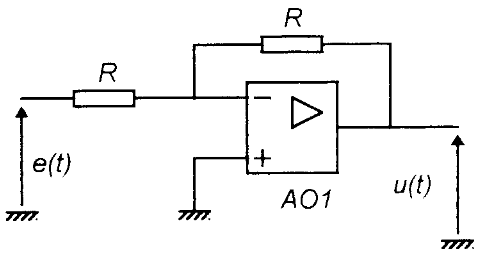
BTS 1999 : CORRIGÉ

1.1



Nous retrouvons la structure classique d'un inverseur.

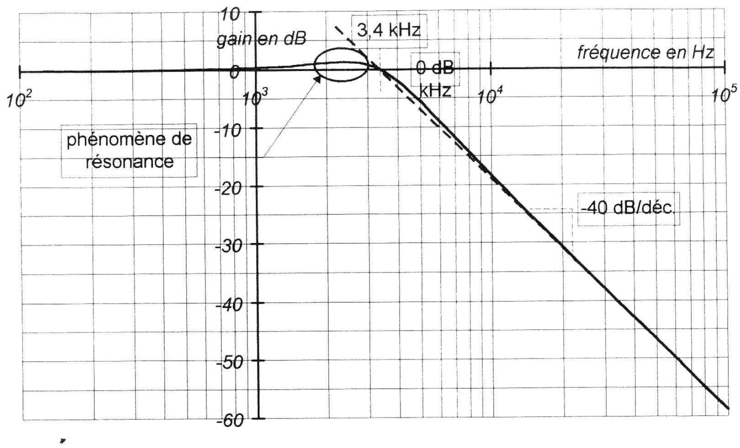
1.2 En continu, l'amplification du filtre est égale à 1 car s(t) = - u(t) = - (- e(t)) = e(t).

1.3 La limite finie de la réponse indicielle, quand $t \to \infty$, permet de confirmer la stabilité du fonctionnement linéaire du filtre.

1.4 Le filtre est un passe-bas car, à partir d'un gain fini en continu, nous avons un gain (en dB) qui tend vers $- \infty$ en HF.

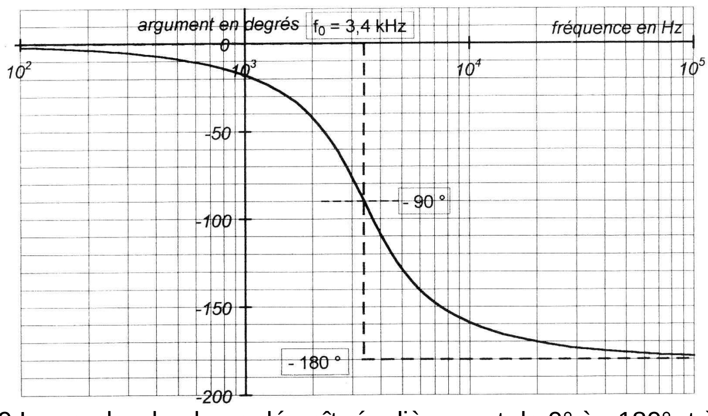
1.5 Pour ω nulle, le module est égal à 1 et l'argument à 0. Donc T(j.0) = 1.

1.6



1.7 Comme la pente de l'asymptote est de - 40 dB/décade, l'ordre du filtre est au moins de 2.

1.8



1.9 La courbe de phase décroît régulièrement de 0° à - 180° et à f_0 l'argument vaut – 90°, ce qui correspond bien à un filtre du deuxième ordre.

1.10 $\underline{T}(j\omega) = \dfrac{1}{1 + 2jm\dfrac{\omega}{\omega_0} - \dfrac{\omega^2}{\omega_0^2}}$

1.11 Graphiquement : f_0 = 3,4 kHz $\omega_0 = 2.\pi.f_0 = 21.10^3$ rad/s

1.12 À ω_0, le gain est nul donc le module de $T(j.\omega_0)$ est égal à 1.

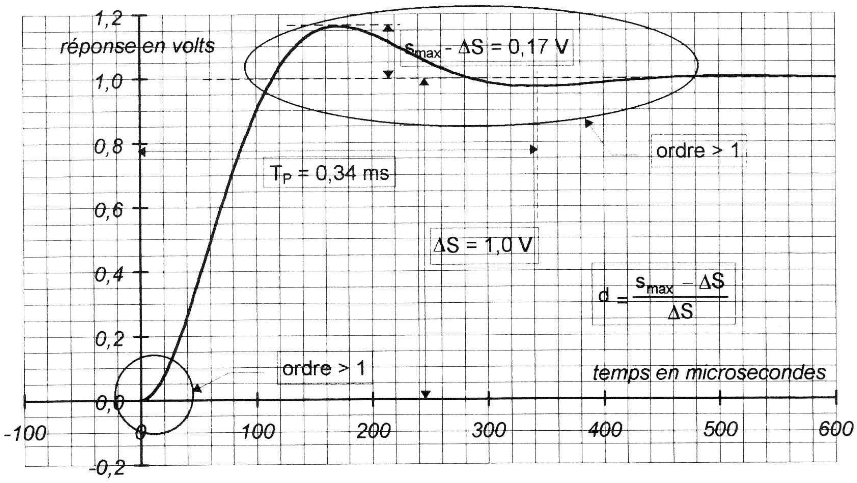
1.13 À la pulsation ω_0, le module est égal à 1 mais aussi à 1/(2.m) ; donc m = 0,5

1.14 Voir 1.6

1.15 Avec la courbe de réponse indicielle, la valeur initiale $s(0^+)$ est nulle, le temps de montée n'est pas nul, et la valeur finale est finie non nulle ; ce qui correspond à un filtre passe-bas.

1.16 La valeur finale de la réponse indicielle s(t) est égale à la valeur finale (1 V) de l'échelon e(t).

1.17



1.18 Graphiquement, nous trouvons T_P de l'ordre de 0,34 ms et d de l'ordre de 17 %.

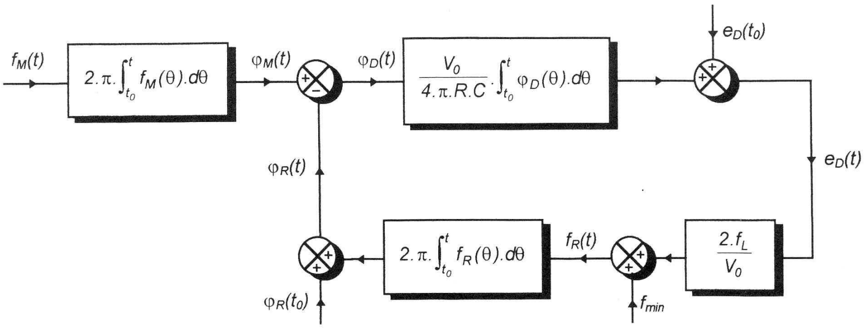
1.19 Le dépassement relatif d, de l'ordre de 17 %, indique déjà que m est inférieur à 1. Pour un dépassement de 20 %, m est de l'ordre de 0,45 ; donc l'ordre de grandeur est correct.
La pseudo-période théorique est donnée par la relation :

$T_p = \dfrac{1}{f_0\sqrt{1-m^2}} = 350\ \mu s$ et le premier dépassement par : $d_1 = e^{-\frac{m\pi}{\sqrt{1-m^2}}} = 0,16$

Les différences relatives sont respectivement de 3% et 6% ce qui est très satisfaisant.

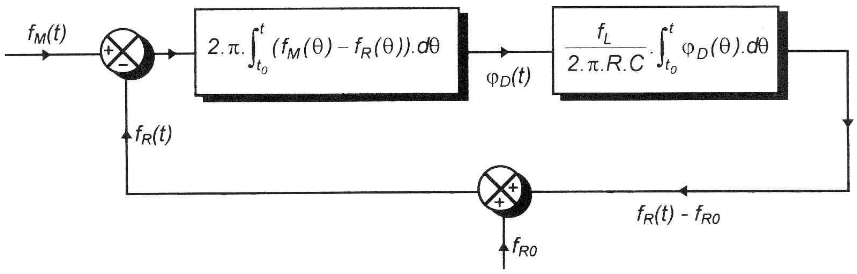
2.1 $f_R = f_{min} + \dfrac{2.f_L}{V_0} e_D$

2.2 et 2.3

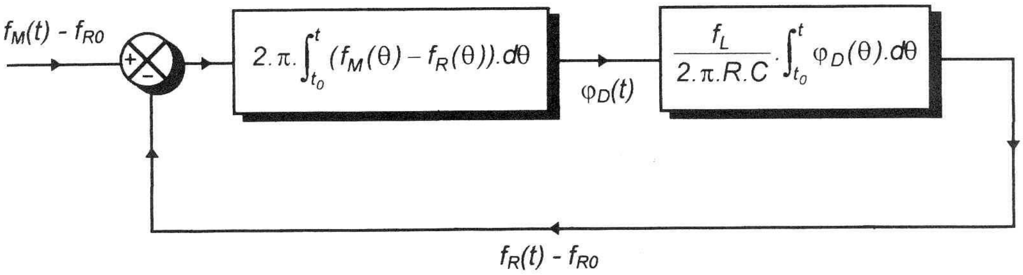


2.4 À t_0, $\varphi_R(t_0) = \varphi_M(t_0) = 0$ donc $\varphi_D(t_0) = 0$ et pour avoir $f_R = f_{R0}$ il faut $e_D(t_0) = V_0/2$

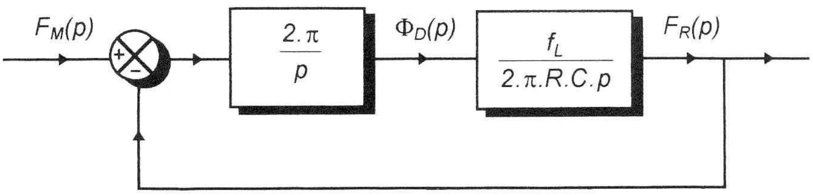
2.5



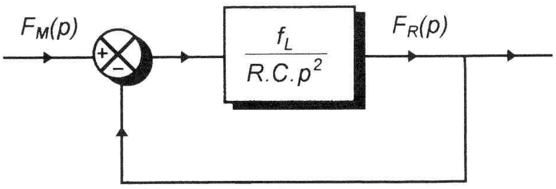
2.6



2.7

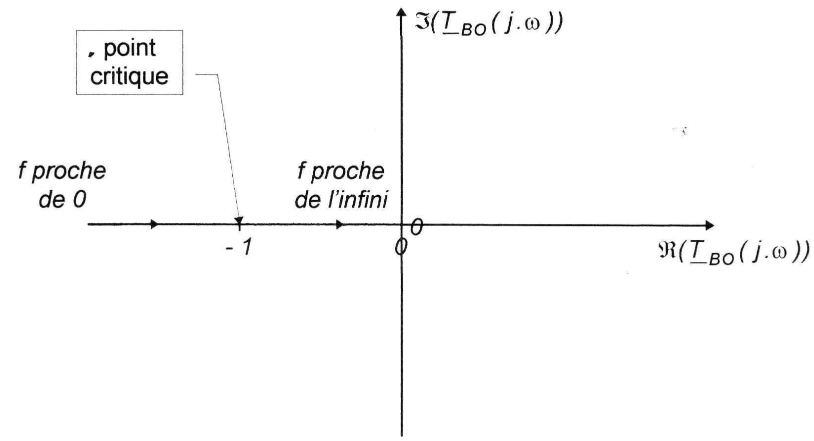


2.8



2.9 $T_{BO}(p) = \dfrac{f_L}{RCp^2}$ $\qquad$ $T_{BO}(j\omega) = \dfrac{-f_L}{RC\omega^2}$

2.10



2.11 Lorsque le diagramme de Nyquist, relatif à la transmittance en boucle ouverte et parcouru dans le sens des fréquences croissantes, laisse le point critique (0 ; - 1) sur sa gauche, le système a un fonctionnement stable en boucle fermée.

2.12 Pour notre boucle, le diagramme de Nyquist passe par le point critique : le système est instable en boucle fermée ; il doit même osciller.

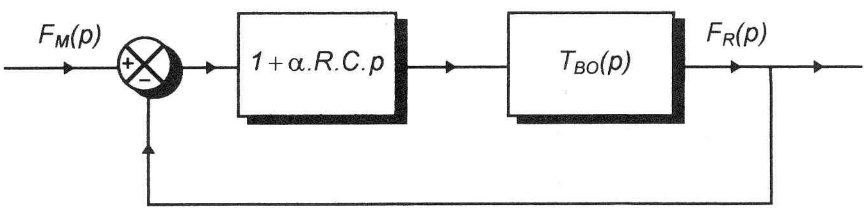
2.13 $T_{BF}(p) = \dfrac{1}{1+\dfrac{RCp^2}{f_L}}$

2.14 $T_{BF}(p)$ est l'expression d'une transmittance isomorphe d'un système du deuxième ordre sans amortissement : il y a obligatoirement instabilité en boucle fermée.

2.15 $\underline{T}(j\omega) = \dfrac{1}{1+jRC\omega}$ $\quad\quad$ $\underline{T}_c(j\omega) = \dfrac{1+\alpha jRC\omega}{1+jRC\omega}$ $\quad\quad$ $\dfrac{\underline{T}_c(j\omega)}{\underline{T}(j\omega)} 1+\alpha jRC\omega$

qui est dans le même rapport que $\underline{T}_{BOC}/\underline{T}_{BO}$.

2.16



2.17 Correcteur à action proportionnelle et dérivée.

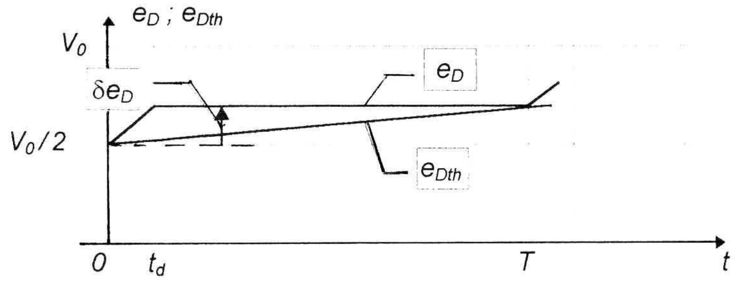
2.18 $T_{BFC}(p) = \dfrac{1+\alpha RCp}{1+\alpha RCp+\dfrac{RCp^2}{f_L}}$

Cette transmittance est celle d'un système du deuxième ordre avec un amortissement positif non nul : nous retrouvons l'effet de la stabilisation par le correcteur P.D.

3.1 $i(0^+) = \dfrac{V_0 - e_D(0^+)}{R} = \dfrac{V_0}{2R}$ et $\delta q = i(0^+).t_d = \dfrac{V_0.t_d}{2R}$

$$\delta e_D = \frac{\delta q}{C} = \frac{V_0.t_d}{2RC} = 63mV$$

3.2



3.3 $\varphi_D = 2\pi t_D/T$

3.4 $$e_{Dth}(t) = e_{Dth}(0^+) + \frac{V_0}{4\pi RC}\int_0^t \frac{2\pi t_d}{T}\,d\theta = \frac{V_0}{2} + \frac{V_0.t_d}{2RC}\frac{t}{T}$$

$$\delta e_{Dth} = e_{Dth}(T) - e_{Dth}(0^+) = \frac{V_0.t_d}{2RC}$$

3.5 $\delta e_{Dth} = \delta e_D$

3.6 Voir 3.2

3.7 Réponse b) c'est une simple linéarisation sur une période

3.8 $i = \dfrac{V_0 - e_D(0^+)}{R} = \dfrac{3V_0}{4R}$

3.9 $\delta e_D = \dfrac{\delta q}{C} = \dfrac{i(0^+).t_d}{C} = \dfrac{3V_0.t_d}{4RC} = 94mV$

3.10 $$e_{Dth}(t) = e_{Dth}(0^+) + \frac{V_0}{4\pi RC}\int_0^t \frac{2\pi t_d}{T}\,d\theta = \frac{V_0}{4} + \frac{V_0.t_d}{2RC}\frac{t}{T}$$

$$\delta e_{Dth} = e_{Dth}(T) - e_{Dth}(0^+) = \frac{V_0.t_d}{2RC} = 63mV$$

3.11 Réponse c) elle est mauvaise car, après une période de $e_M(t)$, les variations de $e_M(t)$ et de $e_{Dth}(t)$ sont différentes.