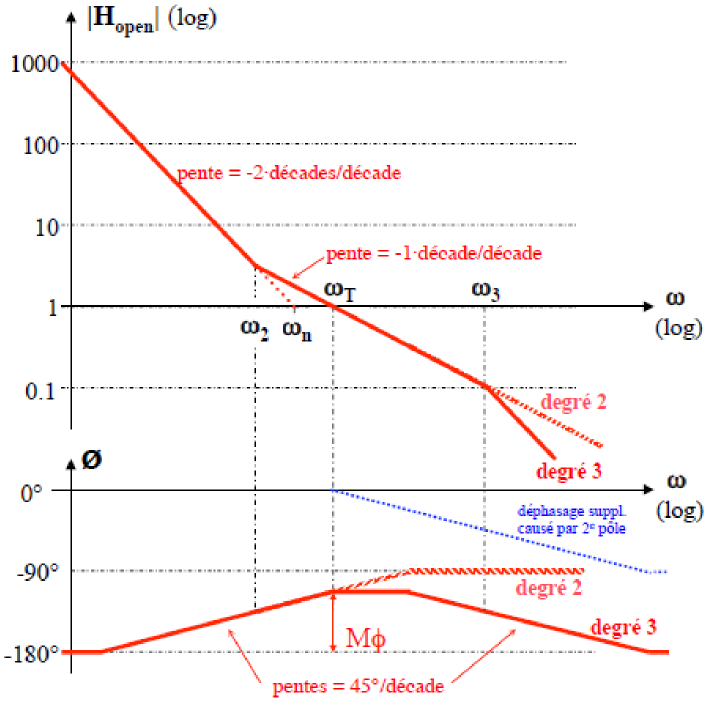
$$\left.\frac{\phi_0(p)}{\phi_I(p)}\right|_{open} = \frac{I_P}{2\pi}\cdot\underline{Z}(p)\cdot K_O\cdot\frac{1}{p} = \frac{I_P\cdot K_O}{2\pi}\cdot\frac{1+pCR_2}{p^2(C+C_2)\cdot(1+p\dfrac{C\cdot C_2}{C+C_2}R_2)} = \frac{I_P\cdot K_O}{2\pi}\cdot\frac{1+p\tau_2}{p^2 C_{tot}\cdot(1+p\tau_3)}$$

Pour avoir une marge de phase suffisante, il faut $\tau_3 << \tau_2$ donc $C_2 << C$:

$$\underline{H}_{open} \approx \frac{I_P\cdot K_O}{2\pi}\cdot\frac{1+pCR_2}{p^2 C\cdot(1+pC_2R_2)} = \frac{1}{\dfrac{p^2}{\omega_n^2}}\cdot\frac{1+\dfrac{p}{\omega_2}}{1+\dfrac{p}{\omega_3}} \qquad \text{avec} \quad \omega_3 = \frac{1}{\tau_3} = \frac{1}{R_2\cdot C_2}$$

On veut garder $\omega_n = 167$ [rad/s] et $\omega_2 = 1/\tau_2 = 83$ [rad/s]

$$\Rightarrow \quad \omega_T = \frac{\omega_n^2}{\omega_2} = 336\,[\mathrm{rad/s}] \qquad M\phi = 45° + 45° \log \frac{\omega_T}{\omega_2} = 72°$$



Pour ne pas réduire $M\phi$, il faut :
$\omega_3 = 10 \cdot \omega_T = 3360$ [rad/s]
=> $C_2 = 62$ [nF]

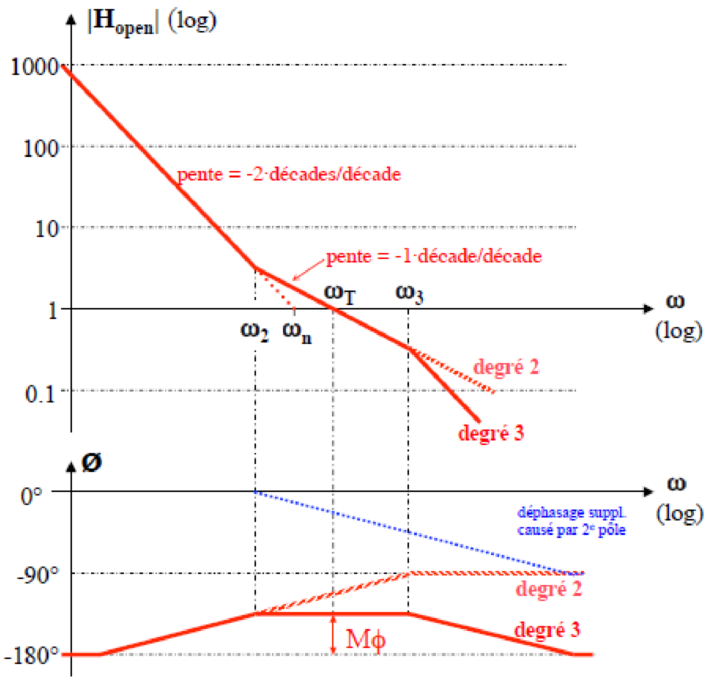
Le filtrage des impulsions de courant est moyen :

$$\frac{\Delta V_0}{\Delta t} \cong \frac{I_P}{C_2} = 0.016\,[\mathrm{V/\mu s}]$$

Une erreur de phase transitoire de 23° provoquera $\Delta V_0 \approx 1$ V

On veut garder $\omega_n = 167$ [rad/s] et $\omega_2 = 1/\tau_2 = 83$ [rad/s]

$$\Rightarrow \quad \omega_T = \frac{\omega_n^2}{\omega_2} = 336\,[\mathrm{rad/s}]$$

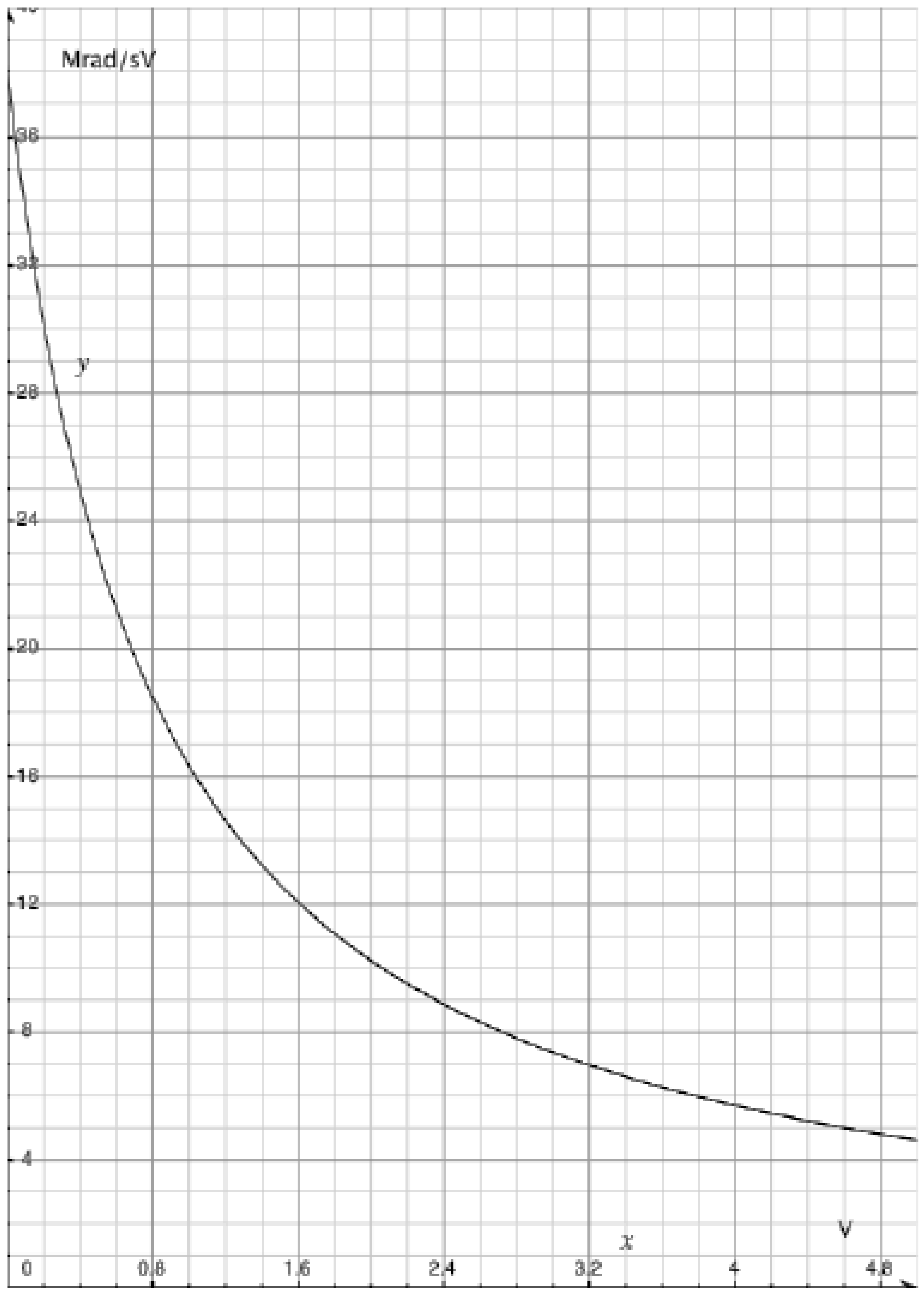


En acceptant de réduire $M\phi$ à 45°, ce qui est encore correct pour une PLL, il faut :
$\omega_3 = 10 \cdot \omega_2 = 830$ [rad/s]
=> $C_2 = 250$ [nF]

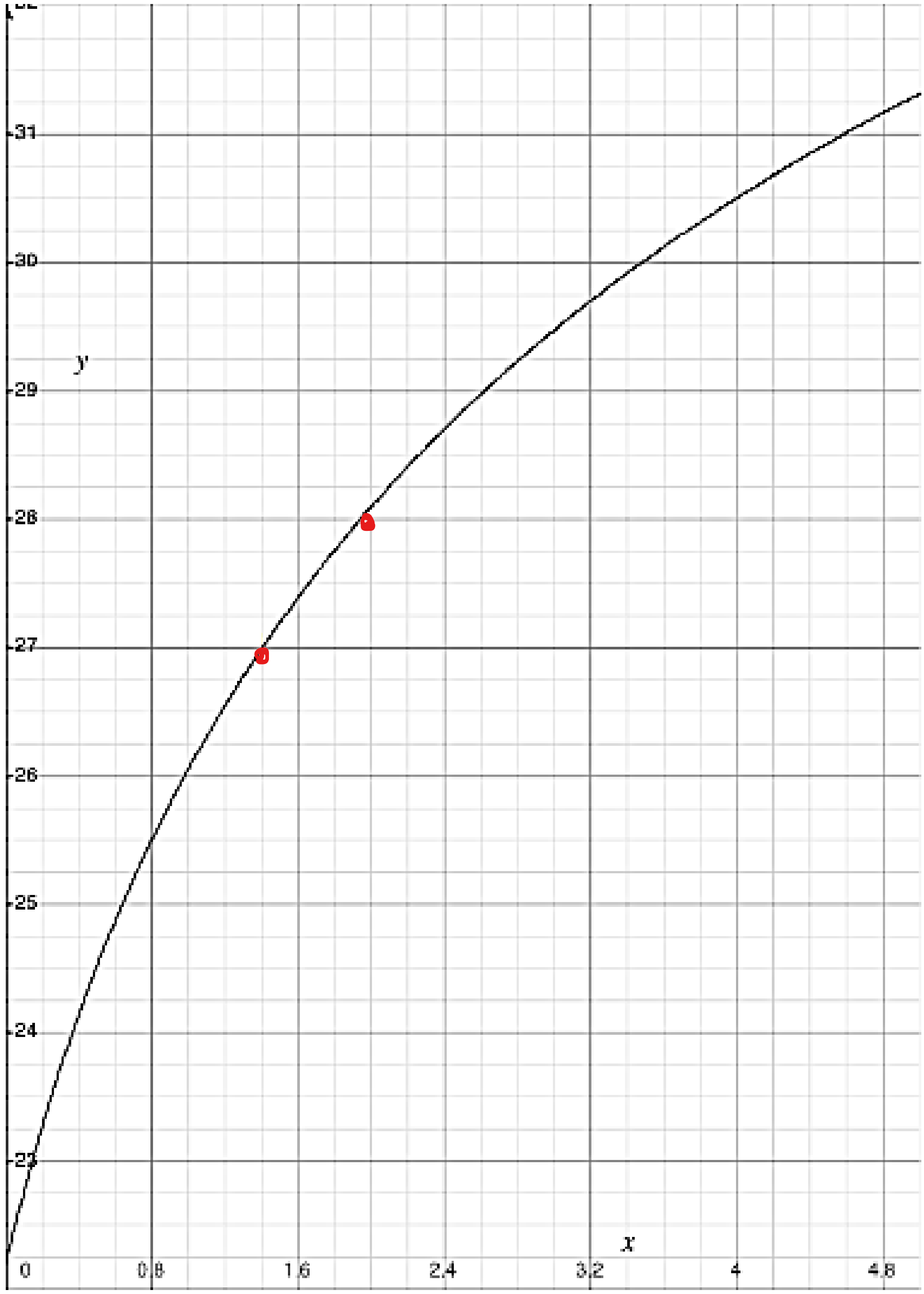
Le filtrage des impulsions de courant est meilleur :

$$\frac{\Delta V_0}{\Delta t} \cong \frac{I_P}{C_2} = 0.004\,[\mathrm{V/\mu s}]$$

Une erreur de phase transitoire de 90° provoquera $\Delta V_0 \approx 1$ V



"Gain" du VCO K_{VCO} en Mrad/sV en fonction de la tension de commande V_0 en Volts



Fréquence f_{osc} générée par le VCO en MHz en fonction de la tension de commande V_o en Volts