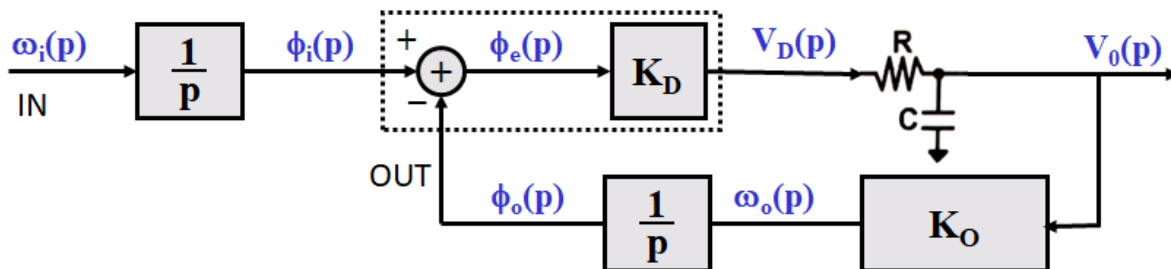


Exercice 1 – Fonction de transfert, comportement dynamique

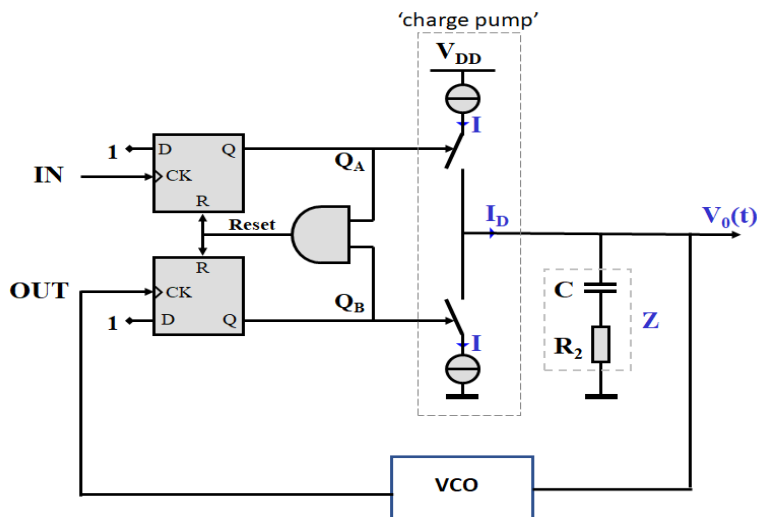
Pour le schéma de PLL ci-dessous, on suppose que le gain du détecteur de phase vaut K_D et que le gain du VCO vaut K_O .

1. Écrire les expressions du gain de boucle ouverte, des fonctions de transfert en boucle fermée et de la fonction d'erreur de phase
2. En prenant $K_D = \frac{2}{\pi}$ et $R = 1 \text{ k}\Omega$, déterminer K_O et la capacité C du filtre de boucle afin d'obtenir un amortissement $\zeta = 1$ et, pour un saut de fréquence de 1 Mrad/s , une erreur de phase statique de $\frac{\pi}{10}$ rad.
3. On modifie ensuite K_O pour améliorer l'erreur statique à $\frac{\pi}{100}$ rad pour le même saut de fréquence, en gardant R et C identiques. Quel est alors le nouvel amortissement ζ ?
4. Expliquez comment la précision de l'erreur de phase à l'état stationnaire lors d'un saut de fréquence influence la stabilité de la PLL.



Exercice 2 – Détecteur phase-fréquence

Le circuit PLL montré dans la figure contient un détecteur phase-fréquence avec pompe à charges ('charge pump') et filtre pseudo-intégrateur.

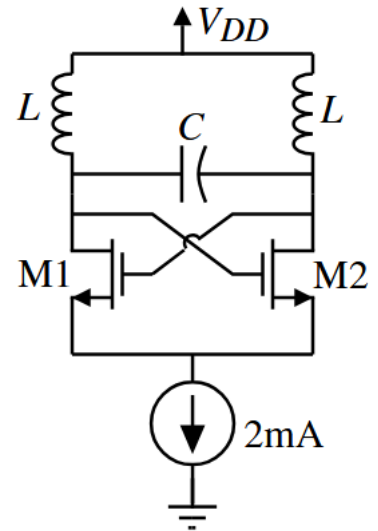


Déterminez les valeurs des composants du filtre, R_2 et C , qui assurent le fonctionnement de la PLL, en sachant que : $I = 800 \mu\text{A}$, $K_o = 500 \text{ Mrad/Vs}$, le facteur de qualité $Q=0.7$, et la pulsation naturelle $\omega_n = 632 \text{ Mrad/s}$.

Exercice 3 – Oscillateur LC

Pour oscillateur LC est montré dans la figure, $L = 5 \text{ nH}$ et $C = 5 \text{ pF}$. Si le facteur de qualité Q de chaque inductance vaut 5, trouvez :

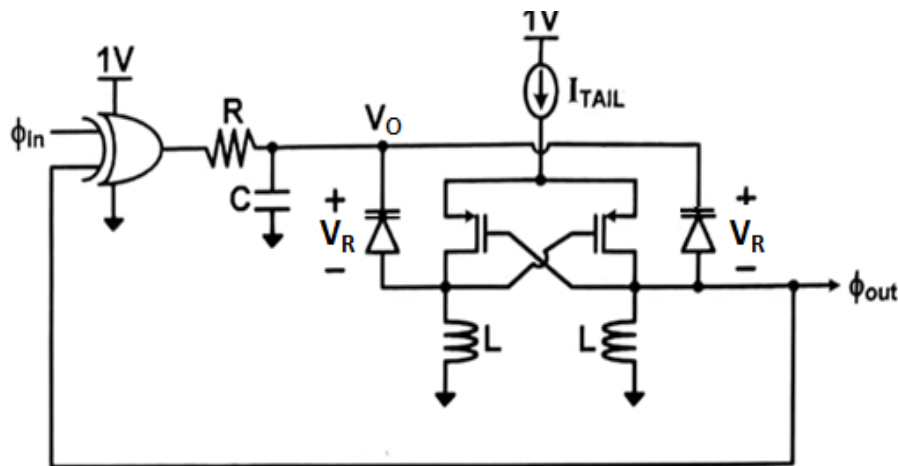
1. La fréquence d'oscillation, ω_0
2. La valeur de la résistance négative R_n qui doit être fournie par la paire à couplage croisé (M1 et M2) pour permettre l'oscillation,
3. Dimensionnez les rapports W/L de M1 et M2 pour réaliser cette résistance négative.



Exercice 4 – PLL complète

On considère une PLL simple. Le détecteur de phase logique a une excursion de 0V à 1V.

Le filtre de boucle délivre la tension de commande V_o , qui polarise en inverse le varactor de l'oscillateur LC.



(a) Tracer la caractéristique de transfert du détecteur de phase. Indiquer clairement le gain du détecteur de phase et ses unités dans les différentes régions.

(b) Pour l'oscillateur LC, on suppose que la capacité du résonateur est uniquement celle du varactor :

$$C_v = \frac{C_0}{\left(1 + \frac{V_R}{U_j}\right)^m}$$

Établir une expression de la sensibilité du VCO

$$K_O = \frac{d\omega_{out}}{dV_o}$$

en fonction de ω_{out} et des paramètres m , U_j , V_R .

(c) Le VCO est tel que $\omega_{out} = 10 \text{ Grad/s}$ pour $V_o = 0,5 \text{ V}$, avec $m = \frac{1}{2}$ et $U_j = 1 \text{ V}$.

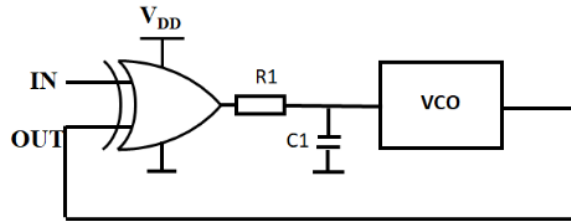
Avec $R = 1 \text{ k}\Omega$, déterminer C pour obtenir une marge de phase de 45° lorsque la PLL fonctionne à $\omega_{out} = 10 \text{ Grad/s}$.

(d) Quelle est la relation de phase entre ϕ_{in} et ϕ_{out} au verrouillage à 10 Grad/s ? Préciser si ϕ_{in} avance ou retarde ϕ_{out} .

Quiz

Choisissez la/les réponse(s) correctes

1. On s'intéresse à une PLL de structure classique (voir figure) utilisant un OU exclusif (XOR) comme détecteur de phase, et un VCO couvrant la plage allant de $f_{OUT,min}$ à $f_{OUT,max}$:



- a) ce détecteur de phase accepte un signal d'entrée carré ou sinusoïdal
b) le filtre passe-bas R1C1 sert *seulement* à filtrer les petits parasites affectant le signal
c) la boucle ne peut pas fonctionner en-dehors de la plage de $f_{OUT,min}$ à $f_{OUT,max}$
d) si la fréquence d'entrée sort de la plage du VCO, la boucle sature
e) si la fréquence à l'entrée est entre $f_{OUT,min}$ et $f_{OUT,max}$ la boucle peut se verrouiller
2. On injecte dans la boucle précédente un signal dont la fréquence f_0 est fixe et égale à la fréquence centrale (free running) du VCO. Les circuits sont alimentés à 5V.
- a) la tension à l'entrée du VCO est égale à 2.5V
b) la tension à l'entrée du VCO est parfaitement continue
c) la fréquence en sortie du XOR est égale à f_0
d) le signal de sortie est modulé en fréquence
3. Pour le circuit PLL montre dans la figure, l'erreur de phase entre la sortie du VCO et le signal entrant doit être maintenue entre pour maintenir un verrouillage.
- a) 0 et π
b) 0 et $\pi/2$
c) 0 et 2π
d) π et 2π
4. Parmi les différents types de détecteurs de phase :
- a) le XOR est simple, mais nécessite des signaux de rapport cyclique 0.5
b) le comparateur logique phase-fréquence donne un déphasage entrée-sortie nul
c) l'ensemble multiplieur analogique + filtre passe-bas réalise aussi la comparaison de fréquence
d) les trois peuvent détecter si la fréquence du VCO est plus grande ou plus petite que la fréquence du signal d'entrée

Exercice 1 – Fonction de transfert, comportement dynamique

Premièrement, il faut **comprendre pourquoi** dans le model de la fonction de transfert et aussi l'analyse du **comportement dynamique** l'entrée et la sortie de la PLL sont modélisées comme des 'écarts' par rapport à la fréquence free-running du VCO.

$$\begin{array}{l} \omega_0 \text{ (omega_zero =free-running')} \\ \omega_i = \omega_{IN} - \omega_0 \\ \omega_o = 2\pi \cdot (f_{OUT} - f_0) = \omega_{OUT} - \omega_0 = K_O \cdot V_0 \end{array}$$

Théoriquement, une **fonction de transfert** relie les **petites variations** (incréments ou petits signaux) de la sortie aux petites variations de l'entrée **autour d'un point de fonctionnement**. Dans une PLL verrouillée, on choisit comme point de fonctionnement la **variation autour de la pulsation libre (free running)** du VCO, ω_0 . Les différentes fonctions de transfert sont **définies donc sur les écarts**, la composante constante free-running ω_0 **disparaît** du modèle, ce qui rend la boucle **linéaire** autour du verrouillage.

1) Gains et fonctions de transfert

Gain de boucle ouverte (définition de la diapo)

$$H_{ol}(p) = \left. \frac{\phi_o(p)}{\phi_i(p)} \right|_{BO} = \frac{K_D F(p) K_O}{p}$$

Fonctions de transfert en boucle fermée (définitions de la diapo)

- De ϕ_i vers la tension de commande V_0 :

$$\frac{V_0(p)}{\phi_i(p)} = \frac{p K_D F(p)}{p + K_D F(p) K_O}$$

- « Gain de la PLL » (de ω_i vers V_0) :

$$\frac{V_0(p)}{\omega_i(p)} = \frac{K_D F(p)}{p + K_D F(p) K_O}$$

- Fonction d'erreur (de ϕ_i vers ϕ_e) :

$$\frac{\phi_e(p)}{\phi_i(p)} = \frac{p}{p + K_D F(p) K_O}$$

En remplaçant $F(p) = \frac{1}{1 + pRC}$, les dénominateurs deviennent

$$p(1 + pRC) + K_D K_O = p^2 + \frac{1}{RC} p + \frac{K_D K_O}{RC} = p^2 + 2\zeta\omega_n p + \omega_n^2,$$

d'où

$$\omega_n^2 = \frac{K_D K_O}{RC}, \quad 2\zeta\omega_n = \frac{1}{RC}$$

2) Dimensionnement pour $K_D = \frac{2}{\pi}$, $R = 1 \text{ k}\Omega$, $\zeta = 1$

et $\phi_e(\infty) = \frac{\pi}{10}$ rad avec $\Delta\omega = 1 \text{ Mrad/s}$ ($\lim_{t \rightarrow \infty} \phi_e(t) = \phi_e(\infty)$)

Produit $K_D K_O$ via l'erreur statique :

$$K_D K_O = \frac{\Delta\omega}{\phi_e(\infty)} = \frac{10^6}{\pi/10} = \frac{10 \times 10^6}{\pi} \approx 3.183 \times 10^6.$$

Gain VCO :

$$K_O = \frac{\Delta\omega}{K_D \phi_e(\infty)}$$

$$K_O = \frac{1 \times 10^6}{\left(\frac{2}{\pi}\right) \left(\frac{\pi}{10}\right)} = \frac{10^6}{2/10} = 5.0 \times 10^6 \text{ rad s}^{-1}/\text{V}$$

Capacité C pour $\zeta = 1$

À partir de $2\zeta\omega_n = \frac{1}{RC}$ et $\omega_n^2 = \frac{K_D K_O}{RC}$,

on obtient, pour $\zeta = 1$,

$$C = \frac{1}{4 R K_D K_O} = \frac{\pi/10}{4 \times 10^3 \times 10^6} \approx 7.85 \times 10^{-11} \text{ F} = \boxed{78.5 \text{ pF}}$$

(À titre indicatif, $\omega_n = \frac{1}{2RC} \approx 6.37 \times 10^6 \text{ rad/s}$.)

3) Amélioration de l'erreur à $\frac{\pi}{100}$ rad

(R et C inchangés) → nouveau ζ

Nouveau produit $K_D K'_O$:

$$K_D K'_O = \frac{\Delta\omega}{\pi/100} = \frac{100 \times 10^6}{\pi} \approx 3.183 \times 10^7,$$

donc $K'_O = 10 \times K_O = 5.0 \times 10^7 \text{ rad s}^{-1}/\text{V}$.

Avec R et C identiques,

$$\zeta' = \frac{1}{2RC\omega'_n} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{1}{RC K_D K'_O}}$$

Numériquement,

$$RC = 1000 \times 78.5 \text{ pF} = 7.85 \times 10^{-8}, \quad \zeta' = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{1}{(7.85 \times 10^{-8})(3.183 \times 10^7)}} \approx \boxed{0.316}$$

4) Si l'on conçoit la PLL pour une erreur de phase statique plus petite, la stabilité se dégrade (amortissement ζ plus faible) si le filtre de boucle n'est pas redimensionné en augmentant sa bande passante.

$$\omega_n^2 = \frac{K_D K_O}{RC}, \quad \zeta = \frac{1}{2RC\omega_n} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{1}{RC K_D K_O}}$$

À R, C constants, accroître $K_D K_O \Rightarrow \omega_n$ augmente mais ζ diminue.

Conséquences: **marge de phase plus faible**, réponse plus oscillatoire/avec sur-oscillation, donc **stabilité dégradée**.

Pour conserver la stabilité (garder $\zeta \approx$ constant), il faut **élargir la bande passante de la boucle** en augmentant la fréquence de coupure du filtre $1/(RC)$ proportionnellement à $K_D K_O$:

$$\boxed{\frac{1}{RC} = 4\zeta^2 K_D K_O} \quad (\text{donc, p.ex. pour } \zeta = 1: C = \frac{1}{4RK_D K_O}).$$

Autrement dit, on réduit C (ou R) ou on ajoute de l'avance pour garder une marge de phase suffisante.

Exercice 2 – Détecteur phase-fréquence

Notions théoriques pour l'exercice

Explication fonctionnement détecteur phase-fréquence (DPF) avec pompe de charge

Les sorties Q_A et Q_B génèrent des signaux de commande pour que la *pompe de charge* augmente ou diminue la tension de commande du VCO.

Lorsque la PLL est verrouillée, une différence de phase entre l'horloge OUT et l'horloge IN active la pompe de charge pendant une fraction de la période d'horloge, en injectant une charge proportionnelle à l'erreur de phase dans le filtre de boucle à chaque période. Si l'on considère plusieurs périodes, *un courant moyen \bar{I}_D circule*. Le K_D est donc défini comme :

$$K_D = \frac{\bar{I}_D}{\phi_E} = \frac{I}{2\pi}$$

- **Rôle et fonctionnement de la pompe de charge :**

La pompe de charge convertit les impulsions numériques positives et négatives produites par le DPF en une tension de contrôle analogique pour ajuster la fréquence de l'oscillateur contrôlé en tension (VCO).

Les sources de courant 'source / sink' envoient ou retirent du courant vers le filtre RC en réponse aux impulsions du DPF. Une impulsion positive ajoute du courant, augmentant la tension de contrôle ; une impulsion négative retire du courant, diminuant la tension de contrôle. Cette tension de contrôle modifie la fréquence du VCO pour aligner le signal de sortie sur le signal de référence.

La pompe de charge fait le lien entre la détection de phase numérique et le contrôle de fréquence analogique dans une PLL mixte (comportant des circuits analogiques et numériques), permettant un verrouillage de phase et de fréquence efficace.

- **La fonction de transfert $K_D(p)F(p)$ et le concept de 'résistance fictive' $R1=V_{DD}/2I$ (voir slide 17 cours)**

Pour que le produit $K_D(p)F(p)$ ait une dimension correcte, c'est-à-dire $K_D=V_{DD}/4\pi$ (caractéristique de transfert pour alimentation unipolaire, voir slide 14 cours), et $F(p)$ filtre intégrateur (un pôle à l'origine et un zéro), il est considéré qu'une résistance fictive $R1$ est insérée ; la valeur de cette résistance est fixée et imposée par le fabricant du circuit à une valeur $R1=V_{DD}/2I$. Ainsi, on peut l'utiliser dans le calcul de la fonction de transfert avec cette valeur imposée, ce qui nous permet d'utiliser la forme canonique appropriée pour la fonction de transfert de la PLL (PLL deuxième degré), et de dimensionner le filtre pour respecter les paramètres imposés pour le comportement dynamique (pulsation propre ω_n , facteur de qualité Q)

- **Pourquoi un filtre avec un pôle à l'origine est un filtre intégrateur**

Un pôle à l'origine dans une fonction de transfert signifie que la réponse $F(p)$ dans le domaine de Laplace contient un terme proportionnel à $1/p$; ce terme indique une intégration dans le domaine temporel, car la transformation de Laplace inverse de $1/p$ correspond à une intégrale. En d'autres termes, un filtre avec un pôle à l'origine accumule les signaux d'entrée au fil du temps, effectuant ainsi une intégration. Cela est couramment utilisé dans les systèmes de contrôle, les PLL, et d'autres applications de traitement de signal où un comportement intégratif est nécessaire.

1) Définition de $K_D F(p)$

$$\begin{aligned} K_D F(p) &= \frac{V_o(p)}{\Phi_e(p)} = \frac{I_D(p)}{\Phi_e(p)} Z(p) \\ &= \frac{I}{2\pi} Z(p) = \frac{V_{DD}}{4\pi} \frac{Z(p)}{R_1}, \quad \text{où } R_1 = \frac{V_{DD}}{2I} \text{ («résistance virtuelle»)}. \end{aligned}$$

Pour le pseudo-intégrateur $Z(p) = R_2 + \frac{1}{pC}$, on obtient

$$\boxed{K_D F(p) = \frac{V_{DD}}{4\pi} \frac{1 + pCR_2}{pCR_1}} \quad (1)$$

2) De la fréquence d'entrée à la tension de commande

$$\boxed{\frac{V_o(p)}{\omega_i(p)} = \frac{K_D F(p)}{p + K_D F(p) K_0}} \quad (2)$$

En remplaçant (1) dans (2) :

$$\frac{V_o(p)}{\omega_i(p)} = \frac{\frac{V_{DD}}{4\pi} \frac{1 + pCR_2}{pCR_1}}{p + K_0 \frac{V_{DD}}{4\pi} \frac{1 + pCR_2}{pCR_1}}.$$

Après simplification (on multiplie d'abord par pCR_1 , puis on divise par CR_1), on obtient la forme polynomiale du 2^e ordre :

$$\boxed{\frac{V_o(p)}{\omega_i(p)} = \frac{\frac{V_{DD}}{4\pi} \frac{1}{CR_1} (1 + pCR_2)}{p^2 + p \left(K_0 \frac{V_{DD}}{4\pi} \frac{R_2}{R_1} \right) + K_0 \frac{V_{DD}}{4\pi} \frac{1}{CR_1}}}$$
 (3)

3) Mise sous forme canonique (2e ordre)

On définit

$$\omega_n^2 \equiv K_0 \frac{V_{DD}}{4\pi} \frac{1}{CR_1}, \quad \frac{\omega_n}{Q} \equiv K_0 \frac{V_{DD}}{4\pi} \frac{R_2}{R_1}, \quad z \equiv R_2 C.$$

Alors

$$\boxed{\frac{V_o(p)}{\omega_i(p)} = \frac{1}{K_0} \frac{\omega_n^2 (1 + pz)}{p^2 + \frac{\omega_n}{Q} p + \omega_n^2}}$$

En utilisant $R_1 = \frac{V_{DD}}{2I}$, on a aussi

$$\boxed{\omega_n^2 = K_0 \frac{V_{DD}}{4\pi} \frac{1}{CR_1} = \frac{K_0 I}{2\pi C}}$$

Avec valeurs numériques, cela conduit à $C \simeq 0,159$ pF.

Pour déterminer Q , on remplace l'expression de ω_n dans le second terme du dénominateur de la forme canonique, puis on compare ce terme au terme correspondant dans le dénominateur de la fonction de transfert.

De l'expression de Q on en détermine la valeur de R_2 .

$$\frac{\omega_n}{Q} = K_0 \frac{V_{DD}}{4\pi} \frac{R_2}{R_1}$$

On résout la seconde par rapport à R_2 et, pour éliminer le facteur $K_0 V_{DD}/(4\pi)$, on utilise la première :

$$R_2 = \frac{R_1}{K_0 \frac{V_{DD}}{4\pi}} \frac{\omega_n}{Q} = \frac{1}{C} \frac{1}{Q \omega_n}$$

Ainsi, la résistance qui fixe le zéro (celle multipliant C au numérateur) vaut

$$R_2 = \frac{1}{C Q \omega_n}$$

Numériquement (avec $R_1 = \frac{V_{DD}}{2I} = 3,125 \text{ k}\Omega$,

$C = 1,5938 \times 10^{-13} \text{ F}$, $Q = 0,7$, $\omega_n = 6,32 \times 10^8 \text{ rad/s}$):

$$R_2 = \frac{1}{(1,5938 \times 10^{-13}) (0,7) (6,32 \times 10^8)} \approx 14,18 \text{ k}\Omega.$$

Exercice 3 – Oscillateur LC

- (a) Le circuit équivalent vu par le circuit à résistance négative est : ($2L$) en série avec ($2R_s$), le tout en parallèle avec C .

La fréquence d'oscillation est donnée par

$$\frac{1}{\sqrt{2LC}} \quad \text{ou} \quad \omega_0 = 2\pi \times 10^9 \text{ rad/s.}$$

- (b) Par conséquent, la résistance série R_s vaut

$$R_s = \frac{\omega L}{Q} = \frac{2\pi \times 10^9 \cdot 5 \times 10^{-9}}{5} = 2\pi \Omega.$$

En convertissant l'impédance **série** de $2L$ et $2R_s$ en une impédance **parallèle**, on obtient :

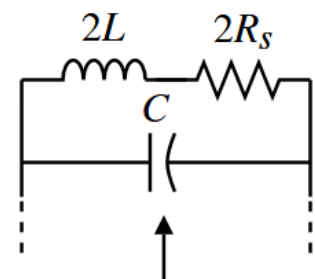
$$\begin{aligned} Y &= \frac{1}{2R_s + j\omega 2L} = \frac{0,5}{R_s + j\omega L} \cdot \frac{R_s - j\omega L}{R_s - j\omega L} \\ &= \frac{0,5 R_s}{R_s^2 + \omega^2 L^2} - j \frac{0,5 \omega L}{R_s^2 + \omega^2 L^2}. \end{aligned}$$

L'inverse de la conductance est la résistance en parallèle R_p , donnée par

$$= \frac{R_s^2 + \omega^2 L^2}{0,5 R_s} = \frac{4\pi^2 + 4\pi^2 \cdot 25}{\pi} = 4\pi(26) = 326,7 \Omega.$$

Donc,

$$R_n = - R_p = -326,7 \Omega$$



(c) La résistance négative vue par le circuit RLC se détermine comme suit.

$$\hat{i}_{in} = g_{m1}v_{gs1} - g_{m2}v_{gs2} = g_m (v_{gs1} - v_{gs2}) = -g_m v_{in}$$

d'où

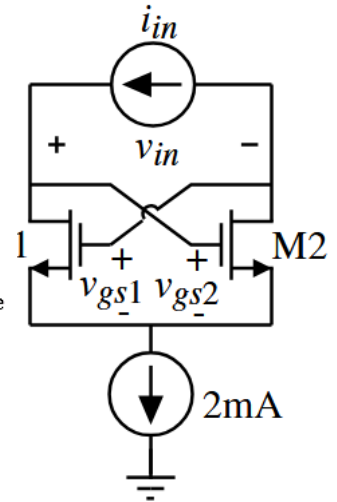
$$R_{in} = -\frac{1}{g_m}$$

En supposant que le courant de 2 mA se partage également entre M1 et M2 pour ce calcul de résistance négative, on obtient :

$$g_m = g_{m1} = g_{m2} = \frac{1}{104\pi} = \sqrt{2 \text{ mA} \cdot 110 \times 10^{-6} (W/L)} = \frac{\sqrt{W/L}}{2132}$$

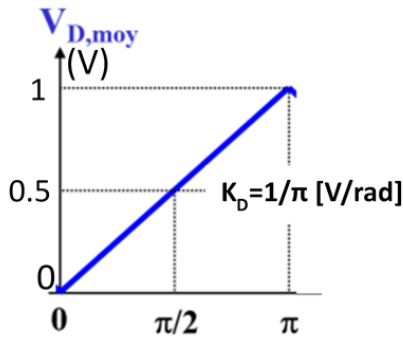
Par conséquent,

$$\frac{W}{L} = \left(\frac{2132}{104\pi} \right)^2 = 42,6 \Rightarrow \frac{W}{L} = 42,6.$$



Exercice 4 – PLL complète

a)



(b) K_O à partir de la loi du varactor

La pulsation d'oscillation du résonateur $L-C_v$ est

$$\omega_{out} = \frac{1}{\sqrt{LC_v}}$$

avec $V_R \simeq V_o$:

$$K_O = \frac{d\omega_{out}}{dV_o} = \frac{d\omega_{out}}{dC_v} \cdot \frac{dC_v}{dV_R}$$

- $\frac{d\omega_{out}}{dC_v} = -\frac{\omega_{out}}{2C_v}$
- $C_v = C_0 \left(1 + \frac{V_R}{U_j}\right)^{-m} \Rightarrow \frac{dC_v}{dV_R} = -\frac{m C_v}{U_j \left(1 + \frac{V_R}{U_j}\right)}$

Ainsi,

$$K_O = \frac{m \omega_{out}}{2 U_j \left(1 + \frac{V_o}{U_j}\right)} \quad [\text{rad s}^{-1} \text{ V}^{-1}]$$

(c) Choix de C pour une marge de phase $PM = 45^\circ$

Boucle type I. Gain de boucle ouverte :

$$H_{ol}(s) = \frac{K_D K_o}{s} F(s), \quad F(s) = \frac{1}{1 + sRC}$$

À la pulsation de recouvrement ω_T (où $|H_{ol}(j\omega_T)| = 1$), la marge de phase vaut

$$PM = 180^\circ + \angle H_{ol}(j\omega_T) = 180^\circ - 90^\circ - \arctan(\omega_T RC) = 90^\circ - \arctan(\omega_T RC).$$

Imposer $PM = 45^\circ \Rightarrow \boxed{\omega_T RC = 1}$.

La condition d'amplitude en ω_T donne

$$|H_{ol}(j\omega_T)| = \frac{K_D K_o}{\omega_T} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega_T RC)^2}} = \frac{K_D K_o}{\omega_T} \cdot \frac{1}{\sqrt{2}} = 1,$$

d'où

$$\boxed{K_D K_o = \sqrt{2} \omega_T = \frac{\sqrt{2}}{RC}} \Rightarrow \boxed{C = \frac{\sqrt{2}}{R K_D K_o}}$$

Numérique (pour $\omega_{out} = 10 \text{ Grad/s}$, $V_o = 0,5 \text{ V}$, $m = \frac{1}{2}$, $U_j = 1 \text{ V}$, $R = 1 \text{ k}\Omega$):

$$K_D = \frac{1}{\pi} [\text{V/rad}], \quad K_o = \frac{m \omega_{out}}{2U_j \left(1 + \frac{V_o}{U_j}\right)} = \frac{1}{6} \omega_{out} \approx 1,67 \times 10^9 \frac{\text{rad/s}}{\text{V}}$$

$$\boxed{C = \frac{\sqrt{2}}{(1000)(1/\pi)(1,67 \times 10^9)} \approx 2,66 \times 10^{-12} \text{ F} = 2,66 \text{ pF}}$$

(d) Relation de phase au verrouillage

À $\omega_{out} = 10 \text{ Grad/s}$, le VCO requiert $V_o = 0,5 \text{ V}$.

La sortie moyenne du détecteur de phase doit donc être $0,5 \text{ V}$, ce qui correspond, sur la caractéristique XOR, à

$$|\phi_{in} - \phi_{out}| = \frac{\pi}{2}$$

Pour une rétroaction négative stable avec $K_O > 0$, on se place sur la branche à pente positive; ainsi

$$\boxed{\phi_{in} - \phi_{out} = +\frac{\pi}{2}} \Rightarrow \phi_{in} \text{ avance } \phi_{out} \text{ de } 90^\circ$$

Réponses quiz

N°	Réponses correctes	Commentaires
1.	c),e)	a) le XOR est un circuit logique qui nécessite des signaux carrés de rapport cyclique 0.5 b) comme le détecteur de phase est numérique, le filtre passe-bas sert aussi pour extraire la valeur moyenne du signal carré en sortie du XOR (il n'y a pas, en général, beaucoup de parasites pour les signaux numériques ...). d) si l'entrée sort de la plage utile, la PLL ne sature pas, elle sera déverrouillée (on dit aussi que la boucle décroche)
2.	a), d)	b) et d) un filtre RC ne peut pas supprimer totalement les harmoniques du signal carré en sortie du XOR, ce signal présente donc une faible ondulation de forme quasi-triangulaire qui est à l'origine d'une modulation de fréquence parasite en sortie c) elle est égale à $2 \cdot f_0$
3.	a)	0 et π , centrée sur $\pi/2$ (similaire pour XOR et multiplieur analogique)
4.	a),b),c)	d) seulement le détecteur phase -fréquence basé sur la logique séquentielle