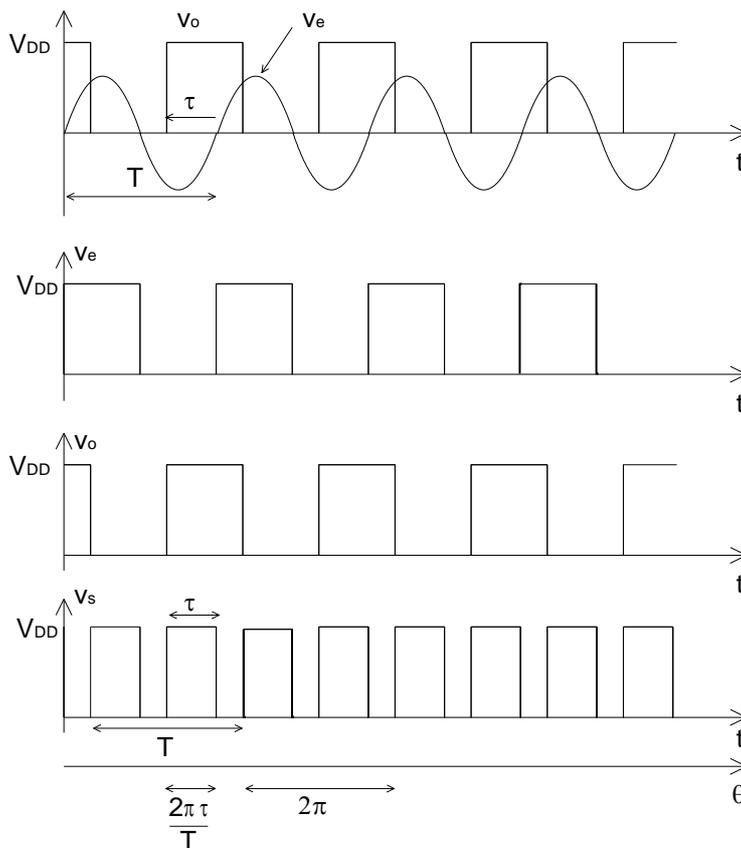


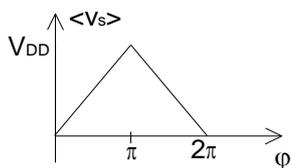
CORRIGE DE L'EXERCICE 1 : COMPAREURS DE PHASE

2.2.

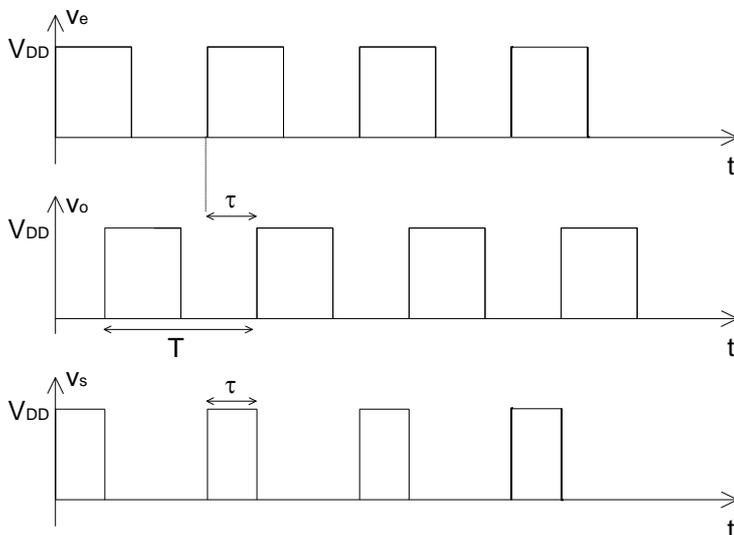


2.5. $K_d = \frac{V_{DD}}{\pi}$

2.6.



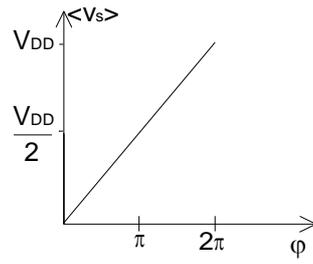
3.1.



3.2.

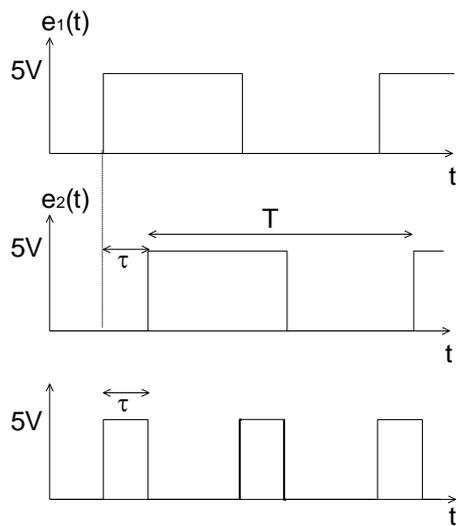
$$\langle V_s \rangle = \frac{V_{DD}}{2\pi} \varphi$$

$$K_d = \frac{V_{DD}}{2\pi}$$



CORRIGE DE L'EXERCICE 2: SYNTHESE DE FREQUENCE A PLL

1.1.

1.2. $2F_e$ 1.3. $\langle V_d \rangle = \varphi \cdot V_{DD} / \pi$ 1.4. $T_\varphi = V_{DD} / \pi$ 2.1. $F_0 = 16 \cdot F_e$ 2.2. $F_{01} = 224,6960 \text{ MHz}$ $F_{02} = 224,7040 \text{ MHz}$ $\Delta F_0 = 4 \text{ kHz}$

2.2. Modulation FSK

CORRIGE DE L'EXERCICE 3 : ETUDE D'UNE BOUCLE A VERROUILLAGE DE PHASE

1.1. Multiplicateur - Filtre passe-bas

$$\mathbf{a.} \quad x(t) = M \cdot v_e(t) \cdot v_s(t) = M \cdot V_e \cdot \sin[\omega_0 t + \varphi_e(t)] \cdot V_s \cdot \cos[\omega_0 t + \varphi_s(t)]$$

$$x(t) = \frac{M \cdot V_e \cdot V_s}{2} [\sin(\varphi_e(t) - \varphi_s(t)) + \sin(2\omega_0 t + \varphi_e(t) + \varphi_s(t))]$$

$$x(t) = X \cdot \sin \alpha(t) + X \cdot \sin \beta(t)$$

$$X = \frac{M \cdot V_e \cdot V_s}{2} \quad \alpha(t) = \varphi_e(t) - \varphi_s(t) \quad \beta(t) = 2\omega_0 t + \varphi_e(t) + \varphi_s(t)$$

b. La pulsation instantanée $\frac{d\alpha(t)}{dt} = \frac{d(\varphi_e(t) - \varphi_s(t))}{dt}$ est très faible devant ω_0 le filtre passe-bas ne modifie pas le premier terme de $x(t)$, en revanche la pulsation instantanée du second terme $2\omega_0 + \frac{d(\varphi_e(t) + \varphi_s(t))}{dt}$ est filtrée par le filtre passe-bas si bien que $v(t) = X \cdot \sin \alpha(t)$ et puisque l'angle $\alpha(t)$ est très petit, le sinus de l'angle peut être confondu avec l'angle exprimé en radians.

$$v(t) = X \cdot (\varphi_e(t) - \varphi_s(t))$$

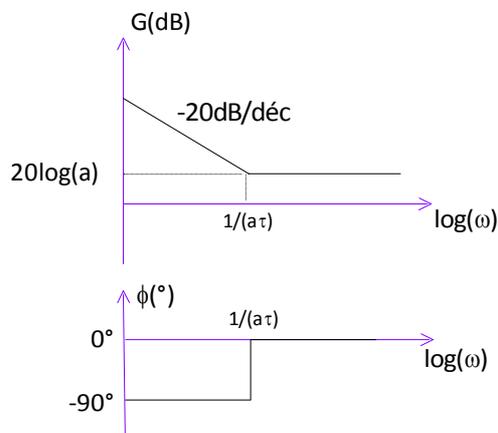
1.2. Filtre correcteur

$$\mathbf{a.} \quad \underline{F}(j\omega) = \frac{R_1 + \frac{1}{jC\omega}}{R} = \frac{R_1}{R} + \frac{1}{jRC\omega} = a + \frac{1}{j\tau\omega}$$

$$\mathbf{b.} \quad \underline{F}(j\omega) = a + \frac{1}{j\tau\omega} = \frac{1 + ja\tau\omega}{j\tau\omega} = \frac{1}{j\tau\omega} (1 + ja\tau\omega).$$

La transmittance est constituée d'un intégrateur (pente de -20dB/déc) et d'un passe-bas inversé (0 dB en basse fréquence et +20dB/déc à partir de la pulsation $1/a\tau$) d'où les diagrammes de Bode asymptotiques.

Pour $\omega \rightarrow \infty$, $\underline{F}(j\omega) \rightarrow a$ donc $G = 20 \cdot \log(a)$.



En $\omega = 1/(a\tau)$ la courbe de gain réelle se trouve 3 dB au-dessus du diagramme asymptotique donc $G = 20 \cdot \log(a) + 3$ dB, l'argument réel valant -45° .

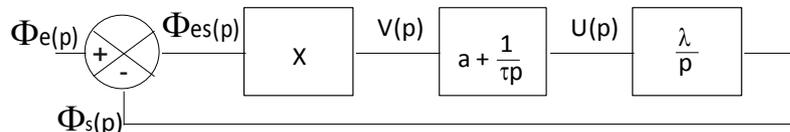
1.3. Oscillateur commandé en tension

A la relation temporelle $d\varphi_s/dt = \lambda \cdot u(t)$ correspond dans le plan complexe $j\omega \Phi_s = \lambda U$

$$\text{donc } \frac{\Phi_s}{U} = \frac{\lambda}{j\omega}.$$

2.1. Synthèse

a.



$$\mathbf{b.} \underline{T}(j\omega) = \frac{\lambda X}{j\omega} \left(a + \frac{1}{j\tau\omega} \right) = \frac{\lambda X}{j\omega} \left(\frac{j\tau\omega + 1}{j\tau\omega} \right).$$

En multipliant numérateur et dénominateur par $a^2\tau$ on fait apparaître la constante K :

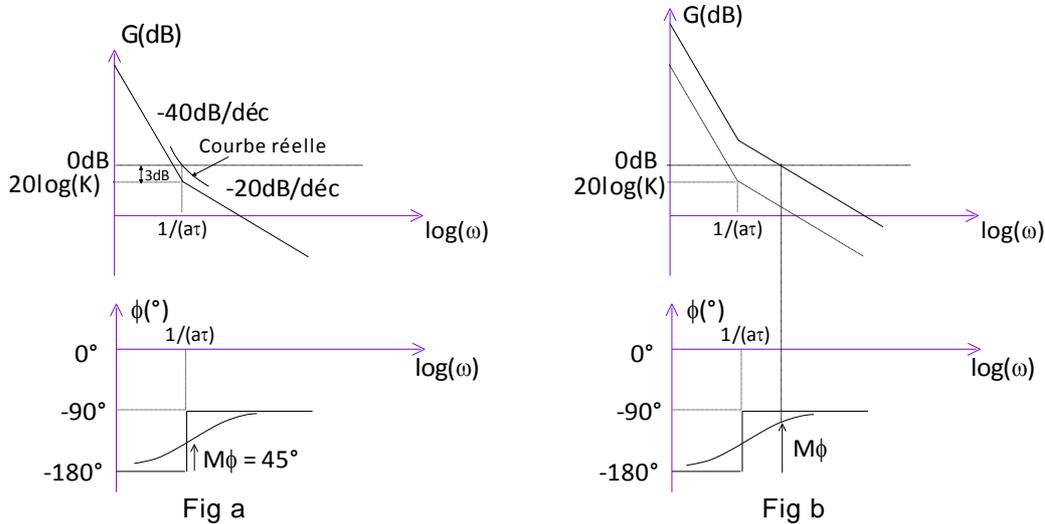
$$\underline{T}(j\omega) = \frac{\lambda X a^2 \tau}{j\omega a^2 \tau} \left(\frac{j\tau\omega + 1}{j\tau\omega} \right) = \frac{\lambda X a^2 \tau}{(j\tau\omega)^2} (j\tau\omega + 1) = \frac{K}{(j\tau\omega)^2} (j\tau\omega + 1)$$

$$\underline{T}'(j\omega) = \frac{\underline{T}(j\omega)}{1 + \underline{T}(j\omega)} = \frac{K(j\tau\omega + 1)}{(j\tau\omega)^2 + K(j\tau\omega + 1)}$$

$$\underline{E}(j\omega) = \frac{1}{1 + \underline{T}(j\omega)} = \frac{1}{1 + \frac{K(j\tau\omega + 1)}{(j\tau\omega)^2}} = \frac{(j\tau\omega)^2}{(j\tau\omega)^2 + K(j\tau\omega + 1)}$$

2.2. Stabilité

a. La transmittance est constituée d'un intégrateur double (pente de -40dB/déc) et d'un passe-bas inversé (0 dB en basse fréquence et +20dB/déc à partir de la pulsation $1/a\tau$) d'où les diagrammes de Bode asymptotiques. Les deux asymptotes se coupent en $\omega = 1/(a\tau)$. A cette pulsation, le module de l'asymptote à -40dB/déc vaut $\frac{K}{(a\tau\omega)^2} = K$ et le gain $20 \cdot \log(K)$, l'argument -135° (fig a).



b. A la pulsation $\omega = 1/(a\tau)$, le gain réel vaut $20 \cdot \log(K) + 3\text{dB}$ et l'argument -135° . Pour obtenir une marge de phase de 45° il faut donc que le gain ait pour valeur 0 dB, soit $20 \cdot \log(K) = -3\text{dB}$ donc $K = 0,707$.

c. Si l'on augmente K la courbe de gain se déplace vers le haut, elle coupe l'axe 0dB à une pulsation plus élevée que $1/(a\tau)$, la marge de phase est donc plus grande et la stabilité améliorée (fig b).

2.3. Précision

a. Erreur statique, réponse à un échelon de phase $\varphi_e(t) = \Phi$:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \varphi_{es}(t) = \lim_{p \rightarrow 0} p \cdot \Phi_{es}(p) = \lim_{p \rightarrow 0} p \cdot E(p) \cdot \Phi_e(p) = \lim_{p \rightarrow 0} p \frac{(a\tau p)^2}{(a\tau p)^2 + K(a\tau p + 1)} \frac{\Phi}{p} = 0$$

$$\text{donc } \varphi_s(\infty) = \varphi_e(\infty)$$

b. Erreur de traînage, réponse à une rampe de phase $\varphi_e(t) = \Delta\omega \cdot t$

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \varphi_{es}(t) = \lim_{p \rightarrow 0} p \cdot \Phi_{es}(p) = \lim_{p \rightarrow 0} p \cdot E(p) \cdot \Phi_e(p) = \lim_{p \rightarrow 0} p \frac{(a\tau p)^2}{(a\tau p)^2 + K(a\tau p + 1)} \frac{\Delta\omega}{p^2} = 0$$

$$\text{donc } \varphi_s(\infty) = \varphi_e(\infty)$$

c. Dans les deux cas $\frac{d\varphi_s(\infty)}{dt} = \frac{d\varphi_e(\infty)}{dt}$, donc la pulsation instantanée de v_s est égale à celle de v_e , la boucle est verrouillée.

CORRIGE DE L'EXERCICE 4 : PLL A MULTIPLIEUR

- 1) $\omega_e(t) = \omega_0 + d\varphi_e/dt$ $\omega_s(t) = \omega_0 + d\varphi_s/dt$
- 2) $b = \omega_0$ et $K_0 \cdot v_f(t) = d\varphi_s/dt$
- 3) $v_d(t) = K_x \cdot V_e \cdot V_s \cdot \sin(\omega_0 \cdot t + \varphi_e(t)) \cdot \cos(\omega_0 \cdot t + \varphi_s(t))$

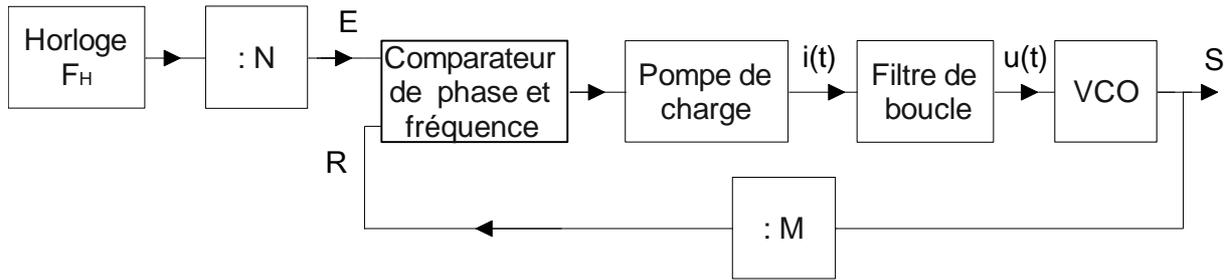
$$v_d(t) = \frac{K_x \cdot V_e \cdot V_s}{2} [\sin(\varphi_e(t) - \varphi_s(t)) + \sin(2\omega_0 \cdot t + \varphi_e(t) + \varphi_s(t))]$$
- 4) $v_f(t) = \frac{K_x \cdot V_e \cdot V_s}{2} [\sin(\varphi_e(t) - \varphi_s(t))]$ avec $K_d = \frac{K_x \cdot V_e \cdot V_s}{2}$.
 Sa particularité est de dépendre de l'amplitude des signaux.
- 5) Dans ce cas $\sin(x) \approx x$, donc $v_f(t) \approx K_d \cdot (\varphi_e(t) - \varphi_s(t))$
- 6) D'après la question 2, $K_0 \cdot v_f(t) = d\varphi_s/dt$, donc, d'après 5, $\frac{d\varphi_s}{dt} = K_0 \cdot K_d \cdot (\varphi_e(t) - \varphi_s(t))$
 donc : $\tau \frac{d\varphi_s}{dt} + \varphi_s(t) = \varphi_e(t)$ avec $\tau = \frac{1}{K_0 \cdot K_d}$
- 7) $\varphi_s(t) = A \cdot e^{-t/\tau} + \Phi_E$ avec $\varphi_s(0) = A + \Phi_E = \Phi_{s0} \Rightarrow \varphi_s(t) = \Phi_E \cdot (1 - e^{-t/\tau}) + \Phi_{s0} \cdot e^{-t/\tau}$
 En régime permanent ($t \rightarrow \infty$), $\varphi_s = \Phi_E = \text{cte}$ donc $\omega_s = \omega_0 + d\varphi_s/dt = \omega_0 = \omega_e$.
- 8) La solution est du type : $\varphi_s(t) = A \cdot e^{-t/\tau} + a \cdot t + b$
 En réintroduisant $\varphi_s(t)$ dans l'équation différentielle on obtient : $a \cdot \tau + at + b = \Delta\omega \cdot t$, donc :
 $a = \Delta\omega$ et $b = -\tau \cdot \Delta\omega$ donc $\varphi_s(t) = A \cdot e^{-t/\tau} + \Delta\omega \cdot (t - \tau)$
 Les conditions initiales permettent de déterminer A :
 $\varphi_s(0) = A - \tau \cdot \Delta\omega = \Phi_{s0} \Rightarrow A = \Phi_{s0} + \tau \cdot \Delta\omega$ par conséquent :
 $\varphi_s(t) = (\Phi_{s0} + \tau \cdot \Delta\omega) \cdot e^{-t/\tau} + \Delta\omega \cdot (t - \tau)$
 En régime permanent, seul le second terme est non nul $\Rightarrow \varphi_s(t) = \Delta\omega \cdot (t - \tau) \Rightarrow \omega_s = \omega_0 + \Delta\omega$
 Or $\omega_e = \omega_0 + d\varphi_e/dt = \omega_0 + \Delta\omega = \omega_s$.
 Dans les deux cas, en régime permanent, la pulsation du VCO est égale à la pulsation d'entrée.
- 9) $T_f(p) = \frac{1}{1 + RCp} = \frac{1}{1 + \tau_f p}$
 d'après 2) $\Phi_s(p) = \frac{K_0}{p} V_f(p)$ et $V_f(p) = T_f(p) \cdot K_d \cdot (\Phi_e(p) - \Phi_s(p))$ donc :

$$T'(p) = \frac{\Phi_s(p)}{\Phi_e(p)} = \frac{K_0 \cdot K_d}{\tau_f \cdot p^2 + p + K_0 \cdot K_d} = \frac{1}{\tau \cdot \tau_f \cdot p^2 + \tau \cdot p + 1} = \frac{T'_0}{\frac{p^2}{\omega_0'^2} + 2m' \frac{p}{\omega_0'} + 1}$$

 avec : $\omega_0' = \frac{1}{\sqrt{\tau \cdot \tau_f}}$, $m' = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{\tau}{\tau_f}}$ et $T'_0 = 1$
- 10) Il faut maintenant considérer le fondamental de la tension de sortie du VCO (d'amplitude $4 \cdot V_s' / \pi$) dans l'expression de K_d qui est donc modifié (V_s est remplacée par $4 \cdot V_s' / \pi$ dans l'expression de K_d). La pulsation propre et le coefficient d'amortissement du système bouclé s'en trouvent donc modifiés.

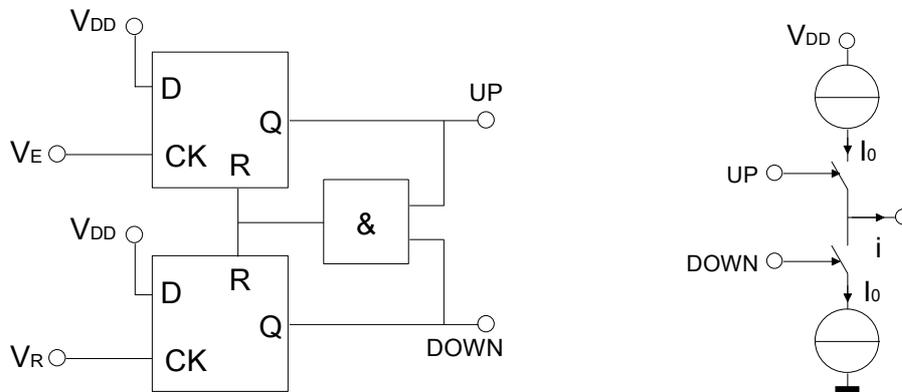
EXERCICE 5 : SYNTHETISEUR DE FREQUENCE

Le synthétiseur utilise une P.L.L. conformément au schéma ci-dessous.



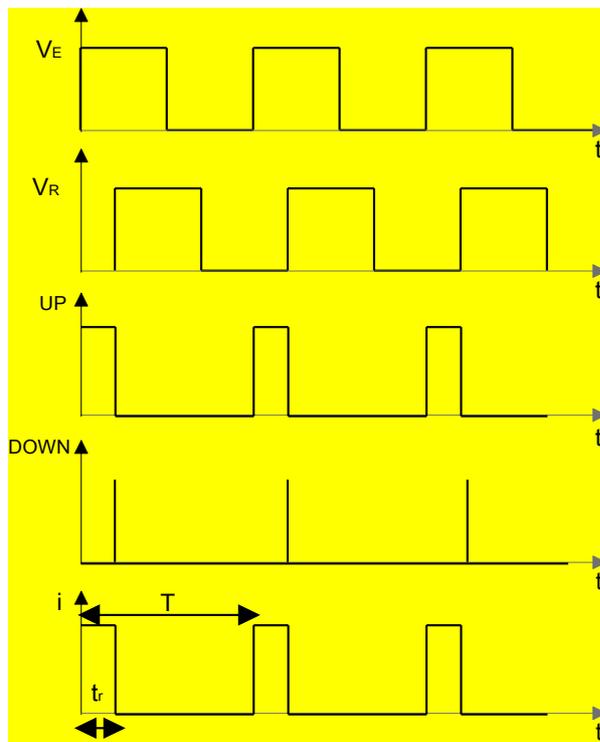
1. Etude du comparateur de phase/fréquence et de la pompe de charge

Le comparateur de phase et de fréquence est réalisé à partir de bascules D déclenchables sur des fronts positifs et remises à zéro lorsque les deux sorties UP et DOWN sont au niveau haut.



Les sorties UP et DOWN commandent les générateurs de courant constituant la pompe de charge.

Représenter les tensions UP et DOWN ainsi que le courant $i(t)$.



Exprimer la valeur moyenne du courant $i(t)$ en fonction du déphasage $\varphi_E(t) - \varphi_R(t)$.

$$\langle i(t) \rangle = \frac{t_r}{T} I_o = \frac{\varphi_E - \varphi_R}{2\pi} I_o$$

En déduire la fonction de transfert du comparateur de phase et fréquence $K_d(p) = \frac{I(p)}{\Phi_E(p) - \Phi_R(p)}$.

$$K_d(p) = \frac{I(p)}{\Phi_E(p) - \Phi_R(p)} = \frac{I_o}{2\pi}$$

La pompe de charge débite dans un condensateur de capacité C.

Donner la relation liant la tension u(t) aux bornes du condensateur à son courant de charge i(t).

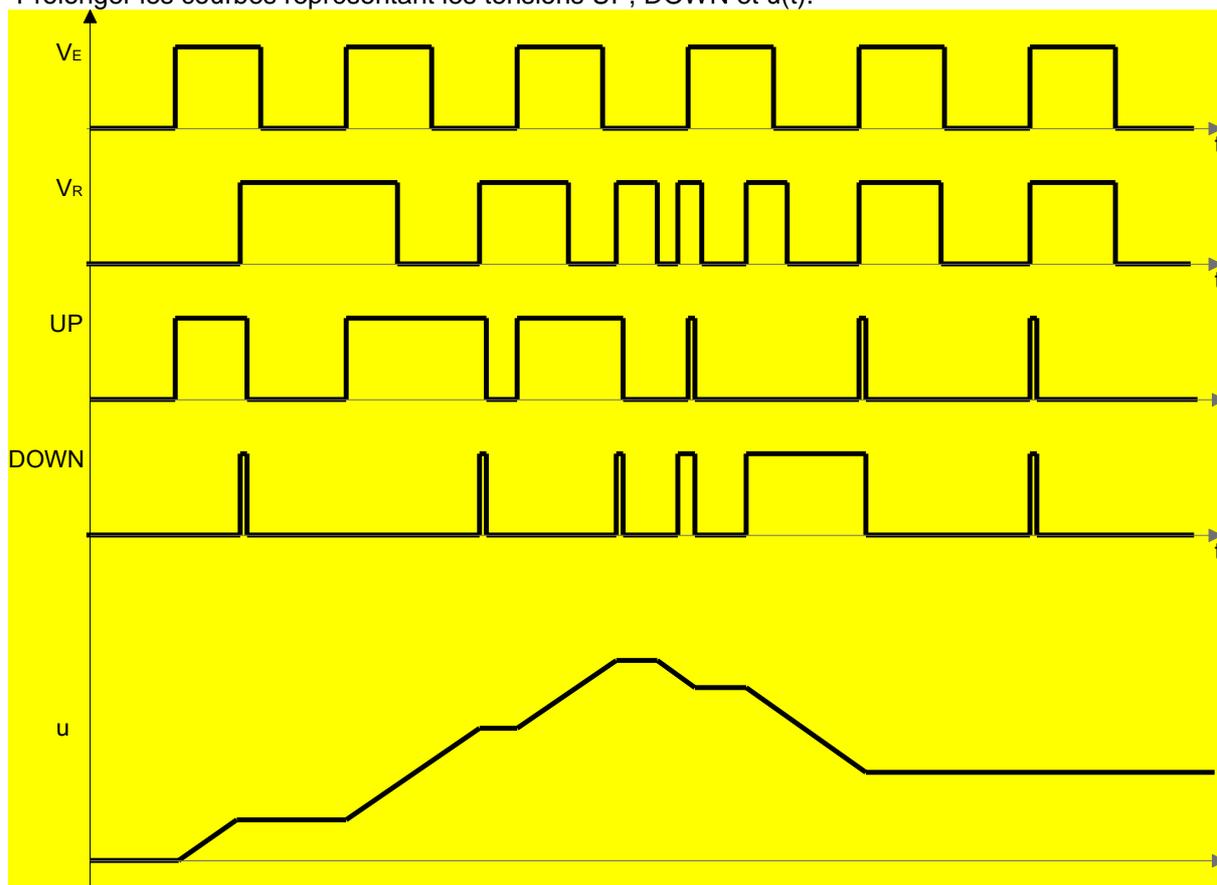
$$i(t) = C \frac{du}{dt}$$

Exprimer la pente de la tension u(t) lorsque :

- UP est au niveau haut, DOWN, au niveau bas : $\frac{I_o}{C}$
- UP est au niveau bas, DOWN, au niveau haut : $-\frac{I_o}{C}$

Les signaux d'entrée et de sortie du comparateur de phase et fréquence ainsi que la tension aux bornes du condensateur sont représentés ci-dessous. Les durées des impulsions DOWN sont allongées pour les rendre visibles.

Prolonger les courbes représentant les tensions UP, DOWN et u(t).



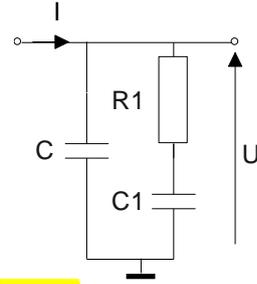
2. Etude du filtre

Le filtre de boucle est constitué d'un circuit RC série en parallèle sur le condensateur de capacité C. Déterminer la transmittance de l'ensemble $T_i(p) = U(p)/I(p)$

Montrer qu'elle peut se mettre sous la forme :

$$T_f(p) = \frac{\tau p + 1}{(C_1 + C)p(a\tau p + 1)}$$

Exprimer τ et a en fonction de R_1 , C_1 et C .
Justifier que $a < 1$.



$$T_f(p) = \frac{R_1 C_1 p + 1}{R_1 C_1 p^2 + (C_1 + C)p} = \frac{R_1 C_1 p + 1}{(C_1 + C)p \left(1 + \frac{R_1 C_1 C p}{C_1 + C}\right)}$$

$$\tau = R_1 C_1 \quad \text{et} \quad a = \frac{C}{C + C_1} < 1$$

3. Etude du VCO

Le VCO est caractérisé par la relation $\frac{d\phi_s}{dt} = K_o \cdot u(t)$. En déduire sa transmittance $K_o(p) = \frac{\Phi_s(p)}{U(p)}$.

$$K_o(p) = \frac{\Phi_s(p)}{U(p)} = \frac{K_o}{p}$$

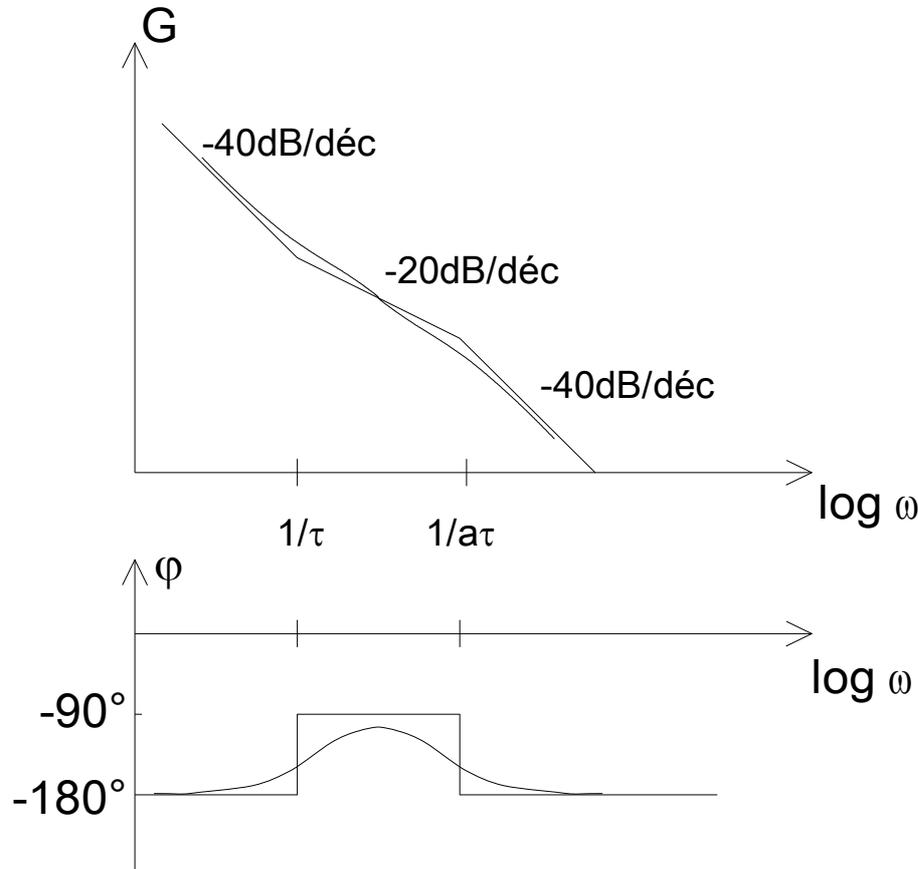
4. Fonction de transfert en boucle ouverte

Montrer que la FTBO définie par $T(p) = \frac{\Phi_R(p)}{\Phi_E(p)}$ peut se mettre sous la forme $T(p) = \frac{K(\tau p + 1)}{M p^2 (C_1 + C)(a\tau p + 1)}$

$$T(p) = \frac{K_d T_f(p) K_o(p)}{M} = \frac{I_o T_f(p) K_o}{2\pi M p} = \frac{K_o I_o (\tau p + 1)}{2\pi M p^2 (C_1 + C)(a\tau p + 1)}$$

Donc $K = \frac{K_o I_o}{2\pi}$

Représenter les diagrammes asymptotiques de Bode de la FTBO, esquisser les courbes réelles.



Montrer que : $\underline{T}(j\omega) = \frac{-K(1+a\omega^2\tau^2+j\omega\tau(1-a))}{M\omega^2(C_1+C)(1+a^2\omega^2\tau^2)}$

$$\underline{T}(j\omega) = \frac{-K(1+j\omega\tau)}{M\omega^2(C_1+C)(1+j\omega\tau)} = \frac{-K(1+j\omega\tau)(1-j\omega\tau)}{M\omega^2(C_1+C)(1+j\omega\tau)(1-j\omega\tau)}$$

donc : $\underline{T}(j\omega) = \frac{-K(1+a\omega^2\tau^2+j\omega\tau(1-a))}{M\omega^2(C_1+C)(1+a^2\omega^2\tau^2)}$

Exprimer l'argument de $\underline{T}(j\omega)$.

$$Arg(\underline{T}(j\omega)) = -180^\circ + \arctan\left(\frac{\omega\tau(1-a)}{1+a\omega^2\tau^2}\right)$$

Montrer, à partir du diagramme de Bode, que la marge de phase est maximale en $\omega_0 = \frac{1}{\tau\sqrt{a}}$

L'argument maximal se trouve au milieu des pulsations $1/\tau$ et $1/(\alpha\tau)$, soit en coordonnées

logarithmiques à la pulsation $\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{\tau} \frac{1}{\alpha\tau}} = \frac{1}{\tau\sqrt{a}}$

Montrer que la marge de phase a alors pour expression $M\phi = \arctan\left(\frac{1-a}{2\sqrt{a}}\right)$

$$M\phi = 180^\circ + Arg(\underline{T}(j\omega)) = 180^\circ - 180^\circ + \arctan\left(\frac{\omega_0\tau(1-a)}{1+a\omega_0^2\tau^2}\right) = \arctan\left(\frac{1-a}{2\sqrt{a}}\right)$$

En déduire que : $a = 1 + 2\tan^2(M\phi) - \sqrt{(1 + 2\tan^2(M\phi))^2 - 1}$

$\tan(M\phi) = \frac{1-a}{2\sqrt{a}}$ donc $4a \cdot \tan^2(M\phi) = (1-a)^2$ soit encore

$$a^2 - 2a(1 + 2\tan^2(M\phi)) + 1 = 0$$

équation du second degré qui a pour solution : $a = 1 + 2\tan^2(M\phi) - \sqrt{(1 + 2\tan^2(M\phi))^2 - 1}$

Calculer a pour obtenir une marge de phase de 60° .

$$a = 71,8 \cdot 10^{-3}$$

Montrer que la pulsation ω_0 peut s'écrire $\omega_0 = \frac{K\tau}{M(C_1+C)}$

$$\underline{T}(j\omega) = \frac{-K(1+j\omega\tau)}{M\omega^2(C_1+C)(1+j\omega\tau)}$$

A la pulsation $\omega_0 = \frac{1}{\tau\sqrt{a}}$ le module de $\underline{T}(j\omega)$ vaut 1, donc :

$$|\underline{T}(j\omega_0)| = \frac{K\sqrt{1+\omega_0^2\tau^2}}{M\omega_0^2(C_1+C)\sqrt{1+a^2\omega_0^2\tau^2}} = \frac{K\sqrt{1+\frac{1}{a}}}{M\frac{1}{a\tau^2}(C_1+C)\sqrt{1+a}} = \frac{K\tau^2\sqrt{a}}{M(C_1+C)} = \frac{K\tau}{M\omega_0(C_1+C)} = 1$$

$$\omega_0 = \frac{K\tau}{M(C_1+C)}$$

5. Choix des composants

La capacité C vaut 15 pF.

Montrer que $C_1 = C\left(\frac{1}{a} - 1\right)$ et calculer C_1 .

$$a = \frac{C}{C+C_1} \text{ donc } C_1 = C\left(\frac{1}{a} - 1\right)$$

$$C_1 = 194 \text{ pF}$$

La fréquence de coupure du filtre passe-bas f_c est toujours inférieure à la fréquence d'entrée du comparateur de phase f_e , soit $f_c = \alpha \cdot f_e$ avec $\alpha < 1$.

Montrer que $R_1 = \frac{1}{2\pi\alpha f_e C_1}$

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_1 C_1} \text{ donc } R_1 = \frac{1}{2\pi f_c C_1} = \frac{1}{2\pi\alpha f_e C_1}$$

Le fabricant de la P.L.L. préconise une fréquence de coupure du filtre passe-bas sept fois plus faible que la fréquence d'entrée du comparateur de phase et fréquence. Calculer R_1 pour un signal d'entrée du comparateur de fréquence 1 MHz

$$R_1 = 5,74 \text{ k}\Omega$$

A partir des expressions de la pulsation ω_0 et de K de la question précédente, montrer que :

$$I_o = \frac{8\pi^3 f_e f_s \alpha^2 C}{K_o \alpha \sqrt{a}}$$

où f_s représente la fréquence de sortie du VCO.

$$\omega_0 = \frac{K\tau}{M(C_1+C)} \text{ avec } K = \frac{K_o I_o}{2\pi} \text{ donc :}$$

$$\omega_o = \frac{K_o I_o \tau}{M(C_1 + C)} \quad \text{et} \quad I_o = \frac{2\pi M(C_1 + C)\omega_o}{K_o \tau} = \frac{2\pi f_s C}{K_o \tau^2 a \sqrt{a}} = \frac{(2\pi \alpha f_e)^2 2\pi f_s C}{K_o a \sqrt{a}} = \frac{8\pi^3 f_e f_s \alpha^2 C}{K_o a \sqrt{a}}$$

$$\text{car} \quad \omega_o = \frac{1}{\tau \sqrt{a}} \quad C + C_1 = \frac{C}{a} \quad \text{et} \quad \tau = R_1 C_1 = \frac{1}{2\pi f_c} = \frac{1}{2\pi \alpha f_e}$$

Le VCO est caractérisé par la constante $K_o = 2\pi \cdot 900 \cdot 10^6 \text{ rad} \cdot \text{s}^{-1} \cdot \text{V}^{-1}$.

Déterminer la valeur de I_o pour un signal de sortie de 10 MHz, α et a ayant les valeurs calculées précédemment.

$$I_o = 7 \mu\text{A}$$

PROBLEME BTS 2008

2.

2.1.

2.1.1. $f_e = f_r$ boucle verrouillée

2.1.2. $f_s = N \cdot f_e$

2.1.3. $f_e = 25 \text{ kHz}$

2.1.4. $N = 6066$

2.2.

2.2.1.

2.2.1.1. Source de courant : intensité indépendante de V

2.2.1.2. $\Delta\phi > 0 : i_s = 5 \text{ mA}$ $\Delta\phi = 0 : i_s = 0 \text{ mA}$ $\Delta\phi < 0 : i_s = -5 \text{ mA}$

2.2.2.

2.2.2.1. Fig 2.4a : v_e en avance sur v_r

2.2.2.2. $\Delta\phi = 2\pi t_o / T$

2.2.2.3. $I = I_o \cdot \Delta\phi / (2\pi)$

2.2.2.4. $K_\phi = 796 \mu\text{A}/\text{rad}$

2.3.

2.3.1. $Z_1(p) = 1/(C_1 p)$ $Z_2 = R_2 + 1/(C_2 p)$

2.3.2. $Z(p)$ est constitué de $Z_1(p) // Z_2(p)$, on exprime $Z(p)$ en fonction de $Y_1(p)$ et $Z_2(p)$

2.3.3. $\tau_2 = 2,31 \text{ ms}$ $f_2 = 68,9 \text{ Hz}$

2.4.1.1. Il s'agit de la transmittance du filtre passe-bas constitué de R_3 et C_3 .

2.4.1.2. On effectue le produit des fonctions de transfert de la chaîne directe.

2.4.1.3. $K = \frac{K_\phi \cdot K_{VCO}}{N \cdot (C_1 + C_2)}$

2.4.1.4. $C_1 = 10,5 \text{ nF}$

2.4.2.1. Voir courbes

2.4.2.2. $M\phi = 60^\circ$ $MG = 27 \text{ dB}$

2.4.2.3. Oui car $M\phi > 45^\circ$ et $MG > 12 \text{ dB}$.