CORRIGÉ

I. CIRCUIT DÉRIVATEUR NON INVERSEUR

A. CIRCUIT THÉORIQUE (FIGURE 1)

1. L'amplificateur opérationnel peut être supposé parfait, car il est contre-réactionné par une résistance R. Cette contre-réaction assure qu'il fonctionne dans son domaine linéaire.
2. $i^+ = i^- = 0$ donc u^+ et u^- sont les tensions de sortie de deux ponts diviseurs en sortie ouverte :

   $u^+ = \underline{u}_1 \dfrac{R}{R+Z}$ et $u^- = \underline{u}_2 \dfrac{Z}{R+Z}$

   avec $Z = \dfrac{1}{j\omega C}$

   L'amplificateur opérationnel est parfait, donc $u^+ = u^-$,
   d'où il vient : $\underline{u}_1\, R = \underline{u}_2\, Z$

   Ce qui implique : $\underline{T}\,(j\omega) = \left(\dfrac{\underline{u}_2}{\underline{u}_1}\right) = \dfrac{R}{Z}$

   donc : $\boxed{\underline{T}\,(j\omega) = j\omega RC}$

3. En régime cissoïdal (sinusoïdal complexe), le produit par $j\omega$ correspond à l'opérateur "dérivation par rapport au temps" :

$u_1 = U_1\, e^{j\omega t} \quad \Rightarrow \quad \dfrac{du_1}{dt} = j\omega\, U_1\, e^{j\omega t}$

soit donc ici : $\underline{u}_2(t) = RC\,(j\omega\, \underline{u}_1) = RC\dfrac{du_1}{dt}$

4. $G(f_T) = 20 \log|\underline{T}\,(j\omega_T)| = 0\ \text{dB} \quad \Leftrightarrow$

$|\underline{T}\,(j\omega_T)| = 1 \quad \Leftrightarrow \quad \omega_T RC = 1 \quad \Leftrightarrow \quad \boxed{\omega_T = \dfrac{1}{RC}}$

Soit donc : $f_T = \dfrac{\omega_T}{2\,\pi} \quad \Rightarrow \quad \boxed{f_T = \dfrac{1}{2\pi RC}} \quad \Rightarrow \quad \underline{f_T = 600\ \text{Hz}}$

5. Voir graphes joints. $|\underline{T}\,(j\omega)| = \omega RC \Rightarrow$

   $G(\omega) = 20 \log|\underline{T}\,(j\omega)| = 20 \log(\omega RC)$ est une droite de pente 20 dB/dec, passant par le point (600 Hz ; 0 dB).

   $\varphi = \text{Arg}(\underline{T}) = \text{Arg}(j\omega RC) = \dfrac{\pi}{2} = 90°$ $\quad \forall$ f.

6. $\lim\limits_{\omega\to\infty} |\underline{T}\,(j\omega)| = \lim\limits_{\omega\to\infty} \omega RC = +\infty$ Le gain du système est potentiellement infini à haute fréquence, ce qui est impossible, car la tension de sortie est limitée par la tension de saturation de l'amplificateur. Le système sature à très haute fréquence.

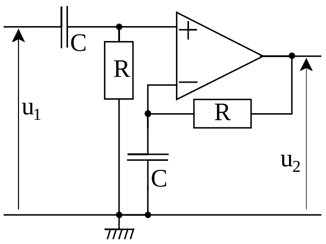


Fig. 1 : Dérivateur.
R = 68 kΩ et C = 3.9 nF.

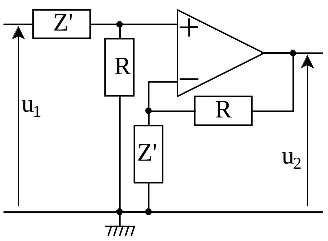


Fig. 2 : Z'=R' + 1/jωC,
avec R' = 8.2 kΩ.

B. AMÉLIORATION (FIGURE 2)

1. D'après §A.2, $\underline{T}\,'(j\omega) = \dfrac{R}{Z'}$ avec ici $Z' = R' + \dfrac{1}{j\omega C}$

   soit donc $\underline{T}\,'(j\omega) = \dfrac{R}{R' + \dfrac{1}{j\omega C}} = \dfrac{j\omega RC}{1 + j\omega R'C}$

2. L'exposant 1 de $j\omega$ au dénominateur de $\underline{T}'$ indique qu'il s'agit d'un filtre du 1er ordre. Il n'y a que 2 types de filtre du 1er ordre, le passe-haut et le passe-bas. Le numérateur (monôme en $j\omega$) indique que nous avons affaire à un

   $\boxed{\text{filtre passe-haut du premier ordre}}$.

   Nous savons que R'C qui est en facteur de $j\omega$ au dénominateur de $\underline{T}'$ est la constante de temps du système. La pulsation propre du système est $\omega_0 = \dfrac{1}{R'C}$. Pour pouvoir identifier $\underline{T}'$ à la forme canonique correspondante, il faut faire apparaître R'C au numérateur :

   $$\boxed{\underline{T}'\,(j\omega) = \frac{R}{R'}\,\frac{j\omega R'C}{1 + j\omega R'C} = A\,\frac{j\dfrac{\omega}{\omega_0}}{1 + j\dfrac{\omega}{\omega_0}}}$$

3. Par identification entre $\underline{T}'$ et sa forme canonique, nous obtenons :

   $\boxed{A = \dfrac{R}{R'}} \Rightarrow \underline{A = 8.293}$, soit $\underline{G = 18.4\ \text{dB}}$,

   l'amplification et le gain dans la bande passante

   $\omega_0 = \dfrac{1}{R'C}$ pulsation propre du système et $\boxed{f_0 = \dfrac{1}{2\pi R'C}}$

   fréquence propre : $\underline{f_0 = 4977\ \text{Hz}}$, qui est aussi la fréquence de coupure f_c.

4. $|\underline{T}\,(j\omega'_T)| = 1 \quad \Leftrightarrow \quad \dfrac{\omega'_T Rc}{\sqrt{1 + (\omega'_T R'C)^2}} = 1$

   $\Leftrightarrow \quad (\omega'_T RC)^2 = 1 + (\omega'_T R'C)^2 \quad \Leftrightarrow \quad \omega'^2_T C^2 (R^2 - R'^2) = 1$

   $\Leftrightarrow \quad \omega'_T = \dfrac{1}{C\sqrt{R^2 - R'^2}} \quad \Leftrightarrow \quad \boxed{\omega'_T = \dfrac{1}{RC\sqrt{1 - \dfrac{R'^2}{R^2}}}}$

   Ici R' << R $\Rightarrow \sqrt{1 - (R'^2/R^2)} \approx 1$ soit : $\boxed{\omega'_T \approx \omega_T}$

   $\underline{f'_T = 604.4\ \text{Hz}}$.

5. Voir graphes joints.
6.

f (kHz)	0.5	2.5	5	10	50
G (dB)	-1.67	11.4	15.4	17.4	18.3
φ (°)	84.3	63.4	45	26.6	5.7

II. AMPLIFICATEUR À TRANSISTOR PJFET

A. ETUDE DU POINT DE POLARISATION

1.

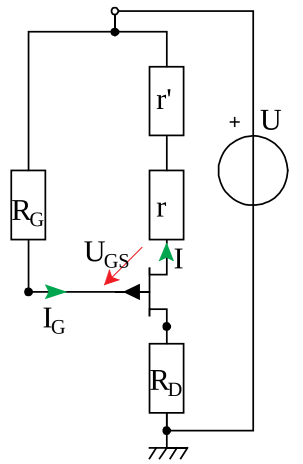


Figure 3 : Circuit de polarisation du PJFET.

Dans un transistor à effet de champ (JFET) en fonctionnement normal, la diode grille-canal est bloquée. Sur le symbole, la flèche indique le sens passant de cette diode. Donc, pour la bloquer ici : $U_{GS} > 0$.

2. $I_D = I_{DSS}\left(1 - \frac{U_{GS}}{U_P}\right)^2 \quad \Rightarrow \quad \sqrt{\frac{I_D}{I_{DSS}}} = 1 - \frac{U_{GS}}{U_P}$

$\Rightarrow \boxed{U_{GS} = U_P\left(1 - \sqrt{\frac{I_D}{I_{DSS}}}\right)}$ soit : $\underline{U_{GS} = 2.9 \text{ V}}$

3. Maille passant par R_S et R_G : $U_{GS} = -R_G I_G - R_S I > 0$
$I_G \approx 0$ est un courant de diode bloquée $\Rightarrow U_{GS} = -R_S I$

Donc : $\boxed{R_S = \frac{-U_{GS}}{I}}$ soit : $\underline{R_S = 580\ \Omega}$

4. Maille passant par U, R_S et R_D : $U + U_{DS} = -R_S I - R_D I$

$\Rightarrow \boxed{U_{DS} = -U - I(R_S + R_D)}$ soit : $\underline{U_{DS} = -10.1 \text{ V}}$

$U_{DS} < 0$, ce qui est nécessaire pour faire fonctionner un PJFET et $|U_{DS}| > |U_P| = 6.85$ V, ce qui assure que le PJFET fonctionne bien en transistor.

5. $g_m = s = y_{21} = \left(\frac{\partial I_D}{\partial U_{GS}}\right) = 2\, I_{DSS}\left(1 - \frac{U_{GS}}{U_P}\right)\left(-\frac{1}{U_P}\right)$

$\Rightarrow \boxed{y_{21} = -\frac{2\, I_{DSS}}{U_P}\left(1 - \frac{U_{GS}}{U_P}\right)}$ soit : $\underline{y_{21} = 2.53 \text{ mA V}^{-1}}$

II. ETUDE DYNAMIQUE EN RÉGIME PERMANENT DE PETITS SIGNAUX

1.

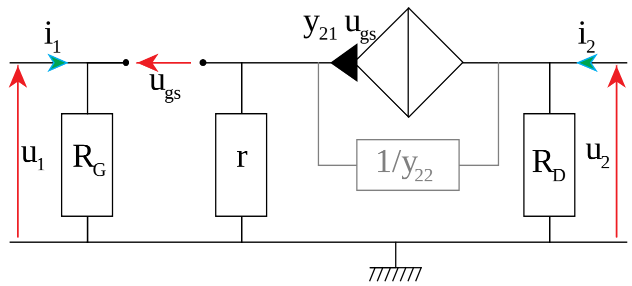


Figure 4 : Circuit équivalent au montage pourle régime permanent de petits signaux. $1/y_{22}$ est négligeable ici.

2. La variable commune entre l'entrée et la sortie est u_{gs} :

$$\begin{cases} u_2 = -R_D\, y_{21}\, u_{gs} \\ u_1 - u_{gs} = r\, y_{21}\, u_{gs} \end{cases} \Rightarrow \quad u_1 = u_{gs}(1 + r\, y_{21})$$

$$\Rightarrow \boxed{A_u = \frac{u_2}{u_1} = \frac{-R_D\, y_{21}}{1 + r\, y_{21}}}$$

r (Ω)	0	**174**	$R_s = 580$
A_u	**-4.55**	-3.16	**-1.85**
G_u (dB)	**13.2**	10	**5.33**

3. $A_u + A_u\, r\, y_{21} = -R_D\, y_{21} \quad \Rightarrow \quad \boxed{r = \frac{-A_u - R_D\, y_{21}}{A_u\, y_{21}}}$

Valeur numérique de r pour $G_u = 10$dB : voir tableau ci-dessus.
Valeurs les plus proches dans la série E12 :
$\underline{r = 180\ \Omega}$ et $\underline{r' = 390\ \Omega}$.

III. QUESTIONS DE COURS

1. Ce circuit s'appelle un mirroir de courant
2. Ce circuit sert à générer un courant :

$$I \approx I_0 = \frac{U_{CC} - U_{BE}}{R_0} \approx \frac{U_{CC}}{R_0}$$

3. Ce circuit est équivalent à un générateur de courant continu quasiment parfait (figure ci-contre).
4. T_1 et T_2 sont des transistors bipolaires NPN, comme le montre la flèche du symbole qui indique le sens passant de la diode base (P) - émetteur (N).
5. Dans ce type de transistor, les porteurs majoritaires sont imposés par l'émetteur. Ici l'émetteur est dopé N, aussi les majoritaires sont-ils des électrons.

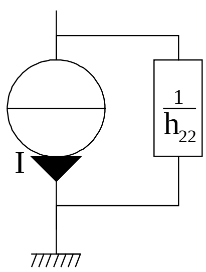
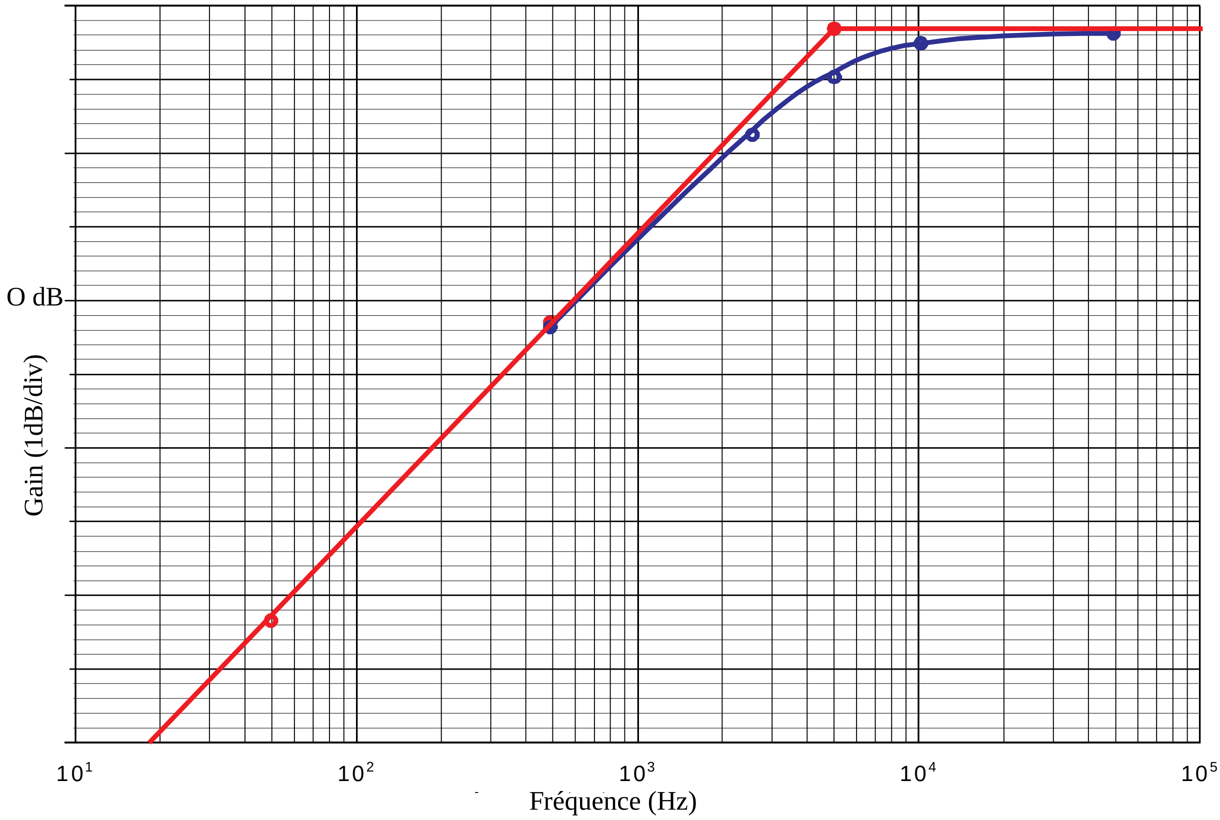
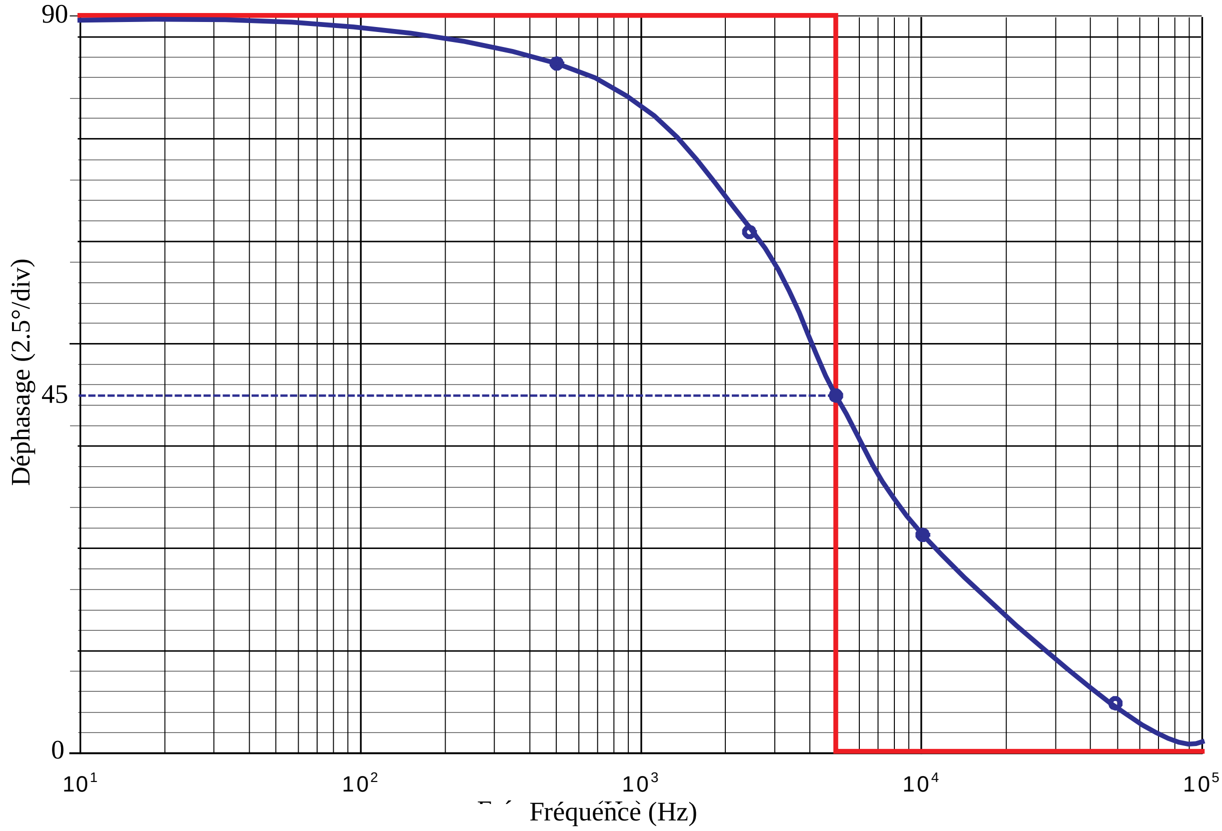


Figure 5 : Circuit équivalent à la sortie du miroir de courant.

N° d'appel:



Courbe 1 : courbe de gain du diagramme de Bode.



Courbe 2 : courbe de phase du diagramme de Bode