

Quatrième partie

Réponses aux exercices et
problèmes

1 – Sources et circuits

1.1 – Novembre 2006

1. $C \frac{dv}{dt} + \frac{v}{R_t} = \frac{U_T}{R_T}, \quad U_T = \frac{R_2 U}{R_1 + R_2}, \quad R_T = R_1 // R_2.$
2. $v = U_T + (v_0 - U_T) e^{-t/\tau}, \quad \tau = R_T C.$
3. $t = 0^- : V_e = 0, \quad v = U_T, \quad v_C = -U_T,$
 $i(R_1) = i(R_2) = U / (R_1 + R_2), \quad i(C) = 0.$
4. $t = 0^+ : V_e = -V_E, \quad v_C = -U_T, \quad v_0 = U_T - V_E, \quad v = U_T - V_E e^{-t/\tau},$
 (cf. Fig. 148).
5. $\tau = R_T C = 2,6 \mu s \ll t_p = 50 \mu s.$
6. $t = 0^- : V_e = -V_E, \quad v = U_T, \quad v_C = -V_E - U_T,$
 $i(R_1) = i(R_2) = U / (R_1 + R_2), \quad i(C) = 0.$
 $t = 0^+ : V_e = 0, \quad v_C = -V_E - U_T, \quad v_0 = U_T + V_E, \quad v = U_T + V_E e^{-t/\tau},$
 (cf. Fig. 148).

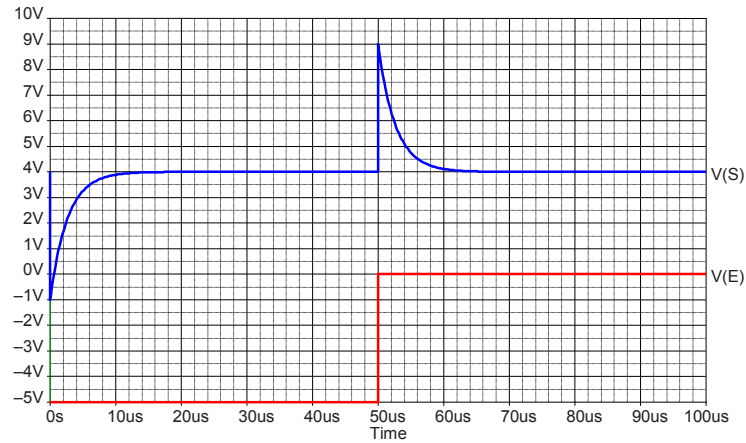


Fig. 148 – Exercice 1.1.

1.2 – Novembre 2005

4. $I(R_1) = 7 \text{ mA}, \quad I(R_2) = 10 \text{ mA}, \quad I(R_u) = 3 \text{ mA},$
 $V(A) = 5 \text{ V}, \quad V(B) = 62 \text{ V}, \quad V(S) = 12 \text{ V}.$

1.3 – Mai 2005

1. $V_{BA} = \left(\frac{R_2 + sR_1R_3}{R_1 + R_2} \right) E.$
2. $I_{CC} = \left(\frac{R_2 + sR_1R_3}{R_1(R_2 + R_3) + R_2R_3(1 - sR_1)} \right) E.$
3. $R_{th} = \frac{R_1(R_2 + R_3) + R_2R_3(1 - sR_1)}{R_1 + R_2}.$

1.4 – Décembre 2003

1. $V_S = \frac{V_{T1} - (R_{T1} + R_3)I_2}{1 + R_{T1}G + (R_{T1} + R_3)/R_u}$, $V_{T1} = \frac{R_2V_1}{R_1 + R_2}$, $R_{T1} = R_1 // R_2$.
2. $I_2 = 4 \text{ mA}$.
3. $V_S = 0,8 \text{ V}$.
4. $I(R_u = 0) = 2 \text{ mA}$.

1.5 – Septembre 2001

1. $G_v = \frac{-h_f R_2}{R_1 - h_f h_r R_2}$.
2. $G_i = h_f$.
3. $Z_e = R_1 - h_f h_r R_2$.
4. $G_v = \frac{R_1 R_2}{R_1 - h_f h_r R_2}$.
5. $G_v = -1111$, $G_i = 100$, $Z_e = 900 \text{ } \Omega$, $Z_s = 11,11 \text{ k}\Omega$.

1.6 – Septembre 1997

1. $\frac{v_s}{v_e} = \frac{\mu R G_m}{1 + j\omega(1 + \mu)RC} = \frac{A_0}{1 + j\omega/\omega_0}$, $A_0 = \mu R G_m$, $\omega_0 = \frac{1}{(1 + \mu)RC}$.
2. $A_0 \omega_0 = \frac{\mu G_m}{(1 + \mu)C} \stackrel{\mu \gg 1}{\approx} \frac{G_m}{C}$.

2 – Amplificateurs opérationnels**2.1 – Janvier 2006**

1. $V_A = \frac{RV_B}{2R + \Delta R}$.
2. $I_B = \frac{V_B}{R}$.
3. $V_S = \frac{-\Delta R \cdot V_B}{R}$.
4. La sensibilité et le signe peuvent se régler par V_B (grandeur et sens).
5. $V_B < 5 \text{ V}$.

2.2 – Novembre 2006

1. $I_0 = \frac{V_d}{R}$.
2. $R = 500 \text{ } \Omega$.
3. $R_{umax} = R \left(\frac{V_{sat}}{V_d} - 1 \right)$.
4. $R_{umax2} = R_{umax1} + R$ donc si $R_u < R_{umax1} \Rightarrow R_u < R_{umax2}$.

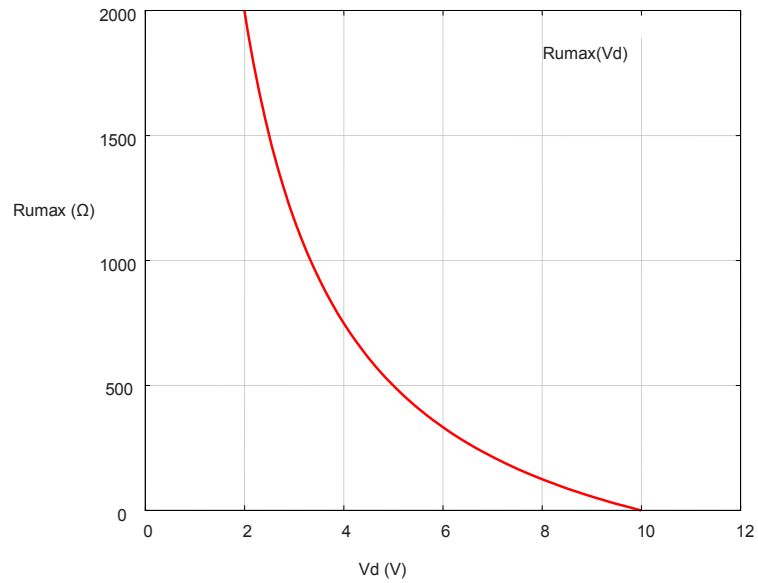


Fig. 149 – Exercice 2.2.

5. Évolution de R_{umax} : cf. Fig. 149.
6. $V_d < V_{sat}$.
7. $R_{umax} = 0$, $I_0 = V_{sat}/R = 30$ mA, vérifier que le courant maxi fourni par l'AOP est suffisant.

2.3 – Novembre 2005

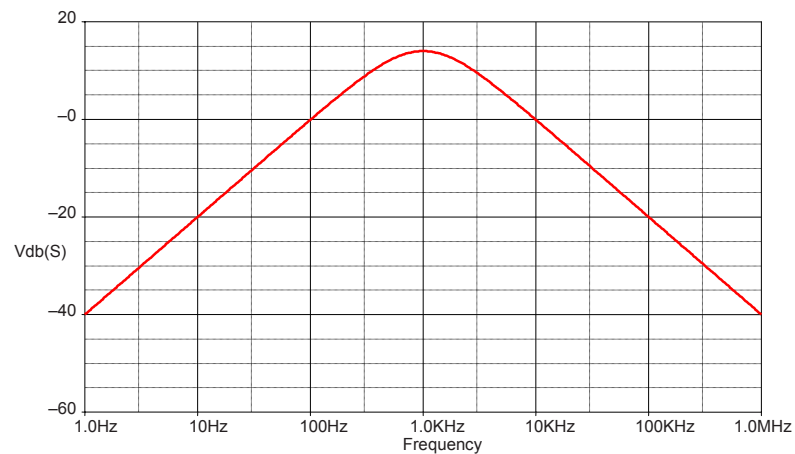


Fig. 150 – Exercice 2.3.

1. $H(j\omega) = \frac{-1}{K + j(\omega/\omega_h - \omega_b/\omega)}$.
2. $|H|_{dB} = -10 \log \left[K^2 + (\omega/\omega_h - \omega_b/\omega)^2 \right]$,

- $|H|_{dB} \xrightarrow{\omega \rightarrow 0} H_0 = 20 \log(\omega/\omega_b)$, $|H|_{dB} \xrightarrow{\omega \rightarrow \infty} H_\infty = -20 \log(\omega/\omega_h)$.
3. H_0 coupe 0 dB en ω_b , H_∞ coupe 0 dB en ω_h ,
 H_0 et H_∞ se coupent en $\omega_c = \sqrt{\omega_b \omega_h}$ à l'ordonnée : $10 \log \left(\frac{R_2 C_1}{R_1 C_2} \right)$.
4. $|H|_{dB}(\omega_c) = -20 \log \left(\frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1} \right)$.
5. $f_b = 100$ Hz, $f_h = 10$ kHz, $f_c = 1$ kHz, $A_0(\omega_c) = 20$ dB, $|H|_{dB}(\omega_c) = 14$ dB,
(cf. Fig. 150).

2.4 – Novembre 2004

1. $G = \frac{-R_2}{R_1} \left(2 + \frac{R_2}{R_3} \right)$, R sert à équilibrer les courants de polarisation pour réduire l'offset.
2. $Z_e = R_1$.
3. $R_2 = 10R_1$, résistances trop grandes \Rightarrow courants trop faibles (approximations injustifiées), résistances trop faibles \Rightarrow courants trop forts (gaspillage d'énergie, limites AOP). Valeurs possibles : $R_1 = 10\text{k}\Omega$, $R_2 = 100\text{k}\Omega$.

2.5 – Novembre 2004

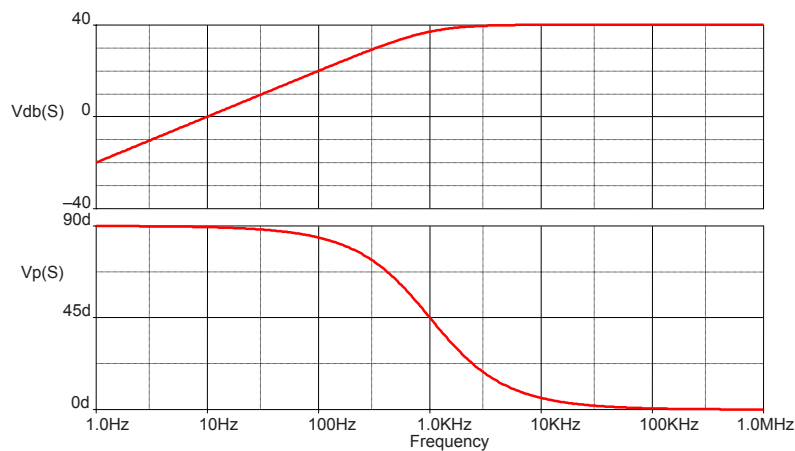


Fig. 151 – Exercice 2.5.

1. $H(j\omega) = \frac{G_0 j\omega\tau}{1 + j\omega\tau}$, $G_0 = 1 + \frac{R_2}{R_1}$, $\tau = RC$.
2. $|H|_{dB} = 20 \log G_0 j\omega\tau - 10 \log(1 + \omega^2\tau^2)$.
3. $|H|_{dB} \xrightarrow{\omega \rightarrow 0} H_0 = 20 \log G_0 j\omega\tau$, $|H|_{dB} \xrightarrow{\omega \rightarrow \infty} H_\infty = 20 \log G_0$, (cf. Fig. 151)
4. $\omega_0 = 1/\tau$, $A_0 = 20 \log G_0$.
5. $\omega_1 = 1/(G_0\tau)$.
6. $\varphi = \angle H(j\omega) = \frac{\pi}{2} - \arctan \omega\tau$.

7. $\varphi(0) = \frac{\pi}{2}$, $\varphi(\infty) = 0$, $\varphi(\omega_0) = \frac{\pi}{4}$, (cf. Fig. 151).

2.6 – Septembre 2004

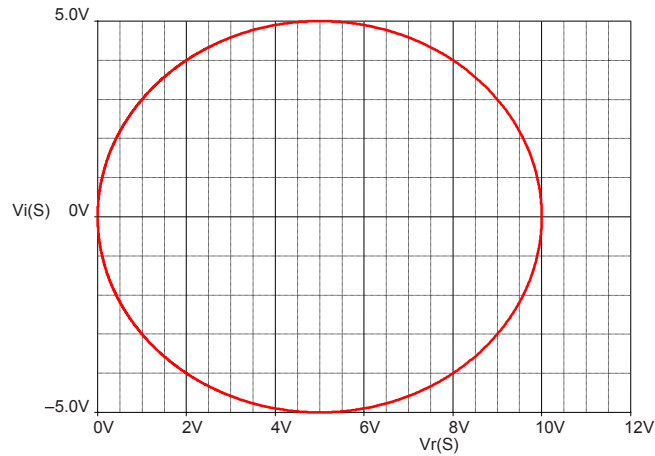


Fig. 152 – Exercice 2.6.

1. $u = \frac{g_1 \cdot e}{1 + j\omega\tau}$, $s = \frac{j\omega\tau \cdot g_2 u}{1 + j\omega\tau}$, $\tau = RC$, $g_1 = 1 + \frac{R_2}{R_1}$, $g_2 = 1 + \frac{R_4}{R_3}$.
2. $T(j\omega) = \frac{s}{e} = \frac{j\omega\tau \cdot g_1 g_2}{(1 + j\omega\tau)^2}$.
3. Diagramme de Nyquist : cercle centré sur l'axe réel tel que $T(0) = 0$, $T(\infty) = 0$, coupe l'axe réel pour $\omega_a = 1/\tau$ avec $T(\omega_a) = g_1 g_2 / 2$, (cf. Fig. 152).
4. Pulsation = ω_a .
5. Oscillations si : $g_1 g_2 = 2$, $R_b/R_a = \sqrt{2} - 1$.
6. $\omega_0 > 10\sqrt{2}\omega_a/A_0$.

2.7 – Mai 2005

1. $v_S = \frac{A(R_3 + R_4)}{(A + 1)R_3 + R_4} \left(\frac{v_A R_2}{R_1 + R_2} - \frac{v_B R_4}{R_3 + R_4} - V_{off} \right)$.
2. $R_2 R_3 = R_1 R_4$.
3. $v_S = \frac{R_4}{R_3} (v_A - v_B) - \left(1 + \frac{R_4}{R_3} \right) V_{off}$.
4. Offset minimum $\Rightarrow R_3 \gg R_4$, mais $G = R_4/R_3 \rightarrow 0$.
5. $G \gg 1 \Rightarrow v_S = \frac{R_4}{R_3} (v_A - v_B - V_{off})$.

2.8 – Septembre 2001

1. $v_S = R_2 i_e$.

2. $R_2 = 1 \text{ k}\Omega$.
3. $i_0 = \left(1 + \frac{R_2}{R_L}\right) i_e$.
4. $\frac{-V_{sat}}{R_2} < i_e < \frac{V_{sat}}{R_2}, \quad -15 \text{ mA} < i_e < 15 \text{ mA}$.
5. $R_L > \frac{R_2 i_e}{i_{0max} - i_e}, \quad R_L > 1,5 \text{ k}\Omega$.

2.9 – Février 2001

1. $G_0 = -R_2/R_1$, si A est fini on doit avoir $R \gg R_2/A$.
2. $f_c = \frac{RR_1 f_T}{(R + R_1)R_2}$.
3. $R = R_1$.

2.10 – Septembre 1999

1. $v_S = \frac{-R_2}{R_1}u + \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)v, \quad v_S = \left(1 + \frac{R_4}{R_3} + \frac{R_4}{R_u}\right)v$.
2. $v = \frac{-R_2 R_3 R_u \cdot u}{R_1 R_3 R_4 + (R_1 R_4 - R_2 R_3) R_u}$.
3. $R_1 R_4 = R_2 R_3, \quad i_U = -u/R_3$.
4. $u = 10 \text{ V}$.
5. $R_u < \frac{(R_1 V_{sat} - R_2 |u|) R_3}{(R_1 + R_2)|u|}, \quad R_u < 15,5 \text{ k}\Omega$.

2.11 – Février 1999

1. $v_A = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)v$.
2. $Z_e = \frac{-R_1 R}{R_2}$.
3. $v(R_u) = \frac{R_u V}{R}, \quad i(R_u) = \frac{V}{R}$.
4. Idem.
5. Source de courant commandée en tension.

2.12 – Septembre 1996

1. $Z_e = \frac{R_1 R_2}{Z}$.
2. $L = R_1 R_2 C$.
3. $0,1 \mu\text{H} < L < 50 \text{ mH}$.

2.13 – Janvier 1998

1. $v = \frac{1 + R_5/R_3}{1 + R_4/R_6} u_2 - \frac{R_5}{R_3} u_1, \quad R_3 R_6 = R_4 R_5,$
 $v = \frac{R_6}{R_4} (u_2 - u_1) = \frac{R_5}{R_3} (u_2 - u_1).$
2. $u_2 - u_1 = \left(1 + \frac{R_1 + R_2}{R}\right) (e_2 - e_1).$
3. $v = \frac{R_5}{R_3} \left(1 + \frac{R_1 + R_2}{R}\right) (e_2 - e_1).$
4. $R(G = 300) = 100 \text{ k}\Omega, \quad R(G = 3000) = 6,9 \text{ k}\Omega.$

2.14 – Septembre 1997

1. $\frac{v_s}{v_e} = 1 + \frac{R_5}{R_1} + \frac{R_6}{R_3}.$
2. $\frac{v_s}{v_e} = 3.$

2.15 – Mars 1996

1. $Z_e = \frac{Z_1 Z_3 Z_5}{Z_2 Z_4}.$
2. $L_e = \frac{C_4 R_1 R_3 R_5}{R_2}.$
3. $L_e = 10 \text{ mH}.$

3 – Génération de signaux**3.1 – Mai 2005**

1. $G = \frac{R_2 (1 - LC\omega^2) + jR_2 C\omega (R + R_3)}{R_2 (1 - LC\omega^2) + jC\omega (RR_2 - R_1 R_3)}.$
2. $RR_2 = R_1 R_3.$
3. $\omega = 1/\sqrt{LC}.$

3.2 – Janvier 2004

1. $T(j\omega) = \frac{-A + j\omega\tau \cdot A^2}{1 + j\omega\tau}.$
2. Affixes caractéristiques du diagramme de Nyquist :
 $T(\omega = 0) = (-A, 0), \quad T\left(\omega = 1/(\tau\sqrt{A})\right) = (0, A\sqrt{A}), \quad T(\omega = \infty) = (A^2, 0),$
(Fig. 153).
3. Montage instable si $A > 1.$
4. $\frac{dv_C}{dt} + \frac{v_C}{\tau} = \frac{v_1 - v_2}{\tau}.$

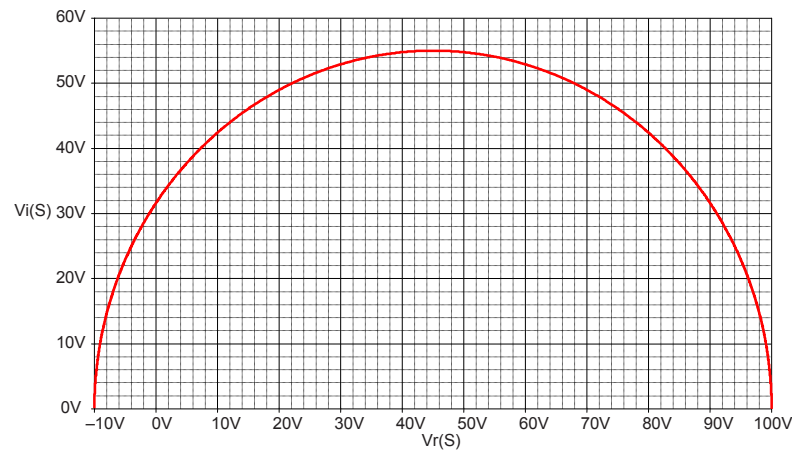


Fig. 153 – Exercice 3.2.

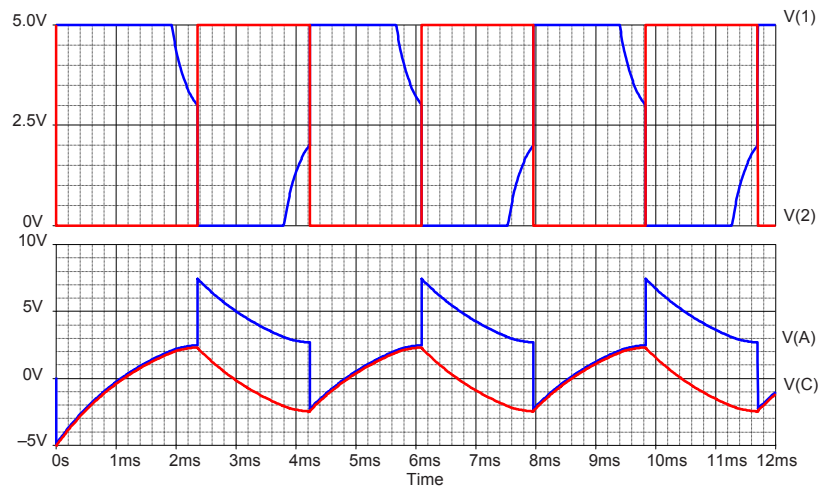


Fig. 154 – Exercice 3.2.

5. $v_C = -V_{DD} + (V_{DD} + V_T) e^{-t/\tau}$, $v_S = (V_{DD} + V_T) e^{-t/\tau}$, (Fig. 154).
6. $t_1 = \tau \ln(1 + V_{DD}/V_T)$, changement d'état des deux inverseurs.
7. $v_1(t_1^+) = V_{DD}$, $v_2(t_1^+) = 0$, $v_C(t_1^+) = v_S(t_1^+) = v_C(t_1^-) = V_T - V_{DD}$.
8. $\frac{dv_C}{dt} + \frac{v_C}{\tau} = \frac{V_{DD}}{\tau}$, origine des temps en t_1 :

$$v_S = v_C = V_{DD} + (V_T - 2V_{DD}) e^{-t/\tau}, \quad t_2 = \tau \ln \left(\frac{2V_{DD} - V_T}{V_{DD} - V_T} \right) \text{ (Fig. 154).}$$
9. $T = 2\tau \ln 3$.

3.3 – Septembre 2003

1. $A = \frac{-R_3}{2R}$, $\omega_0^2 = \frac{2}{RR_3C^2}$, $\xi^2 = \frac{R}{2R_3}$.

2. $R_3 > 2R$, $\omega = \omega_0$.

3.4 – Janvier 2003

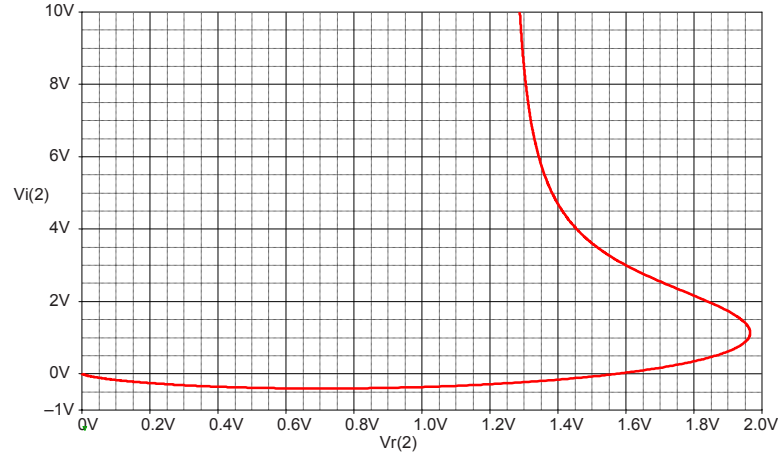


Fig. 155 – Exercice 3.4.

1. $\frac{v_2}{v_1} = \frac{-1}{j\omega\tau_3}$, $\frac{v_1}{v_E} = \frac{1}{1 - \omega^2\tau_1\tau_2 + j\omega\tau_2(1 + R_1/R_2)}$.
2. $T(j\omega) = \frac{1}{\omega^2\tau_2\tau_3(1 + R_1/R_2) - j\omega\tau_3(1 - \omega^2\tau_1\tau_2)}$.
3. Affixes caractéristiques du diagramme de Nyquist :
 $T(\omega = 0) = \left(\frac{\tau_2(1 + R_1/R_2)}{\tau_3}, \infty \right)$, $T(\omega = \infty) = (0, 0)$, $\omega_0 = 1/\sqrt{\tau_1\tau_2}$,
 $T(\omega = \omega_0) = \left(\frac{\tau_1 R_2}{\tau_3(R_1 + R_2)}, 0 \right)$, (Fig. 155).
4. $\frac{\tau_1 R_2}{\tau_3(R_1 + R_2)} > 1$, $\omega = \omega_0$.
5. Quadrature toujours vérifiée, $|\frac{v_2}{v_1}| = 1 \Rightarrow \tau_3 = \sqrt{\tau_1\tau_2}$, $\frac{R_2\sqrt{\tau_1/\tau_2}}{R_1 + R_2} > 1$.

3.5 – Janvier 2002

1. $v_2 = \frac{-v_1}{j\omega\tau}$, $\tau = RC$.
2. $v_B = (1 + 2j\omega\tau)v_1$.
3. $i' = 2(v_3 - (1 + 2j\omega\tau)v_1)/R$.
4. $i'' = 4\omega^2\tau^2 v_1/R$.
5. $v_3 = (1 + 5j\omega\tau/2 - 2\omega^2\tau^2)v_1$.
6. $T(j\omega) = \frac{2K}{j\omega\tau(2 + 5j\omega\tau - 4\omega^2\tau^2)}$.

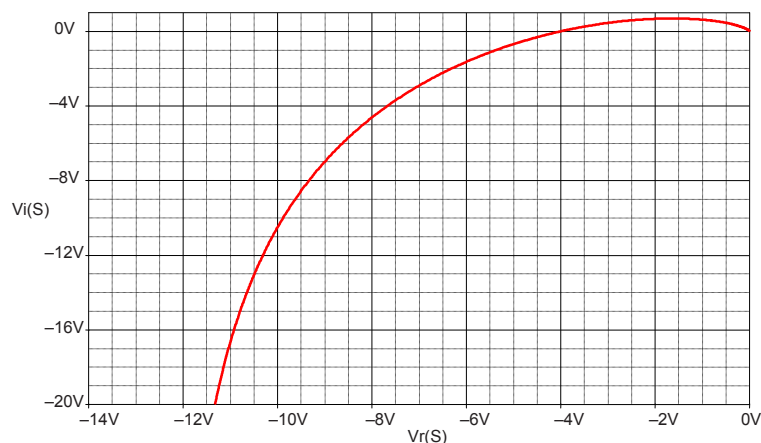


Fig. 156 – Exercice 3.5.

7. Affixes caractéristiques du diagramme de Nyquist :

$$T(\omega = 0) = (-5K/2, -\infty), \quad T(\omega = \infty) = (0, 0), \quad \omega_0 = 1/(\tau\sqrt{2}),$$

$$T(\omega = \omega_0) = (-4K/5, 0), \quad (\text{Fig. 156}).$$

8. Circuit stable $\Rightarrow K < 5/4$.

9. $\omega_0 = 1/(\tau\sqrt{2}), \quad K = 5/4$.

3.6 – Février 2001

Voir figure 157.

1. $v_C = 2V(1 - e^{-t/\tau}), \quad v_A = V(2e^{-t/\tau} - 1), \quad \tau = RC, \quad t_1 = \tau \ln 2$.
2. $v_S(t' = 0) = -V, \quad v_A(t' = 0) = -2V, \quad v_B(t' = 0) = V, \quad v_C(t' = 0) = V,$
 $v_C = V(3e^{-t'/\tau} - 2), \quad v_A = V(1 - 3e^{-t'/\tau}), \quad t'_2 = \tau \ln 3$.
3. $v_S(t'' = 0) = V, \quad v_A(t'' = 0) = 2V, \quad v_B(t'' = 0) = -V, \quad v_C(t'' = 0) = -V,$
 $v_C = V(-3e^{-t''/\tau} + 2), \quad v_A = V(3e^{-t''/\tau} - 1), \quad t''_3 = \tau \ln 3$.
4. $T = 2\tau \ln 3$.

4 – Diodes

4.1 – Novembre 2006

- (a) D bloquée, $V_S = 3,3 \text{ V}, \quad I_D = 0$.
- (b) D passante, $V_S = 0,6 \text{ V}, \quad I_D = 1,64 \text{ mA}$.
- (c) Z région Zener, $V_{AS} = -5,6 \text{ V}, \quad I_Z = 4,5 \text{ mA}$.
- (d) Z région directe, $V_{AS} = 0,6 \text{ V}, \quad I_Z = 11,2 \text{ mA}$.

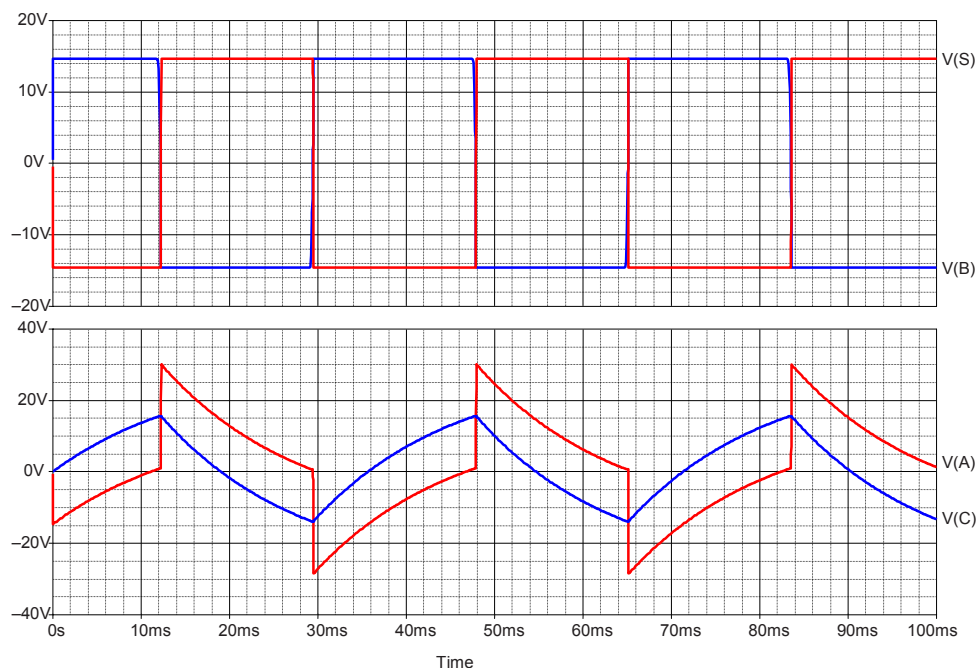


Fig. 157 – Exercice 3.6.

4.2 – Novembre 2005

1. D bloquée, $u = RI$.
2. $I_s = V_d/R$.
3. $a = RR_d/(R + R_d)$, $b = RV_d/(R + R_d)$.
4. $u(I)$ = deux segments de droite : de $(0; 0)$ à $(0,6 \text{ mA}; 0,6 \text{ V})$
puis de $(0,6 \text{ mA}; 0,6 \text{ V})$ à $(10 \text{ mA}; 1,46 \text{ V})$, (Fig. 158).

4.3 – Novembre 2004

1. $V_2 > V_1$.
2. $I = \frac{V_2 - V_1}{2R}$.
3. $I_1 = \frac{3V_1 - V_2}{4R}$, $I_2 = \frac{V_1 + V_2}{4R}$, $I_3 = \frac{3V_2 - V_1}{4R}$, $I_4 = \frac{V_1 + V_2}{4R}$.
4. $V = 0 \text{ V}$, $I = 0,5 \text{ mA}$, $I_1 = 0,75 \text{ mA}$, $I_2 = 1,25 \text{ mA}$, $I_3 = 1,75 \text{ mA}$, $I_4 = 1,25 \text{ mA}$,
 $P_T = 6,75 \text{ mW}$, une diode réelle serait toujours bloquée.

4.4 – Septembre 2004

1. Z bloquée, $v_S = 0$.
2. $V_0 = V_t + V_d$, $V_t = R_1 V_{CC}/(R_1 + R_2)$, $V_d = 0,6 \text{ V}$, $V_t = 5 \text{ V}$, $V_0 = 5,6 \text{ V}$.
3. $v_S = \frac{R_t v_E + R(V_t + V_d)}{R + R_t}$, $R_t = R_1 // R_2$.

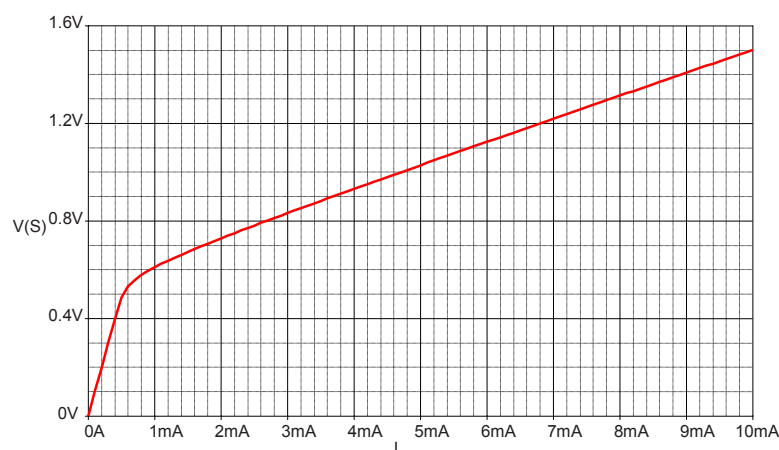


Fig. 158 – Exercice 4.2.

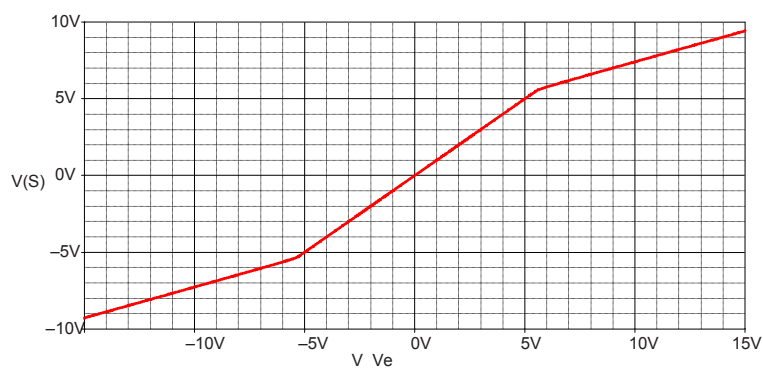


Fig. 159 – Exercice 4.4.

4. $v_S(v_E)$ = deux segments de droite : de pente +1 de (0 ; 0) à (5,6 V ; 5,6 V) puis de pente $R_t/(R + R_t)$ à partir de (5,6 V ; 5,6 V), (Fig. 159).
5. Z bloquée, $v_S = 0$.
6. $V'_0 = V_t - V_z$, $V'_0 = -5$ V.
7. $v_S = \frac{R_t v_E + R(V_t - V_z)}{R + R_t}$.
8. Dans le sens décroissant de v_E , $v_S(v_E)$ = deux segments de droite : de pente +1 de (0 ; 0) à (-5 V ; -5 V) puis de pente $R_t/(R + R_t)$ à partir de (-5 V ; -5 V), (Fig. 159).

4.5 – Juin 2005

1. $v_S = -R_5(v_A/R_4 + v_E/R_3)$.
2. $v_E > 0$: D_1 passante, D_2 bloquée, $v_A = 0$, $v_{S1} = -V_d - \frac{R_2 v_E}{R_1} < -V_d$,
 $v_E < 0$: D_1 bloquée, D_2 passante, $v_A = \frac{-R_2 v_E}{R_1}$, $v_{S1} = V_d - \frac{R_2 v_E}{R_1} > V_d$.

$$3. \quad v_E > 0 : v_S = \frac{-R_5 v_E}{R_3}, \quad v_E < 0 : v_S = \frac{-R_5}{R_3} \left(1 - \frac{R_2 R_3}{R_1 R_4} \right) v_E,$$

$$v_S = |v_E| \quad \Rightarrow \quad R_3 = R_5 \quad \text{et} \quad R_2 R_3 = 2 R_1 R_4.$$

4.6 – Décembre 2003

1. D_1 et D_2 conduisent toutes les deux.
2. $U = \frac{V_1/R_1 + V_2/R_2 + E/R}{1/R_1 + 1/R_2 + 1/R}$, $I_1 = \frac{V_1 - U}{R_1}$, $I_2 = \frac{V_2 - U}{R_2}$,
 $U = -1 \text{ V}$, $I_1 = I_2 = 2 \text{ mA}$.

4.7 – Septembre 2003

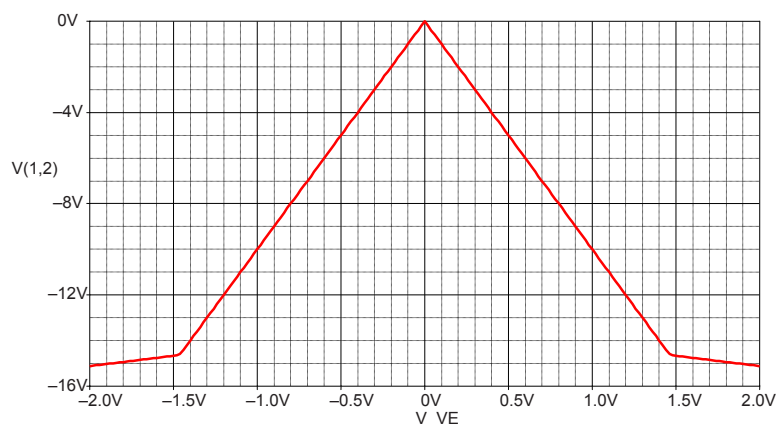


Fig. 160 – Exercice 4.7.

1. $u > 0 \Rightarrow D_1$ passante, D_2 bloquée, $w = -R_1 u / R_E$, $v_1 = w$, $v_2 = 0$, $v = w$.
2. $u < 0 \Rightarrow D_1$ bloquée, D_2 passante, $w = -R_2 u / R_E$, $v_1 = 0$, $v_2 = w$, $v = -w$.
3. $u > 0 \Rightarrow v(u) = -R_1 u / R_E =$ droite de pente -10 ,
 $u < 0 \Rightarrow v(u) = R_2 u / R_E =$ droite de pente $+10$, (Fig. 160).

4.8 – Novembre 2002

1. $v_E = 0 \Rightarrow D_1$ et D_2 conduisent toutes les deux :
 $v_S = V_2 = 1 \text{ V}$, $i(R_1) = V_2 / R_1 = 1 \text{ mA}$, $i(R_3) = (V_2 - V_3) / R_3 = 6 \text{ mA}$,
 $i(D_2) = i(R_1) + i(R_3) = 7 \text{ mA}$.
2. $v_E = 5 \text{ V} \Rightarrow D_1$ bloquée et D_2 passante :
 $v_S = V_2 = 1 \text{ V}$, $i(R_1) = 0$, $i(D_2) = i(R_3) = (V_2 - V_3) / R_3 = 6 \text{ mA}$.
3. $v_{Elim} = V_2 = 1 \text{ V}$.

4.9 – Novembre 2001

1. D_1 et D_2 conduisent toutes les deux.
2. $v_A = v_B = 0$, $i(R_1) = (v_1 - v_A)/R_1 = 2 \text{ mA}$,
 $i(R_2) = i(D_2) = (v_B - v_2)/R_2 = 1 \text{ mA}$, $i(D_1) = i(R_1) - i(R_2) = 1 \text{ mA}$.

4.10 – Novembre 2001

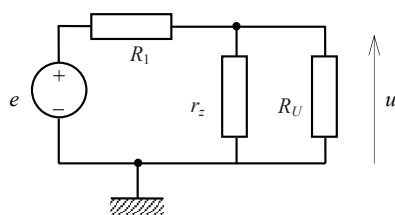


Fig. 161 – Exercice 4.10.

1. $I = (E - V_Z)/R_U$, $I_U = V_Z/R_U$, $I_Z = I - I_U$.
2. $R_{Umin} = \frac{R_1 V_Z}{E - V_Z - R_1 I_{ZT}} = 667 \Omega$.
3. Schéma équivalent dynamique : Fig. 161.
4. $u = \frac{(R_u/r_z)e}{R_1 + (R_u/r_z)} \underset{r_z \ll R_U}{\approx} \frac{r_z e}{R_1 + r_z} \underset{r_z \ll R_1}{\approx} \frac{r_z e}{R_1}$, $\hat{e} = 100 \text{ mV} \Rightarrow \hat{u} = 0,17 \text{ mV}$.

4.11 – Novembre 2001

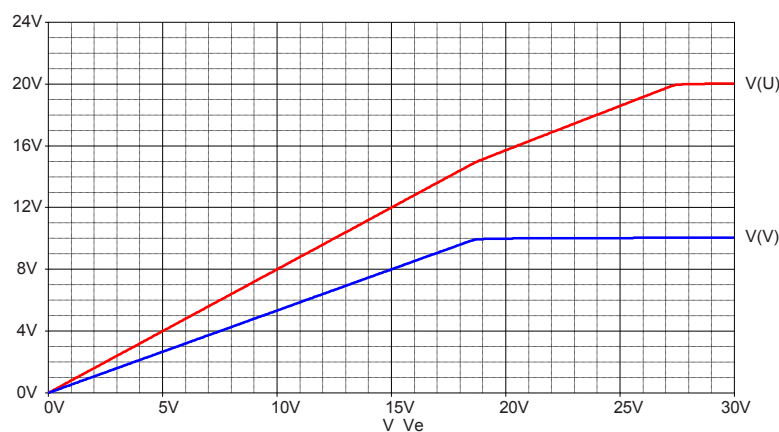


Fig. 162 – Exercice 4.11.

1. $e < 1 \text{ V} \Rightarrow Z_1 \text{ et } Z_2 \text{ bloquées, } u = \frac{(R_2 + R_U)e}{R_1 + R_2 + R_U}, \quad v = \frac{R_U e}{R_1 + R_2 + R_U}$.

2. Z_1 et Z_2 restent bloquées si $e < e_1 = \frac{(R_1 + R_2 + R_U) V_{Z1}}{R_2 + R_U} = 25 \text{ V}$,
ensuite Z_1 passante et Z_2 bloquée : $u = \frac{(R_2 e + R_1 V_{Z2})}{R_1 + R_2}$, $v = V_{Z2}$.
3. Z_1 reste passante et Z_2 bloquée si $e < e_2 = \frac{(R_1 + R_2) V_{Z1} - R_1 V_{Z2}}{R_2} = 27,5 \text{ V}$,
ensuite Z_1 et Z_2 passantes toutes les deux : $u = V_{Z1} = 10 \text{ V}$, $v = V_{Z2} = 20 \text{ V}$.
4. Cf. Fig. 162

4.12 – Novembre 2000

1. $R_U = 10 \text{ k}\Omega$: D_1 bloquée, D_2 passante, $V(D_2) = V_d = 0,6 \text{ V}$,
 $I(R_U) = I(D_2) = \frac{E_2 - V_d}{R + R_U} \approx 1,04 \text{ mA}$, $V = R_U \cdot I(R_U) \approx 10,4 \text{ V}$,
 $V(D_1) = E_1 - V = -0,4 \text{ V}$, $I(D_1) = 0$.
2. $R_U = 1 \text{ k}\Omega$: D_1 et D_2 passantes, $V(D_1) = V(D_2) = V_d = 0,6 \text{ V}$,
 $V = E_1 - V_d = 9,4 \text{ V}$, $I(D_2) = \frac{E_2 - V_d - V}{R} \approx 2 \text{ mA}$,
 $I(R_U) = V/R_U = 9,4 \text{ mA}$, $I(D_1) = I - I(D_2) = 7,4 \text{ mA}$.
3. $R_{Ulim} = \frac{R(E_1 - V_d)}{E_2 - E_1} \approx 4,7 \text{ k}\Omega$, $V = E_1 - V_d = 9,4 \text{ V}$, $I(R_U) = V/R_U \approx 2 \text{ mA}$.

4.13 – Novembre 2000

1. $R = 5 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 10 \text{ k}\Omega \Rightarrow D_1$ et D_2 passantes, $V(D_1) = V(D_2) = 0 \text{ V}$,
 $V = 0$, $I(D_2) = (V_{CC} - V)/R_2 = 1 \text{ mA}$, $I(R) = (V - V_{EE})/R = 2 \text{ mA}$,
 $I(D_1) = I(R) - I(D_2) = 1 \text{ mA}$.
2. $R = 10 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 5 \text{ k}\Omega \Rightarrow D_1$ bloquée et D_2 passante, $V(D_2) = 0 \text{ V}$,
 $I(R) = I(D_2) = (V - V_{EE})/(R + R_2) = 1,33 \text{ mA}$,
 $V = R \cdot I(R) + V_{EE} = 3,3 \text{ V}$ $V(D_1) = -V = -3,3 \text{ V}$.

4.14 – Septembre 2000

1. Le courant dans la diode et la tension aux bornes sont donnés par l'intersection de la caractéristique avec la droite de charge d'équation :
 $I(D) = \frac{U' - V(D)}{R_3 + R'}$, $U' = R_2 U / (R_1 + R_2)$, $R' = R_1 // R_2$,
 $I(D) \approx 4 \text{ mA}$, $V(D) \approx 0,6 \text{ V}$.
2. $V(R_3) = R_3 \cdot I(D) \approx 1,6 \text{ V}$.
3. $I(R_2) = \frac{V(R_3) + V(D)}{R_2} \approx 2,2 \text{ V}$, $I(R_1) = I(R_2) + I(D) \approx 11,33 \text{ mA}$.

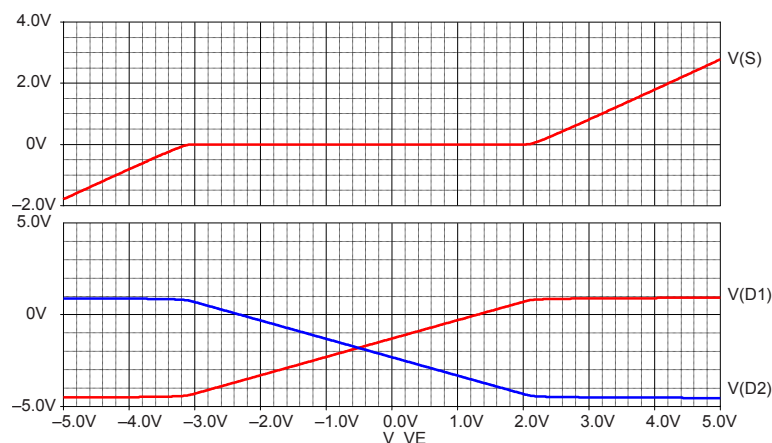


Fig. 163 – Exercice 4.15.

4.15 – Mars 2000

- $v(u)$ est composée de trois segments de droite délimités par les abscisses :
 $u_1 = -(E_2 + V_d)$ et $u_2 = (E_1 + V_d)$, $V_d = 0,7 \text{ V} \Rightarrow u_1 = -3 \text{ V}$, $u_2 = 2 \text{ V}$,
 $u < u_1$: D_1 bloquée, D_2 passante $\Rightarrow v = u + E_2 + V_d$,
 $u_1 \leq u \leq u_2$: D_1 et D_2 bloquées $\Rightarrow v = 0$,
 $u > u_2$: D_1 passante, D_2 bloquée $\Rightarrow v = u - E_1 - V_d$, (Fig. 163).
- $u < u_1$: $v_{D1} = -E_1 - E_2 - V_d = -4,3 \text{ V}$, $v_{D2} = V_d$,
 $u_1 \leq u \leq u_2$: $v_{D1} = u - E_1$, $v_{D2} = -u - E_2$,
 $u > u_2$: $v_{D1} = V_d$, $v_{D2} = -E_1 - E_2 - V_d = -4,3 \text{ V}$, (Fig. 163).
- $u < u_1$: $i(D_1) = 0$, $i(D_2) = v/R$,
 $u_1 \leq u \leq u_2$: $i(D_1) = i(D_2) = 0$,
 $u > u_2$: $i(D_1) = v/R$, $i(D_2) = 0$.

4.16 – Mars 2000

- $R_U = 10 \text{ k}\Omega$: $I(D_Z) = \frac{E_T - V_Z}{R_T + R_3}$, $E_T = \frac{(R_2 // R_U) E}{(R_2 // R_U) + R_1}$, $R_T = R_1 // R_2 // R_U$,
 $I(D_Z) = 5 \text{ mA} > I_{ZT}$, $v = V_Z + R_3 \cdot I(D_Z) = 2,7 \text{ V}$.
- $R_U = \infty$: $I(D_Z) = \frac{E_T - V_Z}{R_T + R_3}$, $E_T = \frac{R_2 E}{R_2 + R_1}$, $R_T = R_1 // R_2$,
 $I(D_Z) = 5,3 \text{ mA} > I_{ZT}$, $v = V_Z + R_3 \cdot I(D_Z) = 2,73 \text{ V}$.
- $R_U = 100 \Omega$: $I_Z < 0 \Rightarrow D_Z$ bloquée
 $\Rightarrow I_Z = 0$, $v = \frac{(R_2 // R_U) E}{(R_2 // R_U) + R_1} = 0,58 \text{ V}$.

4.17 – Décembre 1999

- D_1 passante, D_2 bloquée.

2. $I(D_1) = \frac{V_{T1} - V_{T2}}{R_{T1} + R_{T2}}, \quad V_{T1} = \frac{R_2 V_{CC}}{R_1 + R_2}, \quad V_{T2} = \frac{R_4 V_{CC}}{R_3 + R_4},$
 $R_{T1} = R_1 // R_2, \quad R_{T2} = R_3 // R_4, \quad I(D_1) = 4 \text{ mA}, \quad I(D_2) = 0.$
3. $V_A = V_B = V_{T1} - R_{T1} \cdot I(D_1) = 6 \text{ V}, \quad V_C = \frac{R_6 V_{CC}}{R_5 + R_6} = 9 \text{ V}.$
4. $I(R_1) = (V_{CC} - V_A) / R_1 = 6 \text{ mA}, \quad I(R_2) = V_A / R_2 = 2 \text{ mA},$
 $I(R_3) = (V_{CC} - V_B) / R_3 = 2 \text{ mA}, \quad I(R_4) = V_B / R_4 = 6 \text{ mA},$
 $I(R_5) = I(R_6) = V_C / R_6 = 3 \text{ mA}, \quad I(V_{CC}) = I(R_1) + I(R_2) + I(R_3) = 11 \text{ mA}.$

4.18 – Décembre 1999

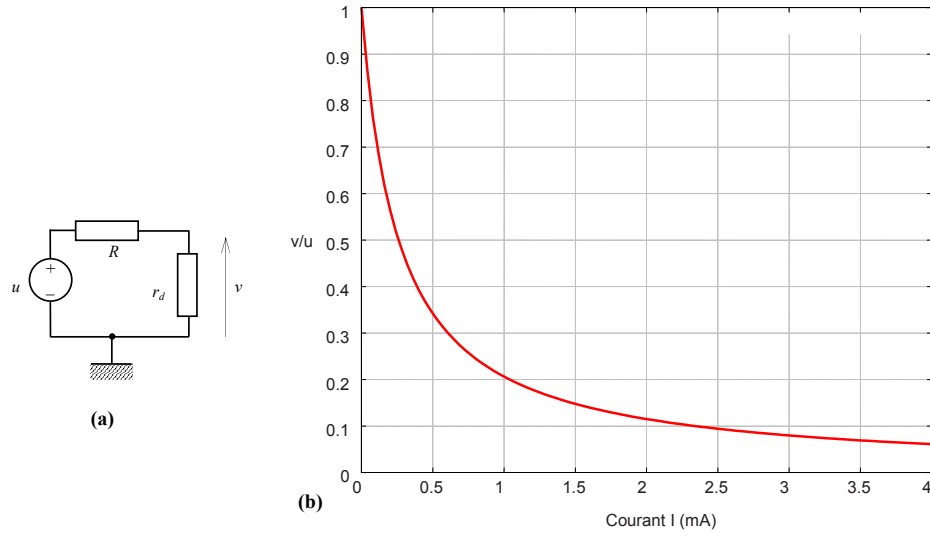


Fig. 164 – Exercice 4.18.

1. $I(D) = I \Rightarrow V = U_T \ln(I/I_S) \approx 0,72 \text{ V}.$
2. $r_d = U_T / I \approx 26 \Omega.$
3. Schéma équivalent dynamique Fig. 164.a.
4. $\frac{v}{u} = \frac{1}{1 + RI/U_T}, \quad \frac{v}{u}(I = 1 \text{ mA}) = 0,2 \text{ (Fig. 164.b).}$

4.19 – Mai 1999

1. $v_S(v_E)$ est composée de trois segments de droite délimités par les abscisses :
 $v_{E1} = -(1 + R_1/R_2) V_d$ et $v_{E2} = (1 + R_1/R_2) V_d,$
 $V_d = 0,7 \text{ V}, \quad v_{E1} = -2,1 \text{ V}, \quad v_{E2} = 2,1 \text{ V}.$
 $v_E < v_{E1} : D_1 \text{ bloquée}, D_2 \text{ passante} \Rightarrow v_S = av_E - b,$
 $v_{E1} \leq v_E \leq v_{E2} : D_1 \text{ et } D_2 \text{ bloquées} \Rightarrow v_S = 0,$
 $v_E > v_{E2} : D_1 \text{ passante}, D_2 \text{ bloquée} \Rightarrow v_S = av_E + b,$
avec : $a = \frac{R_S R_2}{R_1 R_2 + R_S (R_1 + R_2)} = 1/6, \quad b = \frac{R_S (R_1 + R_2) V_d}{R_1 R_2 + R_S (R_1 + R_2)} = 0,35 \text{ V}.$
2. Caractéristique Fig. 165.

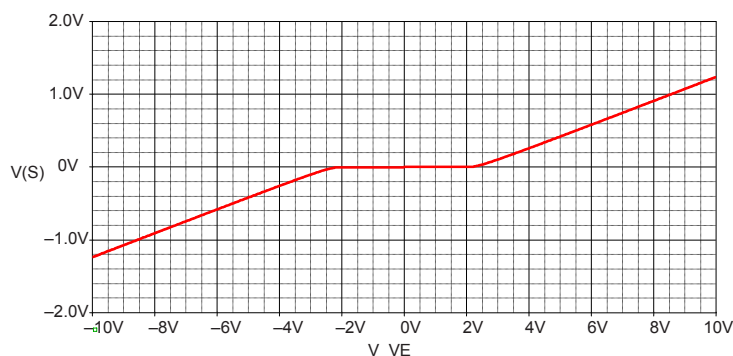


Fig. 165 – Exercice 4.19.

4.20 – Mai 1999

1. $v_1 = 10 \text{ V}$, $v_2 = 0$: D_1 passante, D_2 bloquée
 $\Rightarrow v_S = \frac{R_S(v_1 - V_d)}{R_1 + R_S}$, $V_d = 0,7 \text{ V}$, $v_S = 8,4 \text{ V}$.
2. $v_1 = v_2 = 5 \text{ V}$: D_1 et D_2 passantes $\Rightarrow v_S = \frac{v_1 - V_d}{1 + R_1/(2R_S)} = 4,1 \text{ V}$.

4.21 – Décembre 1998

1. Diodes idéales :
 - (a) D_1 et D_2 bloquées, D_3 passante :
 $v(D_3) = 0$, $v_S = v_3 = 3 \text{ V}$, $v(D_1) = v_1 - v_S = -2 \text{ V}$,
 $v(D_2) = v_2 - v_S = -1 \text{ V}$, $I = v_S/R = 3 \text{ mA}$.
 - (b) D_1 passante, D_2 et D_3 bloquées :
 $v(D_1) = 0$, $v_S = v_1 = 1 \text{ V}$, $v(D_2) = v_S - v_2 = -1 \text{ V}$,
 $v(D_3) = v_S - v_3 = -2 \text{ V}$, $I = (V_{CC} - v_S)/R = 4 \text{ mA}$.
2. Diodes avec seuil :
 - (a) D_1 et D_2 bloquées, D_3 passante :
 $v(D_3) = 0,7 \text{ V}$, $v_S = v_3 - v(D_3) = 2,3 \text{ V}$, $v(D_1) = v_1 - v_S = -1,3 \text{ V}$,
 $v(D_2) = v_2 - v_S = -0,3 \text{ V}$, $I = v_S/R = 2,3 \text{ mA}$.
 - (b) D_1 passante, D_2 et D_3 bloquées :
 $v(D_1) = 0,7 \text{ V}$, $v_S = v_1 + v(D_1) = 1,7 \text{ V}$, $v(D_2) = v_S - v_2 = -0,3 \text{ V}$,
 $v(D_3) = v_S - v_3 = -1,3 \text{ V}$, $I = (V_{CC} - v_S)/R = 3,3 \text{ mA}$.

4.22 – Décembre 1998

1. Lorsque la diode conduit elle a pour équation : $I_Z = (V_Z - V_{Z0})/r_z$, droite qui passe par le point : $(V_{ZT}, I_{ZT}) = (6,8 \text{ V}, 5 \text{ mA}) \Rightarrow V_{Z0} = V_{ZT} - r_z I_{ZT} = 6,7 \text{ V}$.
2. $I = (V_{CC} - V_{Z0})/(R + r_z) = 6,35 \text{ mA}$, $V = V_{Z0} + r_z I = 6,83 \text{ V}$.

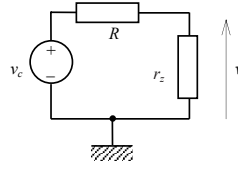


Fig. 166 – Exercice 4.22.

3. Schéma équivalent dynamique Fig. 166.

$$v = r_z v_c / (R + r_z) \approx 3,8 \text{ V}, \quad v_c / V_{CC} = 1\% \Rightarrow v / V = 0,006\%.$$

4. $R_U = 2 \text{ k}\Omega$: $V = \frac{V_{CC}/R + V_{Z0}/r_z}{1/R + 1/R_U + 1/r_z} \approx 6,8 \text{ V}$, $I(R_U) = V/R \approx 3,4 \text{ mA}$,
 $I_Z = (V - V_{Z0})/r_z = 3 \text{ mA}$, $I(R) = I_Z + I(R_U) \approx 6,4 \text{ mA}$.

5. $R_U = 0,5 \text{ k}\Omega$, si la diode conduisait : $V = \frac{V_{CC}/R + V_{Z0}/r_z}{1/R + 1/R_U + 1/r_z} \approx 6,6 \text{ V}$,
 \Rightarrow Zener bloquée $\Rightarrow I_Z = 0 \Rightarrow V = R_U V_{CC} / (R + R_U) \approx 5 \text{ V}$,
 $I(R) = I(R_U) = V_{CC} / (R + R_U) \approx 10 \text{ mA}$.

4.23 – Mars 1998

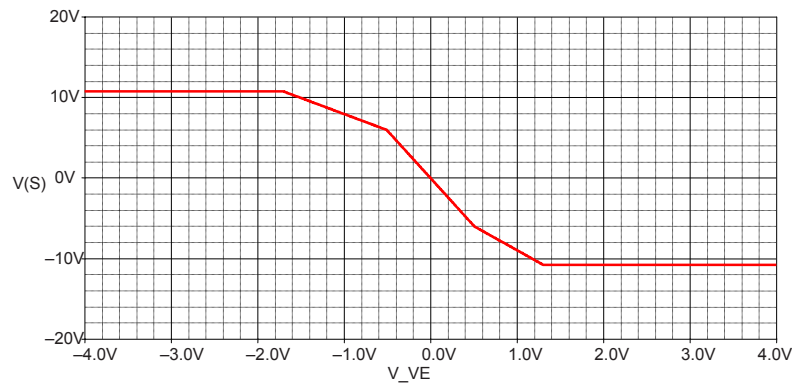


Fig. 167 – Exercice 4.23.

1. Si D_1 et D_2 bloquées : $G_0 = -R_f/R_1$.

2. Si D_1 et D_2 bloquées : $v_A = \frac{R_3 V_{CC} + R_2 v_S}{R_2 + R_3}$, $v_B = \frac{-R_4 V_{CC} + R_5 v_S}{R_4 + R_5}$.

3. Pour que D_1 conduise $\Rightarrow v(D_1) = -v_A > 0 \Rightarrow v_S < -R_3 V_{CC}/R_2$.

Pour que D_2 conduise $\Rightarrow v(D_2) = v_B > 0 \Rightarrow v_S > R_4 V_{CC}/R_5$.

Les deux conditions ne peuvent pas être satisfaites simultanément.

4. Juste avant le déblocage de D_1 : $v_E = -R_1 v_S / R_f$. Pour que D_1 conduise :

$$v_E > R_1 R_3 V_{CC} / (R_2 R_f) \Rightarrow G_1 = -(R_f // R_3) / R_1 = G_0 R_3 / (R_f + R_3).$$

5. Pour que D_2 conduise :

$$v_E < -R_1 R_4 V_{CC} / (R_5 R_f) \Rightarrow G_2 = -(R_f // R_4) / R_1 = G_0 R_4 / (R_f + R_4).$$

6. Quand D_1 conduit l'AOP sature si $v_E > R_1 V_{sat} / (R_3 // R_f)$,
quand D_2 conduit l'AOP sature si $v_E < -R_1 V_{sat} / (R_4 // R_f)$.
7. $G_0 = 12$, $G_1 = 6$, $G_2 = 4 \Rightarrow R_f = 12 \text{ k}\Omega$, $R_3 = 12 \text{ k}\Omega$, $R_4 = 6 \text{ k}\Omega$.
8. Conduction des diodes à $|v_E| = 0,5 \text{ V} \Rightarrow R_2 = 24 \text{ k}\Omega$, $R_5 = 12 \text{ k}\Omega$.
9. $v_S(v_E)$ est composée de cinq segments de droite consécutifs délimités par les points :

$$\left[v_{E1} = \frac{-R_1 V_{sat}}{R_4 // R_f} + \frac{R_1 V_{CC}}{R_5}, \quad v_{S1} = V_{sat} \right], \left[v_{E2} = \frac{-R_1 R_4 V_{CC}}{R_5 R_f}, \quad v_{S2} = \frac{R_4 V_{CC}}{R_5} \right],$$

$$\left[v_{E3} = \frac{R_1 R_3 V_{CC}}{R_2 R_f}, \quad v_{S3} = \frac{-R_3 V_{CC}}{R_2} \right], \left[v_{E4} = \frac{R_1 V_{sat}}{R_3 // R_f} - \frac{R_1 V_{CC}}{R_2}, \quad v_{S4} = -V_{sat} \right].$$

$$[v_{E1} = -1,7 \text{ V}, v_{S1} = 10,8 \text{ V}], [v_{E2} = -0,5 \text{ V}, v_{S2} = 6 \text{ V}],$$

$$[v_{E3} = 0,5 \text{ V}, v_{S2} = -6 \text{ V}], [v_{E4} = 1,3 \text{ V}, v_{S1} = -10,8 \text{ V}].$$

4.24 – Novembre 1996

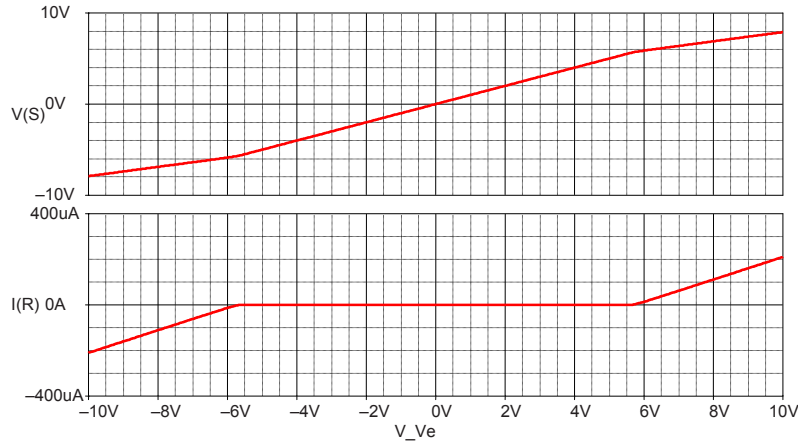


Fig. 168 – Exercice 4.24.

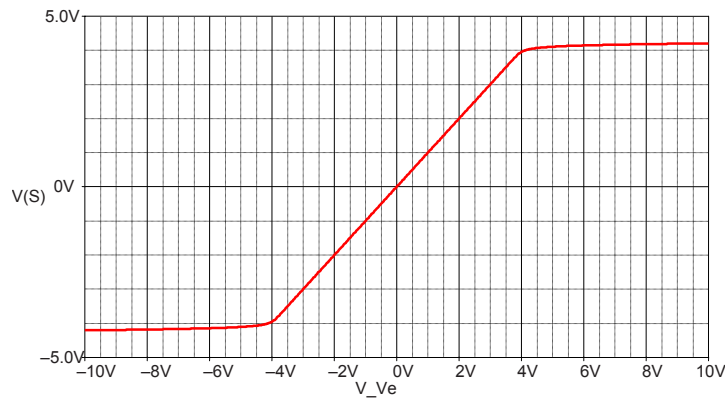
1. $v(u)$ est composée de trois segments de droite consécutifs délimités par les abscisses :
 $u_1 = -V_1 - V_d$ et $u_2 = V_2 + V_d$, $V_d = 0,7 \text{ V}$, $u_1 = -5,7 \text{ V}$, $u_2 = 5,7 \text{ V}$,
 $u < u_1$: D_1 passante, D_2 bloquée $\Rightarrow v = \frac{R}{R + R_1} (R_1 u / R - V_1 - V_d)$,
 $u_1 \leq u \leq u_2$: D_1 et D_2 bloquées $\Rightarrow v = u$,
 $u > u_2$: D_1 bloquée, D_2 passante $\Rightarrow v = \frac{R}{R + R_2} (R_2 u / R - V_2 - V_d)$.
2. $u < u_1$: $i = \frac{u + V_1 + V_d}{R + R_1}$, $u_1 \leq u \leq u_2$: $i = 0$, $u > u_2$: $i = \frac{u - V_2 - V_d}{R + R_2}$.
3. Ordonnées des points caractéristiques :
 $v(u = -10 \text{ V}) = -7,85 \text{ V}$, $v(u_1) = -5,7 \text{ V}$,
 $v(u_2) = 5,7 \text{ V}$, $v(u = 10 \text{ V}) = 7,85 \text{ V}$,
 $i(u = -10 \text{ V}) = -0,215 \text{ mA}$, $i(u_1) = i(u_2) = 0$, $i(u = 10 \text{ V}) = 0,215 \text{ mA}$,
(Fig. 168).

4.25 – Novembre 1996

1. $R_1 = 5 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 10 \text{ k}\Omega$: D_1 et D_2 passantes $\Rightarrow v(D_1) = v(D_2) = v = 0$,
 $i_2 = -V_{EE}/R_2 = 1 \text{ mA}$, $i = V_{CC}/R_1 = 2 \text{ mA}$, $i_1 = i - i_2 = 1 \text{ mA}$.
2. $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 5 \text{ k}\Omega$: D_1 bloquée et D_2 passante $\Rightarrow v(D_2) = 0$,
 $i_1 = 0$, $i = i_2 = \frac{V_{CC} - V_{EE}}{R_1 + R_2} = 1,3 \text{ mA}$,
 $v = v(D_1) = \frac{R_2 V_{CC} + R_1 V_{EE}}{R_1 + R_2} = -3,3 \text{ V}$.

4.26 – Novembre 1996

1. Conduction de la diode
 $\Rightarrow \frac{R_2 V_1}{R_1 + R_2} < \frac{R_4 V_2}{R_3 + R_4}$, si $V_2 = 2V_1$ et $R_3 = 2R_4 \Rightarrow R_2 < 2R_1$.
2. D conduit $\Rightarrow v(D) = 0$, $i = \frac{V_{t2} - V_{t1}}{R_{t1} + R_{t2}} = 1 \text{ mA}$,
 avec : $V_{t1} = \frac{R_2 V_1}{R_1 + R_2}$, $V_{t2} = \frac{R_4 V_2}{R_3 + R_4}$, $R_{t1} = R_1 // R_2$, $R_{t2} = R_3 // R_4$.

4.27 – Décembre 1994**Fig. 169** – Exercice 4.27.

1. $v_S(v_E)$ est composée de trois segments de droite consécutifs délimités par les abscisses :
 $v_{E1} = -V_Z + V_d = -4 \text{ V}$ et $v_{E2} = V_Z - V_d = 4 \text{ V}$,
 $v_E < v_{E1}$: D_1 passante sens Zener, D_2 passante sens direct
 $\Rightarrow v_E = v_{E1} = -V_Z + V_d = -4 \text{ V}$,
 $v_{E1} \leq v_E \leq v_{E2}$: D_1 et D_2 bloquées $\Rightarrow v_S = v_E$,
 $v_E > v_{E2}$: D_1 passante sens direct, D_2 passante sens Zener
 $\Rightarrow v_E = v_{E2} = V_Z - V_d = 4 \text{ V}$.

Si v_E est triangulaire, v_S a la forme d'un trapèze limité par les valeurs v_{E1} et v_{E2} .

2. Caractéristique Fig. 169.

4.28 – Décembre 1994

D_1 passante, D_2 bloquée $\Rightarrow I = I(D_1) = (V_0 - V_1)/R = 4 \text{ mA}$, $V = V_0 - RI = 1 \text{ V}$.

5 – Transistors bipolaires

5.1 – Janvier 2006

$V_{BB} = 0,5 \text{ V}$:

(1) Q_1 bloqué; (2) $I_B = 0$; (3) $I_C = 0$; (4) $V_C = 10 \text{ V}$; (5) $V_B = 0,5 \text{ V}$.

$V_{BB} = 1 \text{ V}$:

(1) Q_1 régime linéaire; (2) $I_B = 20 \mu\text{A}$; (3) $I_C = 2 \text{ mA}$; (4) $V_C = 8 \text{ V}$; (5) $V_B = 0,8 \text{ V}$.

$V_{BB} = 2 \text{ V}$:

(1) Q_1 saturé; (2) $I_B = 120 \mu\text{A}$; (3) $I_C = 10 \text{ mA}$; (4) $V_C = 0 \text{ V}$; (5) $V_B = 0,8 \text{ V}$.

5.2 – Novembre 2002

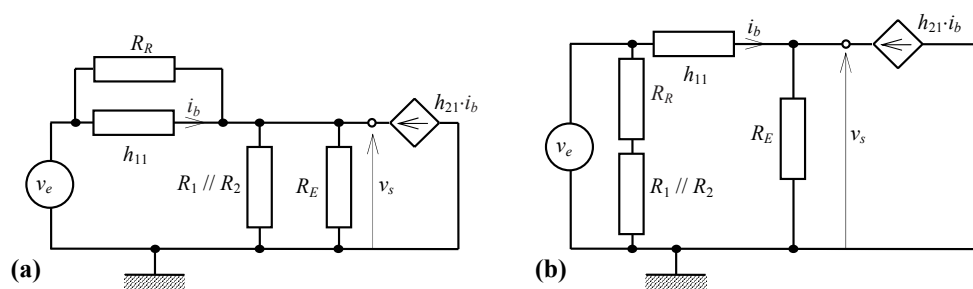


Fig. 170 – Exercice 5.2.

- $I_B = 17,3 \mu\text{A}$, $V_{BE} = 0,6 \text{ V}$, $I_C = 1,73 \text{ mA}$, $V_{CE} = 5,55 \text{ V}$.
- $h_{11} \approx U_T/I_B = 1,5 \text{ k}\Omega$ $h_{21} \approx \beta = 100$.
- Schéma équivalent Fig. 170.a.
- $G_v = v_s/v_e = R_T/(h_{11} + R_T)$, $R_T = (R_E // R_B)(h_{21} + h_{11}/R_B)$
 $\Rightarrow G_v = 0,991$.
- $Z_e = (h_{11} + R_T)/(1 + h_{11}/R_R) \approx 146,2 \text{ k}\Omega$.
- $C_R = 0$: polarisation identique, schéma équivalent Fig. 170.b.
 $G_v = h_{21}R_E/(h_{11} + h_{21}R_E) \approx 0,993$,
 $Z_e = \frac{h_{11} + h_{21}R_E}{1 + (h_{11} + h_{21}R_E)/(R_R + R_B)} = 18,2 \text{ k}\Omega$.

5.3 – Novembre 2004

- $R_2 = 500 \Omega$.

2. $R_1 = 4,65 \text{ k}\Omega$.
3. $V = V_{CC} + V_{BE} - V_Z$.
4. $R < R_{max} = (V_{CC} + V_{BE} - V_Z) / I_R$, $R_{max} = 1,5 \text{ k}\Omega$.

5.4 – Décembre 2003

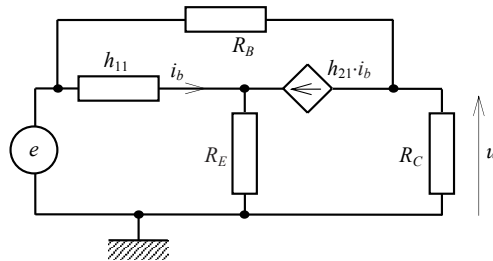


Fig. 171 – Exercice 5.4.

1. $R_C = V_{CC} / I_C$, $R_B = -\beta (V_{EE} + V_{BE} + R_E I_C) / I_C$, $R_C = 5 \text{ k}\Omega$, $R_B = 340 \text{ k}\Omega$.
2. $V_{CE} - (V_{EE} + R_E I_C) = 4 \text{ V} \Rightarrow I_C \neq 0$ et $V_{CE} \neq 0$.
3. $h_{11} \approx U_T / I_B = 2,6 \text{ k}\Omega$, $h_{21} \approx \beta = 100$.
4. Schéma équivalent dynamique Fig. 171.
5. $G_v = -h_{21} R_C / (h_{11} + h_{21} R_E) \approx -5$.

5.5 – Septembre 2002

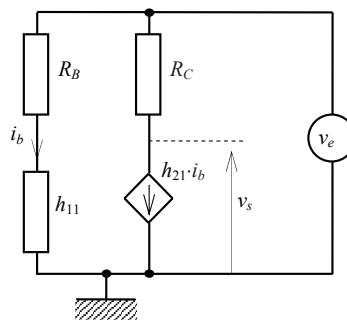


Fig. 172 – Exercice 5.5.

1. Schéma équivalent dynamique Fig. 172.
2. $v_s / v_e = 1 - h_{21} R_C / (h_{11} + R_B) \approx 0,42$.

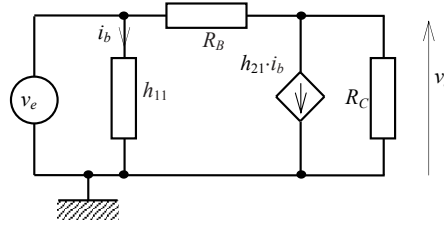


Fig. 173 – Exercice 5.6.

5.6 – Février 2001

1. $V_{CE} = V_{CC} - R_C I_C (1 + 1/\beta) \stackrel{\beta \gg 1}{\approx} V_{CC} - R_C I_C \approx 5,3 \text{ V}.$
2. $R_B = (V_{CE} - V_{BE}) / I_B \approx 460 \text{ k}\Omega.$
3. Schéma équivalent dynamique Fig. 173.
4. $h_{11} \approx U_T / I_B = 2,6 \text{ k}\Omega, \quad h_{21} \approx \beta = 100.$
5. $G_v = \frac{R_C (1 - h_{21} R_B / h_{11})}{R_C + R_B} \stackrel{R_B \gg R_C \gg h_{11} / h_{21}}{\approx} -h_{21} R_C / h_{11} \approx -181.$

5.7 – Mars 2000

1. $I_B = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_B + R_3 + \beta R_E}, \quad V_{BB} = \frac{R_2 V_{CC}}{R_1 + R_2}, \quad R_B = R_1 // R_2, \quad I_B = 39,2 \text{ }\mu\text{A}.$
2. $I_C = \beta I_B = 3,92 \text{ mA}, \quad V_{CE} = V_{CC} - R_E I_C = 6,08 \text{ V}.$

5.8 – Mars 2000

1. Si le transistor conduit : $V_{BE} \approx 0,7 \text{ V}, \quad I_E \approx I_C = \beta I_B :$

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B + \beta R_E} \approx 77,5 \text{ }\mu\text{A}, \quad I_C = \beta I_B \approx 7,75 \text{ mA}.$$
2. $V_{CE} = V_{CC} - (R_E + R_C) I_C < 0 \Rightarrow$ transistor saturé $\Rightarrow V_{CE} = V_{CEsat} \approx 0.$
3. Maille d'entrée : $V_{CC} = R_B I_B + V_{BE} + R_E (I_B + I_C),$
 Maille de sortie : $V_{CC} = R_C I_C + V_{BE} + R_E (I_B + I_C) \text{ (car } V_{CE} = 0).$
4.
$$\begin{cases} 21I_B + I_C = 9,3 \text{ mA} \\ I_B + 11I_C = 10 \text{ mA} \end{cases}$$

 $\Rightarrow I_B \approx 0,4 \text{ mA}, \quad I_C \approx 0,87 \text{ mA}, \quad I_E = I_B + I_C \approx 1,27 \text{ mA}, \quad \beta_{eff} = I_C / I_B = 2,2.$

5.9 – Décembre 1999

1. $I(R_1) = (V_{BE} - V_{EE}) / R_1 \approx 19,1 \text{ }\mu\text{A},$

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE} - (R_2 + R_C) I(R_1)}{R_2 + \beta R_C} \approx 12 \text{ }\mu\text{A},$$

 $I_E \approx I_C = \beta I_B \approx 0,6 \text{ mA}, \quad I(R_2) = I(R_1) + I_B \approx 31,1 \text{ }\mu\text{A},$
 $I(R_C) \approx I(R_1) + I_C \approx 0,62 \text{ mA}.$
2. $V_{CE} = V_{CC} - R_C I_C \approx 3,8 \text{ V}, \quad V_{CE} \approx 0,7 \text{ V}, \quad I_B \approx 12 \text{ }\mu\text{A}, \quad I_C \approx 0,6 \text{ mA}.$

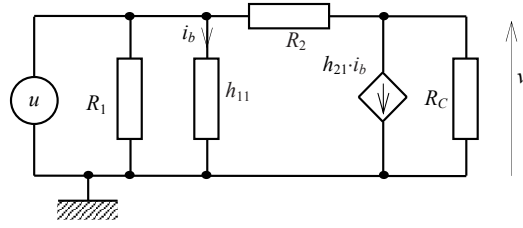


Fig. 174 – Exercice 5.9.

3. $h_{11} \approx U_T/I_B = 2,2 \text{ k}\Omega$, $h_{21} \approx \beta = 50$.
4. Schéma équivalent dynamique Fig. 174.
5. $G_v = \frac{R_C (1 - h_{21}R_2/h_{11})}{R_C + R_2} \xrightarrow{R_2 \gg h_{11}/h_{21}} \frac{-h_{21}R_C R_2}{h_{11} (R_C + R_2)} \approx -207$,
 $Z_e = R_1 // h_{11} // \frac{h_{11} (R_C + R_2)}{h_{11} + h_{21}R_C} \xrightarrow{R_2 \gg h_{11}/h_{21}} R_1 // h_{11} \frac{h_{11} (R_C + R_2)}{h_{21}R_C} \approx 390 \text{ }\Omega$,
 $Z_s = R_C // R_2 \approx 9,1 \text{ k}\Omega$.

5.10 – Septembre 1999

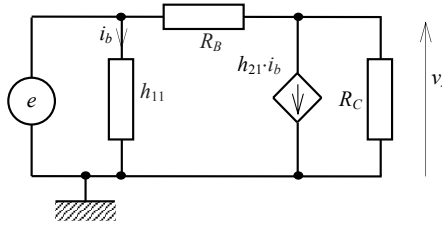


Fig. 175 – Exercice 5.10.

1. $R_E = V_E/I_E \xrightarrow{I_E \approx I_C} V_E/I_C \approx 500 \text{ }\Omega$, $R_C = (V_{CC} - V_{CE} - V_E)/I_C \approx 2,5 \text{ k}\Omega$,
 $R_B = (V_{CE} + V_E - V_{BE} - R_E I_C)/I_B \approx 115 \text{ k}\Omega$,
2. Schéma équivalent dynamique Fig. 175.
3. $h_{11} \approx U_T/I_B = 1,3 \text{ k}\Omega$, $h_{21} \approx \beta = 100$.
4. $G_v = \frac{R_C (1 - h_{21}R_B/h_{11})}{R_C + R_B} \xrightarrow{R_B \gg h_{11}/h_{21}} \frac{-h_{21}R_C R_B}{h_{11} (R_C + R_B)} \approx -188$.
5. $Z_e = h_{11} // R_B (1 - G_v) \xrightarrow{|G_v| \gg 1} -R_B/G_v \approx 414 \text{ }\Omega$.
6. $Z_s = R_C // R_B \approx 2,45 \text{ k}\Omega$.

5.11 – Mai 1999

1. $I_C \approx I_E = I = 1 \text{ mA}$, $I_B = I_C/\beta \approx 10 \text{ }\mu\text{A}$.
2. $V_B = -R_B I_B \approx -1 \text{ V}$, $V_C = V_{CC} - R_C I_C \approx 2,6 \text{ V}$, $V_E = V_B - V_{BE} \approx -1,7 \text{ V}$.

3. $V_{CE} = V_C - V_E \approx 4,3 \text{ V}$, $V(I) = V_C - V_{EE} \approx 8,3 \text{ V}$.
4. $V_{CE} > V_{CEsat} \approx 0 \Rightarrow R_{Cmax} = (V_{CC} - V_E) / I_C = 11,7 \text{ k}\Omega$.

5.12 – Février 1999

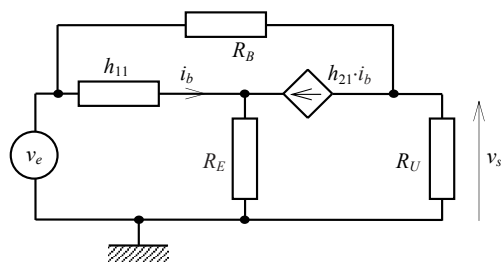


Fig. 176 – Exercice 5.12.

1. $I_B = I / (\beta + 1) = 9,9 \mu\text{A}$, $I_C = \beta I_B = 0,99 \mu\text{A}$, $V_{CE} = R_B I_B + V_{BE} = 1,69 \text{ V}$.
2. $h_{11} \approx U_T / I_B = 2,5 \text{ k}\Omega$, $h_{21} \approx \beta = 100$.
3. Schéma équivalent dynamique Fig. 176.
4. $G_v = v_s / v_e = \frac{-R_U [h_{21} R_B - h_{11} - (1 + h_{21}) R_E]}{(R_U + R_B) [h_{11} + (1 + h_{21}) R_E]} \approx -45$.

5.13 – Décembre 1999

1. $R_F = \infty \Rightarrow V_{BE} = 0 \Rightarrow$ transistor bloqué $\Rightarrow I_B = 0$, $I_C = 0$, $V_{CE} = V_{CC} = 12 \text{ V}$.
2. $R_F = 0$, si le transistor conduit : $V_{BE} = V_{CE} = 0,7 \text{ V}$,
 $I_C = (V_{CC} - V_{CE}) / R_C = 5,65 \text{ mA}$, $I_B = I_C / \beta = 113 \mu\text{A}$,
 $I(R_B) = V_{BE} / R_B = 28 \mu\text{A}$.
3. $I_C = 2 \text{ mA} \Rightarrow$ le transistor conduit
 $\Rightarrow V_{BE} = 0,7 \text{ V}$, $I(R_B) = V_{BE} / R_B = 28 \mu\text{A} \ll I_C$,
 $I(R_F) = I(R_B) + I_C / \beta = 40 \mu\text{A} \ll I_C$
 $\Rightarrow V_{CE} \approx V_{CC} - R_C I_C = 8 \text{ V}$, $R_F = (V_{CE} - V_{BE}) / I_F = 107 \text{ k}\Omega$.
4. $V_{CE} = \frac{R_F V_{CC} + \beta R_C (1 + R_F / R_B) V_{BE}}{R_F + \beta R_C} > 0$
 \Rightarrow le transistor ne peut pas se saturer.
5. Régime linéaire tant que $V_{CE} < V_{CC}$
 $\Rightarrow R_F < R_{Fmax} = (V_{CC} / V_{BE} - 1) R_B = 404 \text{ k}\Omega$.

5.14 – Décembre 1998

1. $V = V_{BE} - V_Z = 5,5 \text{ V}$.
2. $R_U = 22 \Omega \Rightarrow I(R_U) = V / R_U = 250 \text{ mA}$,
 $I_B = I_C / \beta \approx I(R_U) / \beta = 2,1 \text{ mA}$, $V_{CE} = V_{CC} - V = 9,5 \text{ V}$.

3. $I_Z = (V_{CC} - V_Z) / R - I_B = 8,6 \text{ mA} > I_{ZT}$,
 $I_Z > I_{ZT} \Rightarrow R < R_{max} = (V_{CC} - V_Z) / (I_{ZT} + I_B) = 2,15 \text{ k}\Omega$.
4. $I_C < I_{Cmax} \Rightarrow R_U > R_{U1} = V / I_{Cmax} = 7,3 \text{ }\Omega$,
 $P < P_{max} \Rightarrow R_U > R_{U2} = (V_{CC} - V) V / P_{max} = 10,5 \text{ }\Omega$,
 on choisira la condition la plus restrictive c'est-à-dire $R_{U2} = 10,5 \text{ }\Omega$.
5. $I_B > I_{Bmin} \Rightarrow R_U < R_{Umax} = V / (\beta I_{Bmin}) = 23 \text{ k}\Omega$.

5.15 – Novembre 1996

Le transistor (PNP) conduit $\Rightarrow V_{EB} \approx 0,7 \text{ V}$, $I = (V_{CC} - V_{EB}) / R_E = 4,65 \text{ mA}$,
 $V_{CE} = -V_{CC} + V_{EE} + (R_E + R_C) I = -6,05 \text{ V}$, $I_B = I / \beta = 46,5 \text{ }\mu\text{A}$,
 sens de la base vers la masse.

5.16 – Novembre 1996

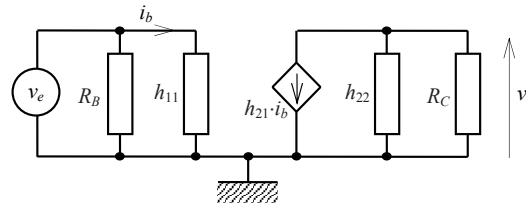


Fig. 177 – Exercice 5.16.

1. $I_C \approx I = 1 \text{ mA}$, $I_B = I_C / \beta \approx 10 \text{ }\mu\text{A}$, $V_{BE} \approx 0,7 \text{ V}$,
 $V_{CE} = V_{CC} - R_C I_C + V_{BE} + R_B I_B = 2,8 \text{ V}$, $V_B = -R_B I_B = -0,1 \text{ V}$,
 $V_E = -V_{BE} - R_B I_B = -0,8 \text{ V}$, $V_C = V_{CC} - R_C I_C = 2 \text{ V}$.
2. $h_{11} \approx U_T / I_B = 2,6 \text{ k}\Omega$, $h_{21} \approx \beta = 100$, $h_{22} \approx I_C / V_A = 10 \text{ }\mu\text{S}$.
3. Schéma équivalent dynamique Fig. 177.
4. $G_v = \frac{-h_{21} R_C}{h_{11} (1 + h_{22} R_C)} \approx -285$, $Z_e = h_{11} // R_B \approx 2,06 \text{ k}\Omega$,
 $Z_s = h_{22} // R_C \approx 7,4 \text{ k}\Omega$.
5. $C_e \gg 1 / (Z_e \omega) \approx 1,5 \text{ nF}$, $C_e \approx 15 \text{ nF}$.

5.17 – Septembre 1996

1. $V(R_U) = V_E - V_Z = 9,3 \text{ V}$.
2. $I_U = V(R_U) / R_U = 620 \text{ mA}$.
3. $I_Z = (V_E - V_Z) / R - I_U / \beta = 14,7 \text{ mA}$.



Fig. 178 – Exercice 5.18.

5.18 – Mars 1996

1. $I_Z \approx (V_{CC} - V_Z) / R_B = 2,1 \text{ mA}$.
2. $I_C \approx I_E = (V_Z - V_{EB}) / R_C = 2,1 \text{ mA}$, $I_B = I_C / \beta = 20 \mu\text{A} \ll I_Z$.
3. $v(t) = \frac{1}{C} \int I_C dt + v(0)$, $v(0) = 0 \Rightarrow v(t) = I_C t / C$,
 relation valable tant que le transistor n'est pas saturé c-à-d tant que :
 $V_{EC} = V_{CC} - R_C I_C - I_C t / C > V_{ECsat}$
 $\Rightarrow t < t_{max} = C \left(\frac{V_{CC} - V_{ECsat}}{I_C} - R_C \right) = 525 \mu\text{s}$,
 $t > t_{max}$: le transistor reste saturé
 $\Rightarrow V_{EC} = V_{ECsat}$, $v = V_{CC} - V_C - V_{ECsat} = 10,5 \text{ V}$.
 (Cf. Fig. 178).

5.19 – Décembre 1994

$$R_E = (V_{CC} - V_{CE}) / I_C = 3 \text{ k}\Omega, \quad R_B = \frac{V_{CC} - V_{BE} - R_E I_C}{I_C / \beta} = 104 \text{ k}\Omega.$$

5.20 – Décembre 1994

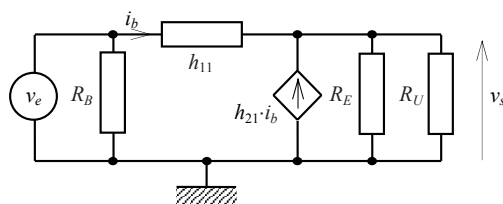


Fig. 179 – Exercice 5.20.

1. $I_C = (V_{CC} - V_{CE}) / R_E = 1 \text{ mA}$.
2. $h_{11} \approx \beta U_T / I_C = 2 \text{ k}\Omega$, $h_{21} \approx \beta = 80$.
3. Schéma équivalent dynamique Fig. 179.
4. $G_i = i_s / i_e = \frac{-h_{21}}{1 + h_{11}/R_B} \stackrel{h_{11} \ll R_B}{\approx} -h_{21} \approx -80$.
5. $G_v = v_s / v_e = \frac{h_{21} R_E}{h_{11} + h_{21} R_E} \stackrel{h_{11} \ll h_{21} R_E}{\approx} 1$.
6. $Z_{eCC} = h_{11} // R_B \stackrel{h_{11} \ll R_B}{\approx} h_{11} \approx 2 \text{ k}\Omega$,
 $Z_{eCO} = \frac{R_B (h_{11} + h_{21} R_E)}{h_{11} + R_B + h_{21} R_E} \stackrel{h_{11} \ll h_{21} R_E}{\approx} \frac{h_{21} R_B R_E}{R_B + h_{21} R_E} = R_B // h_{21} R_E \approx 73 \text{ k}\Omega$.
7. $Z_s = \frac{h_{11} R_E}{h_{11} + h_{21} R_E} \stackrel{h_{11} \ll h_{21} R_E}{\approx} h_{11} / h_{21} \approx 25 \Omega$.

5.21 – Janvier 2007

1. $R_C = (V_{CC} - V_{CE1}) / (I_{C1} + I_{B2}) \stackrel{I_{B2} \ll I_{C1}}{\approx} (V_{CC} - V_{CE1}) / I_{C1} = 5 \text{ k}\Omega$.
2. $R_2 = \frac{V_{CE1} - V_{BE2}}{I_{C2} + I_{B2} - I_{B1}} \stackrel{I_{B1}, I_{B2} \ll I_{C2}}{\approx} (V_{CE1} - V_{BE2}) / I_{C2} = 8,4 \text{ k}\Omega$.
3. $R_1 = \frac{R_2 (I_{C2} + I_{B2} - I_{B1}) - V_{BE1}}{I_{B1}} \approx (R_2 I_{C2} - V_{BE1}) / I_{B1} = 170 \text{ k}\Omega$.
4. $R_L = \frac{V_{CC} - V_{CE2} - R_2 (I_{C2} + I_{B2} - I_{B1})}{I_{C2}} \approx (V_{CC} - V_{CE2}) / I_{C2} - R_2 = 7,6 \text{ k}\Omega$.

5.22 – Septembre 2002

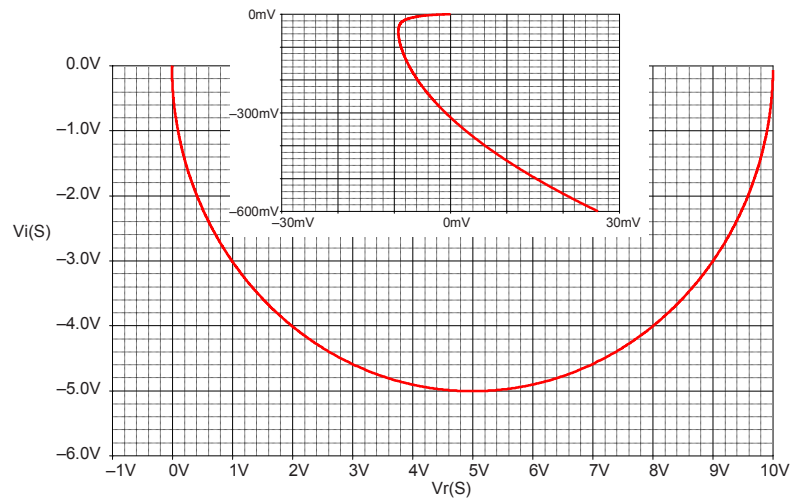


Fig. 180 – Exercice 5.22.

1. $v_S \left(A + 1 + \frac{H_{11}}{\beta Z} \right) = A v_E - v_{BE0}$, v_{BE0} négligeable $\Rightarrow v_{BE0} \ll A v_E$.

2. $T(j\omega) = \frac{A_0\beta R}{(1+j\omega\tau)(\beta R + H_{11})} = \frac{T_0}{1+j\omega\tau}, \quad T_0 = \frac{A_0\beta R}{\beta R + H_{11}}.$
 3. Diagramme de Nyquist : demi-cercle centré sur l'axe réel tel que $T(0) = T_0, T(\infty) = 0$
 \Rightarrow système inconditionnellement stable.
 4. $T(j\omega) = \frac{A_0}{(1+j\omega\tau)(1+jH_{11}C\omega/\beta)} = \frac{A_0}{(1+j\omega\tau)(1+j\omega\tau')}.$
 5. $T(j\omega) = \frac{A_0}{1-\omega^2\tau\tau' + j\omega(\tau + \tau')} = \frac{A_0}{1-\omega^2\tau_2^2 + j\omega\tau_1},$
 $Re(T) = \frac{A_0(1-\omega^2\tau_2^2)}{(1-\omega^2\tau_2^2)^2 + \omega^2\tau_1^2} \stackrel{\tau_1 \gg \tau_2}{\approx} \frac{A_0(1-\omega^2\tau_2^2)}{1+\omega^2\tau_1^2 + \omega^4\tau_2^4},$
 $Im(T) = \frac{-j\omega\tau_1 A_0}{(1-\omega^2\tau_2^2)^2 + \omega^2\tau_1^2} \stackrel{\tau_1 \gg \tau_2}{\approx} \frac{-j\omega\tau_1 A_0}{1+\omega^2\tau_1^2 + \omega^4\tau_2^4}.$
- Diagramme de Nyquist (Fig. 180) :
- $T(0) = (A_0, 0)$ tangente verticale dans le deuxième quadrant,
 $T(\infty) = (0, 0)$ tangente horizontale dans le troisième quadrant,
 $T(\omega)$ coupe l'axe imaginaire pour $\omega_0 = 1/\tau_2, \quad T(\omega_0) = (0, -A_0\tau_2/\tau_1),$
le point d'affixe $(-1, 0)$ reste toujours à l'extérieur du diagramme
 \Rightarrow système inconditionnellement stable.

5.23 – Février 2001

1. $i = I_2 - I_1 - i_{b2} + i_{b1}, \quad i(v_E = 0) = I_2 - I_1.$
2. $i_S > 0 : Q_1$ conduit, Q_2 bloqué $\Rightarrow i = I_2 - I_1 + i_S/\beta,$
conditions : $i_S < \beta(I_0 + I_2 - I_1)$ et $i_S < \beta I_1$
 $\Rightarrow i_{Smin} = \max[\beta(I_0 + I_2 - I_1), \beta I_1].$
3. $i_S < 0 : Q_1$ bloqué, Q_2 conduit $\Rightarrow i = I_2 - I_1 + i_S/\beta,$
conditions : $i_S > \beta(-I_0 + I_1 - I_2)$ et $i_S > -\beta I_2$
 $\Rightarrow i_{Smin} = \min[\beta(-I_0 + I_1 - I_2), -\beta I_2].$
4. $R_s \approx (\rho + H_{11})/\beta,$
la caractéristique de sortie $v_S(i_S)$ est constituée de trois segments de droite :
 $i_S < i_{Smin} : i_S = i_{Smin} = \text{constant},$
 $i_{Smin} < i_S < i_{Smax} : \text{droite de pente } -R_s \text{ passant par } (0, V_{s0}),$
 $i_S > i_{Smax} : i_S = i_{Smax} = \text{constant}.$

5.24 – Novembre 2000

1. $v_A = v_E.$
2. $v_S = av_E + b$ avec : $a = -R_2/R_1 = -1, \quad b = R_2(V_{CC}/R_1 - I_0) = 9 \text{ V},$
 $i_2 = (V_{CC} - v_E)/R_1 - I_0.$
3. Q_2 ne se sature pas si $v_E > R_2(V_{CC} - R_1 I_0)/(R_1 + R_2) = 4,5 \text{ V}.$
4. Q_2 ne se bloque pas si $v_E < V_{CC} - R_1 I_0 = 9 \text{ V}.$
5. v_E est une sinusoïde centrée sur 6 V et d'amplitude 1 V,
 v_S est une sinusoïde centrée sur 3 V et d'amplitude 1 V en opposition de phase par rapport à $v_E.$ (Fig. 181).

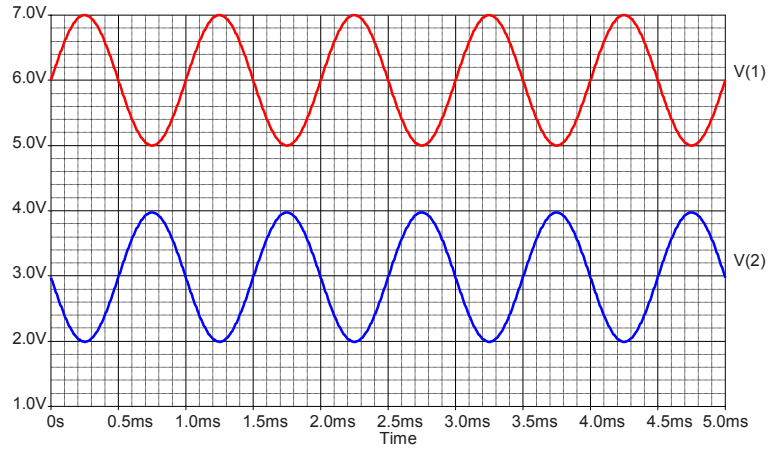


Fig. 181 – Exercice 5.24.

5.25 – Septembre 2000

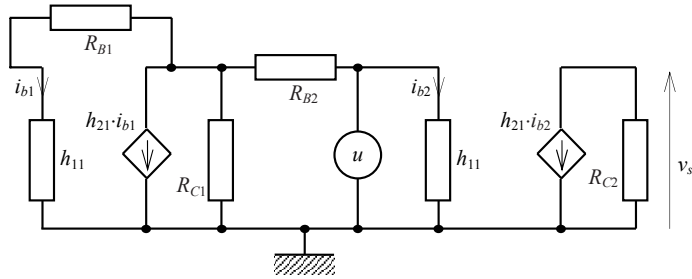


Fig. 182 – Exercice 5.25.

1. $V_{CE1} = R_{B1}I_{B1} + V_{BE1} = R_{B2}I_{B2} + V_{BE2} \Rightarrow I_{B1} = I_{B2} = I_B, \quad I_{C1} = I_{C2} = I_C.$
2. $I_B \approx \frac{V_{CC} - V_{BE1}}{\beta R_{C1} + R_{B1}} = 9,6 \mu\text{A}, \quad I_C = \beta I_B \approx 0,96 \text{ mA},$
 $V_{CE1} = R_{B2}I_B + V_{BE2} \approx 0,8 \text{ V}.$
3. $V_{CE2} = V_{CC} - R_{C2}I_C \approx 10,6 \text{ V}.$
4. $h_{11} \approx \beta U_T / I_C = 2,77 \text{ k}\Omega, \quad h_{21} \approx \beta = 100.$
5. Schéma équivalent dynamique Fig. 182.
6. $G_v = v/u = -h_{21}R_{C2}/h_{11} \approx -362.$

5.26 – Février 2000

1. $I_{B1} = \frac{V_{CC} - 2V_{BE}}{R_5 + \beta(R_3 + R_4)} \approx 4,4 \mu\text{A}, \quad I_{C1} = \beta I_{B1} \approx 0,67 \text{ mA},$
 $I_{C2} = \frac{V_{BE1} + (R_5 + \beta R_4) I_{B1}}{R_7} \approx 1,8 \text{ mA}, \quad I_{B2} = I_{C2}/\beta \approx 11,7 \mu\text{A},$
 $V_{CE1} = V_{CC} - (R_3 + R_4) I_{C1} \approx 2,1 \text{ V}, \quad V_{CE2} = V_{CC} - (R_6 + R_7) I_{C2} \approx 11,8 \text{ V}.$

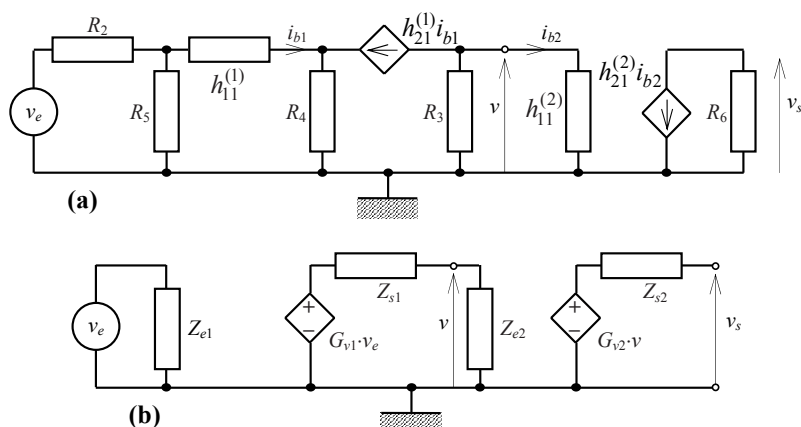


Fig. 183 – Exercice 5.26.

2. $h_{11}^{(1)} \approx \beta U_T / I_{C1} = 5,91 \text{ k}\Omega$, $h_{11}^{(2)} \approx \beta U_T / I_{C2} = 2,22 \text{ k}\Omega$,
 $h_{21}^{(1)} = h_{21}^{(2)} \approx \beta = 150$.
3. Schéma équivalent dynamique Fig. 183.a.
4. $G_1 = \frac{R_2}{R_2 + R_5} \times \frac{-h_{21}^{(1)} R_3}{(R_2 // R_5) + h_{11}^{(1)} + h_{21}^{(1)} R_4} \approx -124$,
 $Z_{e1} = R_2 + R_5 // (h_{11}^{(1)} + h_{21}^{(1)} R_4) \approx 14,2 \text{ k}\Omega$, $Z_{s1} = R_3 = 27 \text{ k}\Omega$.
5. $G_2 = -h_{21}^{(2)} R_6 / h_{11}^{(2)} \approx -264$, $Z_{e2} = h_{11}^{(2)} \approx 2,22 \text{ k}\Omega$, $Z_{s2} = R_6 = 3,9 \text{ k}\Omega$.
6. Schéma équivalent dynamique complet Fig. 183.b.
 $G_v = \frac{G_1 G_2 Z_{e2}}{Z_{e2} + Z_{s1}} \approx 2482$, $Z_e = Z_{e1} = 14,2 \text{ k}\Omega$, $Z_s = Z_{s2} = 3,9 \text{ k}\Omega$.

5.27 – Mai 1999

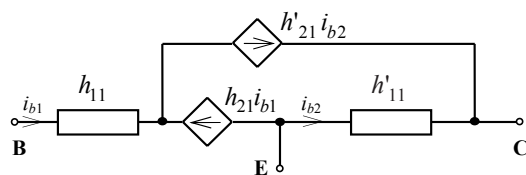


Fig. 184 – Exercice 5.27.

1. Schéma équivalent dynamique Fig. 184.
2. $H_{11} = h_{11}$, $H_{12} = 0$, $H_{21} = h_{21} (1 + h'_{21})$, $H_{22} = 0$.

5.28 – Septembre 2004

1. Courant de pont : $I_P = V_{CC} / (R_1 + R_2 + R_3) = 1,01 \text{ mA}$,

- $$V_{B1} = R_3 I_P = 1,67 \text{ V}, \quad V_{B2} = (R_2 + R_3) I_P = 2,4 \text{ V},$$
- $$V_A = V_{B2} - V_{BE2} = 1,8 \text{ V}.$$
2. $I = (V_{B1} - V_{BE1}) / R_E = 1,07 \text{ mA}$ indépendant de R_L .
 3. $I = I_{C1} = I_{C2} \Rightarrow I_{B1} = I_{B2} = I / \beta = 107 \mu\text{A}$.
 4. $V_{CE1} = V_A - R_E I = 0,73 \text{ V}$ indépendant de R_L .
 5. $V_{CE2} = V_{CC} - V_A - R_L I$, $V_{CE2}(R_L = 0) = V_{CC} - V_A = 8,2 \text{ V}$: fonctionnement correct.
 6. Pour que Q_2 ne sature pas : $R_L < R_{Lmax} = (V_{CC} - V_A) / I = 7,7 \text{ k}\Omega$.

5.29 – Juin 2005

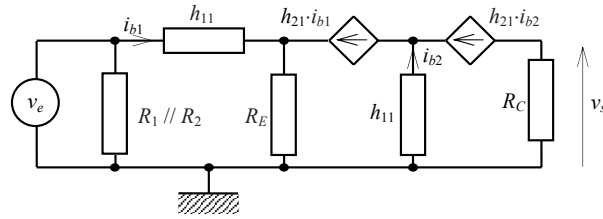


Fig. 185 – Exercice 5.29.

1. $V_A = R_E I_T$, $V_B = (R_1 + R_2) V_{CC} / R_T - R_A I_T - V_{BE}$,
 $V_C = (R_1 + R_2) V_{CC} / R_T - V_{BE}$, $V_D = V_{CC} - R_C I_T$.
2. $V_{CE1} = V_{CE2} \Rightarrow (R_1 + R_2 - R_3) V_{CC} / R_T + (R_C - R_A - R_E) I_T - 2V_{BE} = 0$
 $\Rightarrow V_{CE1} = V_{CE2} = [V_{CC} - (R_C + R_A + R_E) I_T] / 2$.
3. $I_T = (V_{CC} - V_D) / R_C = 4 \text{ mA}$, $I_P \approx 20 I_T / \beta \approx 1 \text{ mA}$,
 $V_{B1} = V_{BE} + R_E I_T$, $R_1 = V_{B1} / I_P \approx 1,1 \text{ k}\Omega$.
4. $V_{B2} = V_{BE} + (R_A + R_E) I_T + V_{CE}$
 $\Rightarrow R_2 = (V_{B2} - V_{B1}) / I_P \approx 6 \text{ k}\Omega$, $R_3 = (V_{CC} - V_{B2}) / I_P \approx 12,9 \text{ k}\Omega$.
5. Schéma équivalent dynamique Fig. 185.

5.30 – Janvier 2004

1. $I_0 = \frac{R_2 V_{CC} + (R_1 - R_2) V_{BE}}{R_E (R_1 + R_2)}$.
2. I_0 indépendant de $V_{BE} \Rightarrow R_1 = R_2 \Rightarrow I_0 = V_{CC} / (2R_E)$.
3. $I(R_1) = I_0 \Rightarrow R_1 / R_E = 1 - 2V_{BE} / V_{CC}$.
4. $I_0 = 1 \text{ mA} \Rightarrow R_E = 7,5 \text{ k}\Omega$, $R_1 = R_2 = 6,8 \text{ k}\Omega$.
5. $V_{CE1} = V_{BE1} = V_{CE2} = V_{BE2} = 0,7 \text{ V}$, $V_{CE3} = V_{CC} - R_E I_0 = 7,5 \text{ V}$.

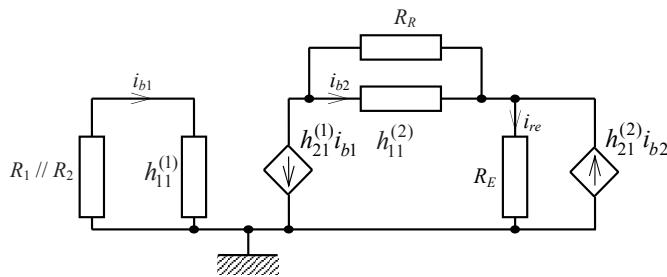


Fig. 186 – Exercice 5.31.

5.31 – Septembre 2003

1. $V_{BT} = R_{B1} V_{BB} / (R_{B1} + R_{B2})$, $R_{BT} = R_{B1} // R_{B2}$
 $\Rightarrow I_{B1} = (V_{BT} - V_{BE1}) / R_{BT} \approx 40 \mu\text{A}$, $I_{C1} = \beta_1 I_{B1} \approx 4 \text{ mA}$.
2. $I_R = I(R_R) = V_{BE2} / R_R \approx 1,2 \text{ mA}$, $I_{B2} = I_{C1} - I_R \approx 2,8 \text{ mA}$,
 $I_{C2} = \beta_2 I_{B2} \approx 56,5 \text{ mA}$.
3. $I_E = I(R_E) = I_{C2} + I_R \approx 57,7 \text{ mA}$, $P(R_E) = R_E I_R^2 \approx 133 \text{ mW}$.
4. $V_{CE1} = V_{CC} - R_E I_E - V_{EB2} \approx 5,9 \text{ V}$, $V_{EC2} = V_{CC} - R_E I_E \approx 6,7 \text{ V}$.
5. Schéma équivalent dynamique Fig. 186.
6. $G_i = -h_{21}^{(1)} \left(1 + \frac{h_{21}^{(2)} R_R}{R_R + h_{11}^{(2)}} \right)$,
 $h_{11}^{(1)} \approx \beta_1 U_T / I_{C1} = 650 \Omega$, $h_{21}^{(1)} \approx \beta_1 = 100$,
 $h_{11}^{(2)} \approx \beta_2 U_T / I_{C2} = 9,3 \Omega$, $h_{21}^{(2)} \approx \beta_2 = 20$,
 $G_i \stackrel{h_{11}^{(2)} \gg R_R, h_{21}^{(2)} \gg 1}{\approx} -h_{21}^{(1)} h_{21}^{(2)} \approx -2000$.

5.32 – Mars 1998

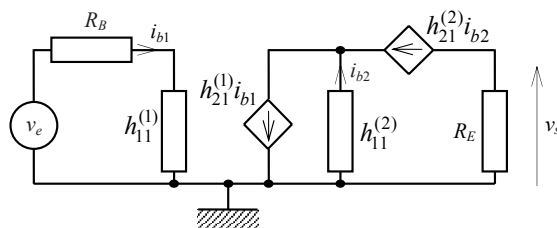


Fig. 187 – Exercice 5.32.

1. $I_{C1} = I_1 = 0,5 \text{ mA}$, $I_{C2} = I_0 - I_1 = 0,5 \text{ mA}$.
2. $V_{CE1} = V_{CC} + V_{EB2} + V_{BE1} = 6,4 \text{ V}$,
 $V_{CE2} = V_{CC} + V_{EB2} - V_{EE} - R_E I_{C2} = -10,7 \text{ V}$.
3. $h_{11}^{(1)} = h_{11}^{(2)} = h_{11} \approx \beta U_T / I_{C1} = 5,21 \text{ k}\Omega$, $h_{21}^{(1)} = h_{21}^{(2)} = h_{21} \approx \beta = 100$.

4. Schéma équivalent dynamique Fig. 187.
5. $G = -h_{21}R_E / (h_{11} + R_B) \approx -66$.
6. $Z_e = h_{11} + R_B \approx 15,2 \text{ k}\Omega$, $Z_s = R_E = 10 \text{ k}\Omega$.

5.33 – Janvier 1998

1. $I \approx I_E = (V_Z - V_{EB}) / R_E$.
2. $I = 10 \text{ mA} \Rightarrow R_E = 550 \Omega$.
3. Régime linéaire $\Rightarrow V_{EC} > V_{ECsat}$
 $\Rightarrow R_U < R_{Umax} = V_{CC}/I - R_E = 1,45 \text{ k}\Omega$.
4. $I_Z > I_{ZT} \Rightarrow R < R_{max} = \frac{V_{CC} - V_Z}{I/\beta + I_{ZT}} = 2,7 \text{ k}\Omega$.

5.34 – Janvier 1998

1. $I_R = (V_{CC} - V_{BE2}) / R = 1,02 \text{ mA}$.
2. $I_{C2} = I_S e^{V_{BE2}/U_T}$, $I = I_S e^{V_{BE1}/U_T}$ (transistors identiques : même I_S)
 $V_{BE1} - V_{BE2} = R_E I \Rightarrow I_{C2} = I e^{R_E I / U_T}$.
3. $R_E = \frac{U_T}{I} \ln(I_{C2}/I) \stackrel{I_R \approx I_{C2}}{\approx} \frac{U_T}{I} \ln(I_R/I) \approx 1,57 \text{ k}\Omega$.
4. $V_{CE} > V_{CEsat} \Rightarrow R_U < R_{Umax} = V_{CC}/I - R_E = 300 \text{ k}\Omega$.

5.35 – Mars 1996

1. $I_R = (V_{CC} - V_{BE}) / R_R = 1,13 \text{ mA}$.
2. $I_U = I_R / (1 + 2/\beta) \stackrel{\beta \gg 2}{\approx} I_R = 1,13 \text{ mA}$.
3. Relation valable tant que Q_2 reste en régime linéaire : $V_{CE} > V_{CEsat} \approx 0$
 $\Rightarrow R_U < R_{Umax} = V_{CC}/I_U = V_{CC} (1 + 2/\beta) / I_R \approx V_{CC}/I_R \approx R_R = 8,2 \text{ k}\Omega$.
4. $I_R = (V_{CC} - V_{BE3} - V_{BE}) / R_R = 1,05 \text{ mA}$,
 $I_U = \frac{I_R}{1 + 2/[\beta(\beta + 1)]} \stackrel{\beta^2 \gg 2}{\approx} I_R = 1,05 \text{ mA}$.

5.36 – Septembre 1997

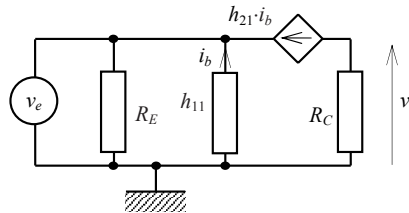


Fig. 188 – Exercice 5.36.

1. $V_{BB} = R_2 V_{CC} / (R_1 + R_2)$, $R_B = R_1 // R_2$
 $\Rightarrow I_B = (V_{BB} - V_{BE}) / (R_B + \beta R_E) \approx 12,3 \mu\text{A}$, $I_C = \beta I_B \approx 1,23 \text{ mA}$,
 $V_{CE} = V_{CC} - (R_E + R_C) I_C \approx 4,7 \text{ V}$, $P_T = I_C V_{CE} = 5,8 \text{ mW}$.
2. $h_{11} \approx \beta U_T / I_C = 2,11 \text{ k}\Omega$, $h_{21} \approx \beta = 100$.
 Schéma équivalent dynamique Fig. 188.
3. $G_v = v_s / v_e = h_{21} R_C / h_{11} = 157$,
 $Z_e = R_E // h_{11} / (1 + h_{21}) \stackrel{h_{21} \gg 1, h_{21} R_E \gg h_{11}}{\approx} h_{11} / h_{21} = 20 \Omega$, $Z_s = R_C = 3,3 \text{ k}\Omega$.
4. $v_s / i = \frac{h_{21} R_C R_E}{h_{11} + (1 + h_{21}) R_E} \stackrel{h_{21} \gg 1, h_{21} R_E \gg h_{11}}{\approx} R_C = 3,3 \text{ V/mA}$.
5. Intersion R_1 et R_2 : même calcul donnerait $I_B = 74,4 \mu\text{A}$, $I_C = 7,44 \text{ mA}$,
 $\Rightarrow V_{CE} < 0 \Rightarrow$ transistor saturé.

5.37 – Décembre 1995

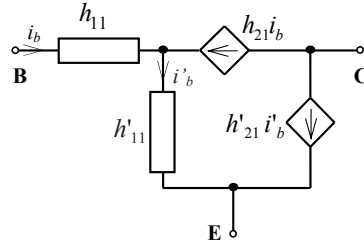


Fig. 189 – Exercice 5.37.

1. Schéma équivalent dynamique Fig. 189.
2. $H_{11} = h_{11} + (1 + h_{21}) h'_{11} \stackrel{h_{21} \gg 1}{\approx} h_{11} + h_{21} h'_{11}$, $H_{12} = 0$,
 $H_{21} = h_{21} + (1 + h_{21}) h'_{21} \stackrel{h_{21} \gg 1, h'_{21} \gg 1}{\approx} h_{21} h'_{21}$, $H_{22} = 0$.

5.38 – Septembre 1995

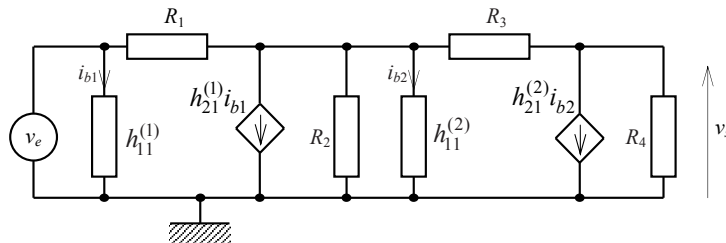


Fig. 190 – Exercice 5.38.

1. $I_{B1} = \frac{V_{CC} - V_{BE1}}{R_1 + (1 + \beta_1) R_2} \approx 12,7 \mu\text{A}$, $I_{C1} = \beta_1 I_{B1} \approx 1,52 \text{ mA}$,

$$\begin{aligned}
V_{CE1} &= V_{CC} - (1 + \beta_1) R_2 I_{B1} = 7,16 \text{ V}, \quad P(Q_1) = I_{C1} V_{CE1} = 10,9 \text{ mW}, \\
I_{B2} &= \frac{V_{CC} - V_{BE2}}{R_3 + (1 + \beta_2)(R_4 + R_5)} \approx 46,2 \text{ } \mu\text{A}, \quad I_{C2} = \beta_2 I_{B2} \approx 2,3 \text{ mA}, \\
V_{CE2} &= V_{CC} - (1 + \beta_2)(R_4 + R_5) I_{B2} = 9,94 \text{ V}, \quad P(Q_2) = I_{C2} V_{CE2} = 22,9 \text{ mW}.
\end{aligned}$$

2. Schéma équivalent dynamique Fig. 190.

6 – Transistors à effet de champ à jonction

6.1 – Novembre 2002

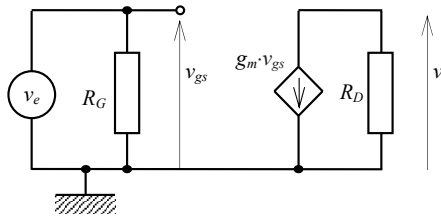


Fig. 191 – Exercice 6.1.

1. $I_D = I_{DSS} [1 - (V_C - R_S I_D) / V_{GS0}]^2$,
 $V_C = 0 \Rightarrow I_D \approx 7,8 \text{ mA}$, $V_{GS} = -R_S I_D \approx -0,8 \text{ V}$.
2. $V_{DS} = V_{DD} - (R_D + R_S) I_D \approx 6,44 \text{ V} > V_{GS} - V_{GS0} = 3,22 \text{ V}$
 \Rightarrow régime de saturation.
3. $g_m = \frac{-2I_{DSS}}{V_{GS0}} (1 - V_{GS}/V_{GS0}) \approx 4,8 \text{ mA/V}$.
4. $V_C = -2 \text{ V} \Rightarrow I_D \approx 2,3 \text{ mA}$, $V_{GS} = V_C - R_S I_D \approx -2,23 \text{ V}$,
 $V_{DS} \approx 12,4 \text{ V} > V_{GS} - V_{GS0} = 1,53 \text{ V} \Rightarrow$ régime de saturation,
 $g_m \approx 2,66 \text{ mA/V}$.
5. Schéma équivalent dynamique Fig. 191.
6. $G_v = v_s/v_e = -g_m R_D$, $G_v(V_C = 0) \approx -4,8$, $G_v(V_C = -2 \text{ V}) \approx -2,7$.

6.2 – Novembre 2001

1. $I_D = I_{DSS} (1 - V_{GS}/V_{GS0})^2 = -V_{GS}/R_1 \Rightarrow V_{GS} \approx -1,96 \text{ V}$, $I_D \approx 4,17 \text{ mA}$.
2. Régime de saturation
 $\Rightarrow V_{DS} > V_{GS} - V_{GS0} \Rightarrow V_{DD} > V_{GS} - V_{GS0} + (R_1 + R_2) I_D \approx 13,2 \text{ V}$.

6.3 – Septembre 2001

1. Caractéristique du FET : $I_D = I_{DSS} (1 - V_{GS}/V_{GS0})^2$, lorsque V_C varie la droite d'attaque : $I_D = (V_C - V_{GS})/R_S$ se déplace parallèlement à elle-même dans le plan (V_{GS}, I_D) entre les valeurs extrêmes : $(V_{GS0}, 0)$ pour $V_C = V_{GS0} = -4 \text{ V}$ et $(0, I_{DSS})$ pour $V_C = R_S I_{DSS} = 8 \text{ V}$.

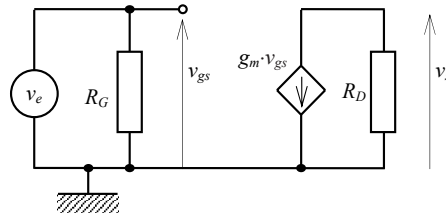


Fig. 192 – Exercice 6.3.

2. $I_D = I_{DSS} (1 - V_{GS}/V_{GS0})^2 = (V_C - V_{GS}) / R_S \Rightarrow x^2 + bx + c = 0$
avec : $x = V_{GS}/V_{GS0}$, $b = V_{GS0}/(R_S I_{DSS}) - 2 = -5/2$
et $c = 1 - V_C/(R_S I_{DSS}) = 1 - V_C/8$,
 $V_C = -4 \text{ V} : V_{GS} = -4 \text{ V}, I_D = 0$,
 $V_C = 0 : V_{GS} = -2 \text{ V}, I_D = 2 \text{ mA}$,
 $V_C = 8 \text{ V} : V_{GS} = 0, I_D = 8 \text{ mA}$.
3. Régime saturation $\Rightarrow V_{DS} = V_{DD} - (R_D + R_S) I_D > V_{GS} - V_{GS0}$
 $\Rightarrow R_D < R_{Dmax} = (V_{DD} + V_{GS0} - V_{GS}) / I_D - R_S \approx 1 \text{ k}\Omega$ pour $I_D = 8 \text{ mA}$
(cas le plus défavorable).
4. $g_m = \frac{-2I_{DSS}}{V_{GS0}} (1 - V_{GS}/V_{GS0})$,
 $g_m(V_C = -4 \text{ V}) = 0$, $g_m(V_C = 0) = 2 \text{ mA/V}$, $g_m(V_C = 8 \text{ V}) = 4 \text{ mA/V}$.
Schéma équivalent dynamique Fig. 192.
5. $G_v = v_s/v_e = -g_m R_D$,
 $G_v(V_C = -4 \text{ V}) = 0$, $G_v(V_C = 0) = -2$, $G_v(V_C = 8 \text{ V}) = -4$.

6.4 – Février 2001

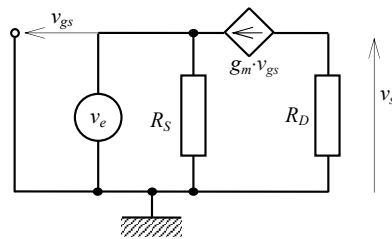


Fig. 193 – Exercice 6.4.

1. $V_{GS} = V_{GS0} (1 - \sqrt{I_D/I_{DSS}}) \approx -1,8 \text{ V}$.
2. $R_S = -(V_{SS} + V_{GS}) / I_D \approx 3,4 \text{ k}\Omega$.
3. $V_{DS} = V_{DD} - V_{SS} - (R_D + R_S) I_D > V_{GS} - V_{GS0}$
 $\Rightarrow R_D < R_{Dmax} = (V_{DD} - V_{SS} + V_{GS0} - V_{GS}) / I_D - R_S \approx 1,8 \text{ k}\Omega$.

$$4. \quad g_m = \frac{-2I_{DSS}}{V_{GS0}} (1 - V_{GS}/V_{GS0}) \approx 2,4 \text{ mA/V.}$$

Schéma équivalent dynamique Fig. 193.

$$5. \quad G_v = v_s/v_e = g_m R_D \approx 3,5.$$

$$6. \quad Z_e = R_S / (1 + g_m R_S) \approx 376 \, \Omega.$$

$$7. \quad G_{i_{CC}} = -g_m R_S / (1 + g_m R_S) \approx -0,9.$$

$$8. \quad Z_s = R_D = 1,5 \text{ k}\Omega.$$

6.5 – Mai 2000

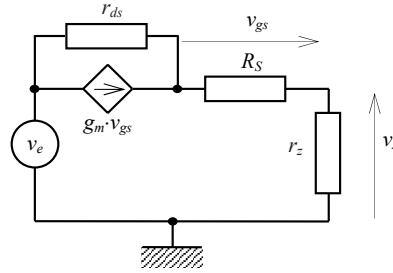


Fig. 194 – Exercice 6.5.

1. $V_{GS} = V_{GS0} \left(1 - \sqrt{I_D/I_{DSS}}\right) \approx -1 \text{ V}, \quad R_S = -V_{GS}/I_D = 500 \, \Omega.$
2. $V_{DS} = V_{DD} - R_S I_D - V_Z = 4 \text{ V} > V_{GS} - V_{GS0} = 1 \text{ V} \Rightarrow$ régime saturation,
 $V_{DS} > V_{GS} - V_{GS0} \Rightarrow V_{DD} > R_S I_D + V_Z + V_{GS} - V_{GS0} = 7 \text{ V}.$

$$3. \quad g_m = \frac{-2I_{DSS}}{V_{GS0}} (1 - V_{GS}/V_{GS0}) \approx 4 \text{ mA/V.}$$

Schéma équivalent dynamique Fig. 194.

4. $v_s/v = r_z / [r_{ds} (1 + g_m R_S) + R_S + r_z] \approx 1,7 \cdot 10^{-4},$
 pour $v = 1 \text{ V} \Rightarrow v_s \approx 170 \, \mu\text{V}.$

6.6 – Septembre 1999

1. $I_D = I_{DSS} (1 + R_1 I_D / V_{GS0})^2 \Rightarrow I_D = 1 \text{ mA}, \quad V_{GS} = -R_1 I_D = -1 \text{ V},$
 $V_{DS} = V_{DD} - (R_1 + R_2 // R_0) I_D = 13,2 \text{ V}, \quad V_S = (R_2 // R_0) I_D = 0,83 \text{ V}.$
2. $v_S = V_{S0} (1 + \beta \sin \omega t), \quad V_{S0} = V_S = (R_2 // R_0) I_D = 0,83 \text{ V},$
 $\beta = \alpha R_2 / (R_0 + R_2) \approx 17 \cdot 10^{-3}.$

6.7 – Mars 1998

1. $I_D = I_{DSS} (1 + R I_D / V_{GS0})^2 \Rightarrow I_D = 1,63 \text{ mA}$ (seule racine acceptable),
 $V_{GS} = -R I_D = -3,6 \text{ V}, \quad V_{DS} = V_{DD} - 2R I_D = 2,83 \text{ V} > V_{GS} - V_{GS0} = 1,4 \text{ V}$
 \Rightarrow régime saturation.
2. $g_m = \frac{-2I_{DSS}}{V_{GS0}} (1 - V_{GS}/V_{GS0}) \approx 2,24 \text{ mA/V.}$

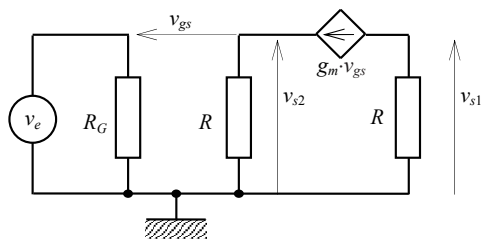


Fig. 195 – Exercice 6.7.

3. Schéma équivalent dynamique Fig. 195.
4. $G_1 = v_{s1}/v_e = -g_m R / (1 + g_m R) = -0,83$,
 $G_2 = v_{s2}/v_e = g_m R / (1 + g_m R) = 0,83$.
5. $Z_{s1} = R = 2,2 \text{ k}\Omega$, $Z_{s2} = R / (1 + g_m R) = 0,45 \text{ k}\Omega$.

6.8 – Janvier 1998

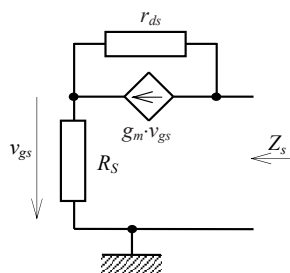


Fig. 196 – Exercice 6.8.

1. $R_S I = V_{GS0} (\sqrt{I/I_{DSS}} - 1)$ indépendant de R_U .
2. $I = 4 \text{ mA} \Rightarrow R_S = (V_{GS0}/I) (\sqrt{I/I_{DSS}} - 1) = 417 \Omega$,
 $V_{GS} = -R_S I = -1,67 \text{ V}$.
3. FET en régime de saturation $\Rightarrow R_U < R_{Umax} = (V_{DD} + V_{GS0})/I = 2,5 \text{ k}\Omega$.
4. Schéma équivalent dynamique Fig. 196.
 $Z_s = r_{ds} + R_S (1 + g_m r_{ds})$, $g_m = \frac{-2I_{DSS}}{V_{GS0}} (1 - V_{GS}/V_{GS0}) \approx 2,4 \text{ mA/V}$,
 $r_{ds} = 100 \text{ k}\Omega \Rightarrow Z_s = 200 \text{ k}\Omega$.

6.9 – Janvier 2003

1. $\beta = (1 + \beta_1) \beta_2 \stackrel{\beta_1 \gg 1}{\approx} \beta_1 \beta_2 \approx 2000$.
2. Schéma équivalent dynamique Fig. 197.a.
Paramètres $Q_1 : (h_{11}^{(1)}, h_{21}^{(1)})$, paramètres $Q_2 : (h_{11}^{(2)}, h_{21}^{(2)})$,

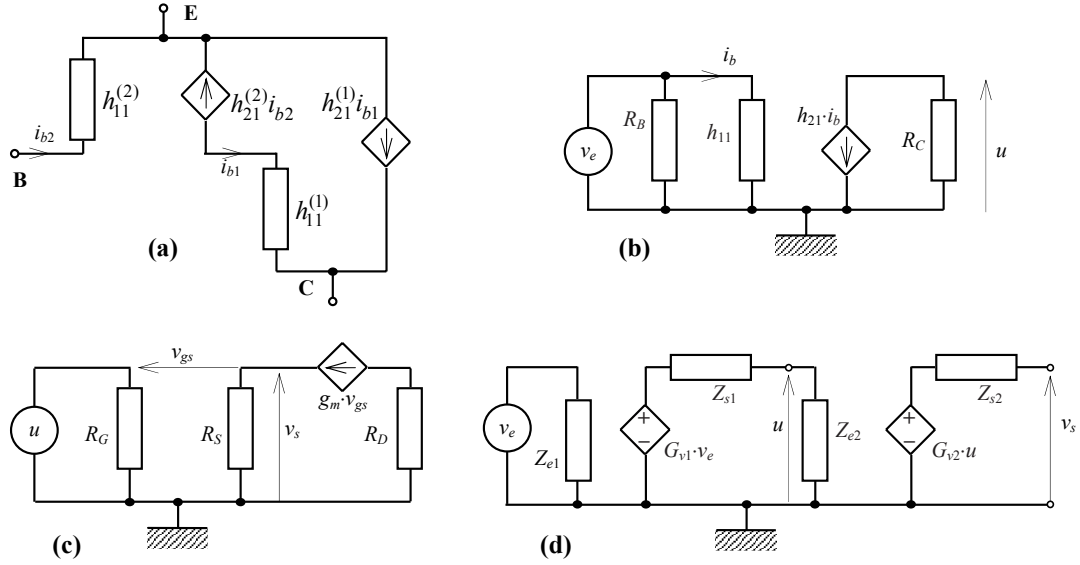


Fig. 197 – Exercice 6.9.

paramètres Q_D : (h_{11}, h_{21}) ,

$$h_{11} = h_{11}^{(2)} \approx \beta U_T / I_C = 5,2 \text{ k}\Omega, \quad h_{21} = \left(1 + h_{21}^{(1)}\right) h_{21}^{(2)} \stackrel{h_{21}^{(1)} \gg 1}{\approx} h_{21}^{(1)} h_{21}^{(2)} \approx \beta = 2000.$$

3. $R_E = V(R_E) / I_C = 200 \Omega$,

$$I_B \ll I_P \Rightarrow R_1 \approx (V(R_E) + V_{EB2}) / I_P = 27 \text{ k}\Omega,$$

$$R_2 = V_{CC} / I_P - R_1 = 173 \text{ k}\Omega, \quad R_C = (V_{CC} - V_{EC}) / I_C - R_E = 1,3 \text{ k}\Omega.$$

4. Schéma équivalent dynamique du premier étage Fig. 197.b.

$$G_{v1} = -h_{21} R_C / h_{11} \approx -500, \quad Z_{e1} = R_B / h_{11} \approx 4,3 \text{ k}\Omega, \quad Z_{s1} \approx R_C = 1,3 \text{ k}\Omega.$$

5. $V_{GS} = V_{GS0} \left(1 - \sqrt{I_D / I_{DSS}}\right) \stackrel{I_D=1 \text{ mA}}{=} -3,8 \text{ V}, \quad R_S = -V_{GS} / I_D = 3,8 \text{ k}\Omega,$

Régime de saturation

$$\Rightarrow V_{GS} - V_{GS0} < V_{DS} < V_{CC} \Rightarrow 1,2 \text{ V} < V_{DS} < 20 \text{ V},$$

$$\text{on peut prendre } V_{DS} = 11 \text{ V} \Rightarrow R_D = (V_{CC} - V_{DS}) / I_D - R_S = 5,2 \text{ k}\Omega.$$

6. Schéma équivalent dynamique du deuxième étage Fig. 197.c.

$$g_m = \frac{-2I_{DSS}}{V_{GS0}} (1 - V_{GS} / V_{GS0}) \approx 1,54 \text{ mA/V}, \quad G_{v2} = g_m R_S / (1 + g_m R_S) = 0,85,$$

$$Z_{e2} = R_G = 10 \text{ M}\Omega, \quad Z_{s2} = R_S / (1 + g_m R_S) = 550 \Omega.$$

7. Schéma équivalent dynamique complet Fig. 197.d.

$$G_v = \frac{G_{v1} G_{v2} Z_{e2}}{Z_{e2} + Z_{s1}} \stackrel{Z_{e2} \gg Z_{s1}}{\approx} G_{v1} G_{v2} \approx -425,$$

$$Z_e = Z_{e1} = 4,3 \text{ k}\Omega, \quad Z_s = Z_{s2} = 550 \Omega.$$

6.10 – Septembre 2002

1. Diodes polarisées en direct $\Rightarrow V(D_1) = V(D_2) = V_d \approx 0,7 \text{ V},$
 $V_B = 2V_d + V_{EE} = -16,6 \text{ V}.$

2. $I_D \approx I_E \Rightarrow V_{GS} = V_{GS0} \left(1 - \sqrt{I_D/I_{DSS}}\right) = -2,37 \text{ V}.$
3. $V_{CE} = -V_{EE} - R_E I_E - V_{GS} = 2,97 \text{ V}.$
4. $V_{DS} = V_{CC} - V_{EE} - (R_D + R_E) I_C - V_{CE} = 6,03 \text{ V} > V_{GS} - V_{GS0} = 1,03 \text{ V}.$

6.13 – Septembre 2000

1. $I_{D1} = -V_{GS1}/R_S = \frac{I_{DSS}}{V_{GS0}} \left(1 - \frac{V_{GS1}}{V_{GS0}}\right)^2 \Rightarrow V_{GS1} = -1,22 \text{ V}, \quad I_{D1} = 0,61 \text{ mA}.$
2. $I_{D2} = I_{D1} = 0,61 \text{ mA}, \quad V_{GS2} = V_{GS1} = -1,22 \text{ V}.$
3. $V_{DS1} = R_2 V_{DD} / (R_1 + R_2) - V_{GS2} - R_S I_{D1} = 12 \text{ V} > V_{GS1} - V_{GS0} = 0,78 \text{ V}$
 \Rightarrow régime saturation pour J_1 .
4. $V_{DS2} = V_{DD} - (R_D + R_S) I_{D2} - V_{DS1} = 3,73 \text{ V} > V_{GS2} - V_{GS0} = 0,78 \text{ V}$
 \Rightarrow régime saturation pour J_2 .

6.14 – Décembre 1999

1. $I_D = I_{D1} = I_{D2} = \frac{I_{DSS}}{V_{GS0}} \left(1 - \frac{V_{GS1}}{V_{GS0}}\right)^2 = \frac{I_{DSS}}{V_{GS0}} \left(1 - \frac{V_{GS2}}{V_{GS0}}\right)^2$
 $\Rightarrow V_{GS1} = V_{GS2} = V_{GS}.$
2. $I_D = -V_{GS}/R_S = \frac{I_{DSS}}{V_{GS0}} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_{GS0}}\right)^2 \Rightarrow V_{GS} = -1 \text{ V}, \quad I_{D1} = 1 \text{ mA}.$
3. $V_{DS2} = -V_{GS1} = 1 \text{ V} \geq V_{GS} - V_{GS0} = 1 \text{ V} \Rightarrow$ régime saturation pour J_1 .
4. Polarisation identique $\Rightarrow V_{DS1} = V_{DS2} = V_{DS},$
 $\Rightarrow R_D = (V_{DD} - 2V_{DS})/I_D - R_S = 7 \text{ k}\Omega.$

6.15 – Juin 1999

1. $G_v = -g_m R_2.$
2. $V_{GS} = V_G \Rightarrow g_m = \frac{-2I_{DSS}}{V_{GS0}} (1 - V_G/V_{GS0}),$
 $G_v = \frac{2I_{DSS}R_2}{V_{GS0}} (1 - V_G/V_{GS0}), \quad |G_{vmin}|^{V_G=V_{GS0}} \equiv 0, \quad |G_{vmax}|^{V_G=0} \equiv \frac{-2I_{DSS}R_2}{V_{GS0}},$
 $|G_{vmax}| = 120 \Rightarrow R_2 = 12 \text{ k}\Omega.$
3. $g_m = \frac{-2I_{DSS}}{V_{GS0}} \left(1 - \frac{V_G + \hat{v}_2 \sin \omega_2 t}{V_{GS0}}\right),$
 $v_s = \frac{2I_{DSS}R_2}{V_{GS0}} \left(1 - \frac{V_G + \hat{v}_2 \sin \omega_2 t}{V_{GS0}}\right) \hat{v}_1 \sin \omega_1 t,$
 $v_s = \hat{v}_s (1 + m \sin \omega_2 t) \sin \omega_1 t$
 $\Rightarrow \hat{v}_s = \frac{2I_{DSS}R_2 \hat{v}_1}{V_{GS0}} (1 - V_G/V_{GS0}), \quad m = -\hat{v}_2 / (V_G - V_{GS0}).$

6.16 – Septembre 1996

Schéma équivalent dynamique Fig. 199.

$$G_v = v_s/v_e = -g_m (R_D // R_U) = -6,75.$$

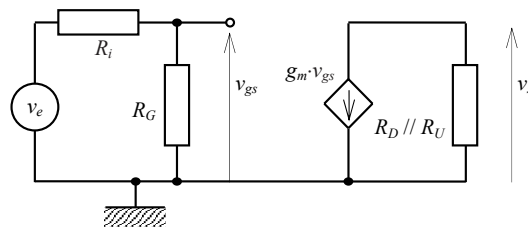


Fig. 199 – Exercice 6.16.

7 – Transistors MOS

7.1 – Septembre 1999

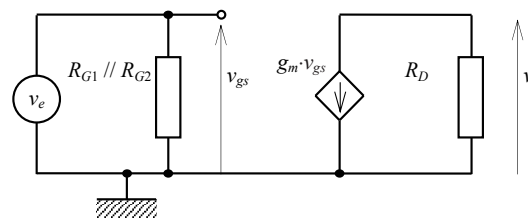


Fig. 200 – Exercice 7.1.

1. $V_{GS} = V_T \pm \sqrt{I_D/K} \approx -2 \text{ V}$ (seule racine convenable),
 $R_{G2}/R_{G1} = -V_{GS}/V_{SS} - 1 = 3/2$.
2. Régime saturation $\Rightarrow V_{DS} = R_D I_D - V_{SS} < V_{GS} - V_T$
 $\Rightarrow R_D < R_{Dmax} = (V_{SS} + V_{GS} - V_T) / I_D = 8 \text{ k}\Omega$.
3. $g_m = 2K|V_{GS} - V_T| = 1 \text{ mA/V}$.
4. Schéma équivalent dynamique Fig. 200.
5. $G_v = v_s/v_e = -g_m R_D \approx -4$,
 $Z_e = R_{G1} // R_{G2} = 1,2 \text{ M}\Omega \Rightarrow R_{G1} = 2 \text{ M}\Omega, R_{G3} = 3 \text{ M}\Omega$.

7.2 – Juin 1999

1. $V_{GS} = V_T \pm \sqrt{I_D/K} \approx 4 \text{ V}$ (seule racine convenable), $V(I) = -V_{GS} - V_{SS} = 6 \text{ V}$.
2. Régime saturation $\Rightarrow V_{DS} = V_{DD} - R_D I_D + V_{GS} > V_{GS} - V_T$
 $\Rightarrow R_D < R_{Dmax} = [V_{DD} + V_{GS} - (V_{GS} - V_T)] / I_D = 60 \text{ k}\Omega$,
 $R_D = R_{Dmax}/2 = 30 \text{ k}\Omega \Rightarrow V_{DS} = V_{DD} - R_D I_D + V_{GS} = 8 \text{ V}$.
3. $g_m = 2K|V_{GS} - V_T| = 0,2 \text{ mA/V}$. Schéma équivalent dynamique Fig. 201.a.
4. $G_v = g_m R_U / (1 + g_m R_U)$ (fonction homographique, cf. Fig. 201.b),
 $G_v(0) = 0, G_v(\infty) = 1, [dG_v/dR_U]_{R_U=0} = 1, G_v(1/g_m) = 0,5$.
5. $Z_s = 1/g_m = 5 \text{ k}\Omega$.

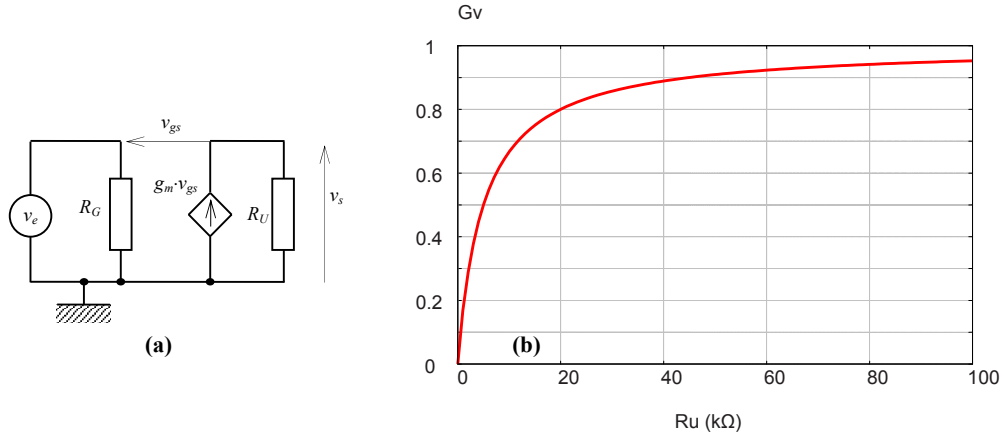


Fig. 201 – Exercice 7.2.

7.3 – Février 1999

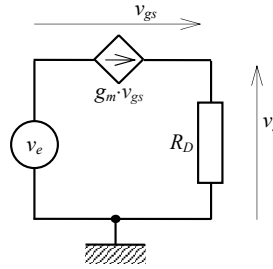


Fig. 202 – Exercice 7.3.

1. $I_D = K (V_{GS} - V_T)^2 = (V_{DD} - V_{GS}) / R_D \Rightarrow V_{GS} = V_{DS} = 2 \text{ V},$
 $I_D = (V_{DD} - V_{GS}) / R_D = 1 \text{ mA}, \quad V_{DS} = 2 \text{ V} > V_{GS} - V_T = 1 \text{ V}$
 \Rightarrow régime saturation.
2. $g_m = 2K (V_{GS} - V_T) = 2 \text{ mA/V}.$
3. Schéma équivalent dynamique Fig. 202.
4. $G_v = v_s/v_e = g_m R_D / (1 + g_m R_D) \approx 0,86.$
5. $Z_e = 1/g_m + R_D = 3,5 \text{ k}\Omega, \quad Z_s = R_D / (1 + g_m R_D) = 430 \Omega.$

7.4 – Mars 1998

1. $V_{DS} = V_{DD}/2 = 15 \text{ V}, \quad I_D = V_{DD}/(2R_D), \quad V_{GS} = V_T + \sqrt{V_{DD}/(2KR_D)}.$
2. $g_m = \sqrt{2KV_{DD}/R_D}.$
3. Schéma équivalent dynamique Fig. 203.
4. $G_v = -g_m (R_D // R_U) = -R_U \sqrt{2KR_D V_{DD}} / (R_D + R_U).$
5. G_v maxi pour $R_D = R_U \Rightarrow G_{vmax} = -\sqrt{KR_U V_{DD}/2}.$
6. $R_U = 10 \text{ k}\Omega \Rightarrow G_{vmax} = -18.$

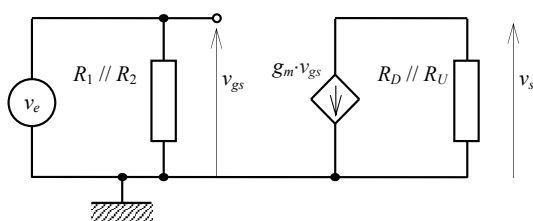


Fig. 203 – Exercice 7.4.

7.5 – Septembre 1997

1. $V_{GS} = -R_1 V_{DD} / (R_1 + R_2) = -2\text{V}$, $I_D = K (V_{GS} - V_T)^2 = 0,5\text{ mA}$,
 $V_{DS} = R_D I_D - V_{DD} = -2\text{ V} < V_{GS} - V_T = -1\text{ V} \Rightarrow$ régime saturation.
2. $g_m = 2K |V_{GS} - V_T| = 1\text{ mA/V}$.

7.6 – Mars 1995

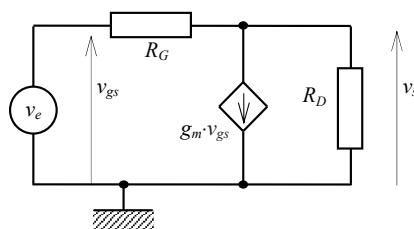


Fig. 204 – Exercice 7.6.

1. $V_{GS} = V_{DS} = 10\text{V}$, sur la caractéristique : $I_D(V_{GS} = 10\text{V}) = 16\text{ mA}$,
 $R_D = (V_{DD} - V_{DS}) / I_D = 938\ \Omega$.
2. $g_m = 2K (V_{GS} - V_T) = 4\text{ mA/V}$.
3. Schéma équivalent dynamique Fig. 204.
4. $G_v = v_s / v_e = \frac{1 - g_m R_G}{1 + R_G / R_D} \stackrel{g_m R_G \gg 1, R_G \gg R_D}{\approx} -g_m R_G \approx -3,8$.

7.7 – Mai 2000

1. $I_{D1} = I_{D2} = I_{D3} = I_U = K_3 (V_{GS3} - V_{T3})^2 \stackrel{V_{GS3}=0}{=} 100\ \mu\text{A}$.
2. $V_{GS2} = V_{GS1} = V_{T1} + \sqrt{I_{D1} / K_1} = 4\text{ V}$,
 $V_{DS3} = V_{DD} - V_{GS2} = 1\text{ V} \geq V_{GS3} - V_{T3} = 1\text{ V}$,
 $V_{DS2} = V_{GS2} = 4\text{ V} \geq V_{GS2} - V_{T2} = 1\text{ V}$.
3. Régime saturation tant que $R_U < R_{U_{max}} = [V_{DD} - (V_{GS1} - V_{T1})] / I_U = 40\text{ k}\Omega$.

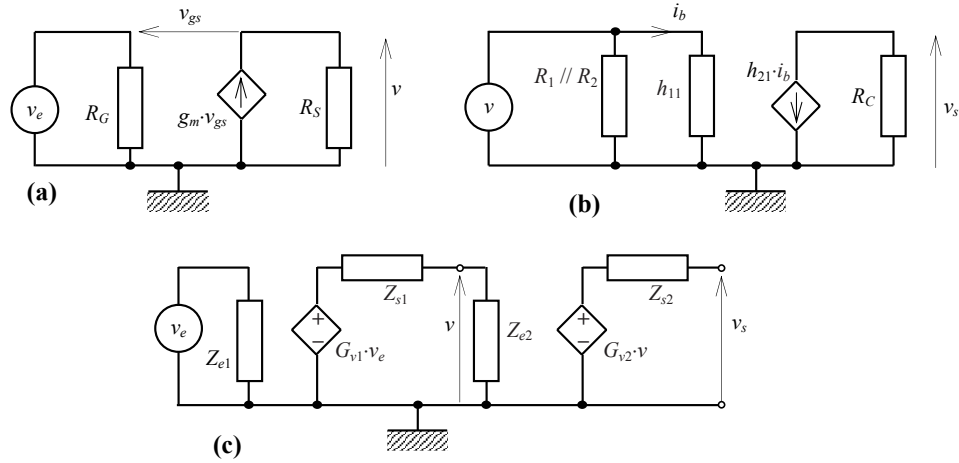


Fig. 205 – Exercice 7.8.

7.8 – Mai 2000

1. $I_D = -V_{GS}/R_S = K(V_{GS} - V_T)^2 \Rightarrow V_{GS} = -0,51 \text{ V}, I_D = 1,55 \text{ mA},$
 $V_{DS} = V_{CC} - R_S I_D = 14,5 \text{ V} > V_{GS} - V_T = 1,5 \text{ V} \Rightarrow \text{MOS en régime saturation.}$
2. $V_{BB} = R_2 V_{CC} / (R_1 + R_2), R_B = R_1 // R_2$
 $\Rightarrow I_B = (V_{BB} - V_{BE}) / (R_B + \beta R_E) \approx 5,7 \mu\text{A},$
 $I_C = \beta I_B \approx 0,85 \text{ mA}, V_{CE} = V_{CC} - (R_E + R_C) I_C \approx 6,5 \text{ V}.$
3. $g_m = 2K(V_{GS} - V_T) = 2,23 \text{ mA/V}, h_{11} \approx \beta U_T / I_C = 4,58 \text{ k}\Omega, h_{21} \approx \beta = 150.$
4. Schéma équivalent dynamique premier étage Fig. 205.a.
 $G_{v1} = g_m R_S / (1 + g_m R_S) \approx 0,424,$
 $Z_{e1} = R_G = 10 \text{ M}\Omega, Z_{s1} = R_S / (1 + g_m R_S) = 190 \Omega.$
5. Schéma équivalent dynamique second étage Fig. 205.b.
 $G_{v2} = -h_{21} R_C / h_{11} \approx -164, Z_{e2} = R_B // h_{11} \approx 2,7 \text{ k}\Omega, Z_{s2} = R_C = 5 \text{ k}\Omega.$
6. Schéma équivalent dynamique global Fig. 205.c.
 $G_v = \frac{G_{v1} G_{v2} Z_{e2}}{Z_{e2} + Z_{s1}} \approx -65, Z_e = Z_{e1} = 10 \text{ M}\Omega, Z_s = Z_{s2} = 5 \text{ k}\Omega.$

7.9 – Février 2000

1. $I_{D1} = K_1 (V_{GS1} - V_{T1})^2 \stackrel{V_{GS1}=0}{=} 2 \text{ mA},$
 $V_{DS1} = V_{DD} - R_D I_{D1} = 10 \text{ V} > V_{GS1} - V_{T1} = 2 \text{ V}$
 $\Rightarrow M_1 \text{ en régime saturation.}$
2. $I_{D2} = K_2 (V_{GS2} - V_{T2})^2 \stackrel{V_{GS2}=V_{DS1}}{=} 2 \text{ mA},$
 $V_{DS2} = V_{DD} - R_D I_{D2} = 10 \text{ V} > V_{GS2} - V_{T2} = 5 \text{ V}$
 $\Rightarrow M_2 \text{ en régime saturation.}$
3. $I_{D3} = K_3 (V_{GS3} - V_{T3})^2 \stackrel{V_{GS3}=V_{DS2}}{=} 2 \text{ mA}.$

4. $I_S = (V_{DD} + V_{EE} - R_D I_{D3}) / R_D \approx 0,67 \text{ mA} \Rightarrow R_S = -V_{EE} / I_S \approx 7,5 \text{ k}\Omega$,
 $V_{DS3} = V_{DD} - R_D (I_{D3} + I_S) = 5 \text{ V} \geq V_{GS3} - V_{T3} = 5 \text{ V}$
 $\Rightarrow M_3$ en régime saturation.

7.10 – Juin 1999

1. $V_{GS2} = V_{GS1} = V_{GS} = V_T + \sqrt{I_{D1}/K} = 4 \text{ V}$.
2. $R_1 = (V_{DD} - V_{GS}) / I_{D1} \approx 15 \text{ k}\Omega$.
3. $V_{GS2} = V_{GS1} \Rightarrow I_{D2} = I_{D1} = 0,4 \text{ mA}$ indépendant de R_2 ,
 $V_{DS2} = V_{DD} - R_2 I_{D2} = 6 \text{ V} > V_{GS} - V_T = 2 \text{ V}$
 $\Rightarrow M_2$ en régime saturation.
4. I_{D2} indépendant de R_2 tant que M_2 en régime saturation
 $\Rightarrow R_2 < R_{2max} = (V_{DD} - V_{GS} + V_T) / I_{D2} \approx 20 \text{ k}\Omega$.

7.11 – Février 1999

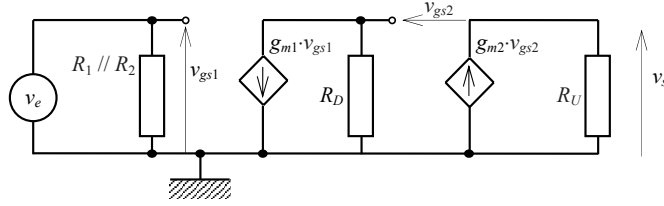


Fig. 206 – Exercice 7.11.

1. $V_{GS1} = V_T + g_{m1} / (2K) = 2,25 \text{ V}$, $I_{D1} = K (V_{GS1} - V_T)^2 = 0,25 \text{ mA}$,
 $V_{DS1} = V_{DD} - V_{EE} - R_D I_{D1} = 8,5 \text{ V} > V_{GS1} - V_T = 0,25 \text{ V}$
 $\Rightarrow M_1$ en régime saturation.
2. $R_1/R_2 = (V_{DD} - V_{EE}) / V_{GS1} - 1 = 3,44$.
3. $V_{GS2} = V_T + g_{m2} / (2K) = 2,5 \text{ V}$, $I = I_{D2} = K (V_{GS2} - V_T)^2 = 1 \text{ mA}$,
 $V_{DS2} = R_D I_{D1} + V_{GS2} = 4 \text{ V} > V_{GS2} - V_T = 0,5 \text{ V}$
 $\Rightarrow M_2$ en régime saturation.
4. Schéma équivalent dynamique Fig. 206.
5. $G_v = \frac{-g_{m1}g_{m2}R_DR_U}{1 + g_{m2}R_U} \approx -11,43$, $Z_e = R_1 // R_2 = 230 \text{ k}\Omega$
 $\Rightarrow R_1 = 1022 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 297 \text{ k}\Omega$,
 $Z_s = 1/g_{m2} = 250 \Omega$.

7.12 – Mars 1996

1. $I_R = I_{D1} = K_1 (V_{GS} - V_T)^2 \Rightarrow V_{GS} = V_T + \sqrt{I_R/K_1}$,
 $R_R = (V_{DD} - V_{GS}) / I_R = 10 \text{ k}\Omega$.

2. $I_U = (K_2/K_1) I_R$, $I_U = 4I_R \Rightarrow K_2 = 4K_1 = 100 \mu\text{A}/\text{V}^2$.
3. I_U reste constant tant que M_2 reste en régime saturation
 $\Rightarrow R_U < R_{U_{\max}} = (V_{DD} - V_{GS} + V_T) / I_U \approx 7,5 \text{ k}\Omega$.

7.13 – Septembre 1996

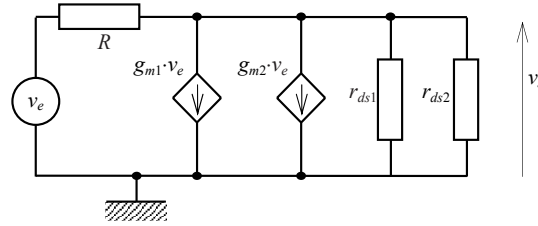


Fig. 207 – Exercice 7.13.

1. Schéma équivalent dynamique Fig. 207.
2. $G = v_s/v_e = \frac{1 - 2g_m R}{1 + 2R/r_{ds}} \approx \frac{2g_m R \gg 1, 2R \gg r_{ds}}{-g_m r_{ds}} = -120$.
3. $Z_e = R / (1 - G) = 85,9 \text{ k}\Omega$.

7.14 – Mars 1996

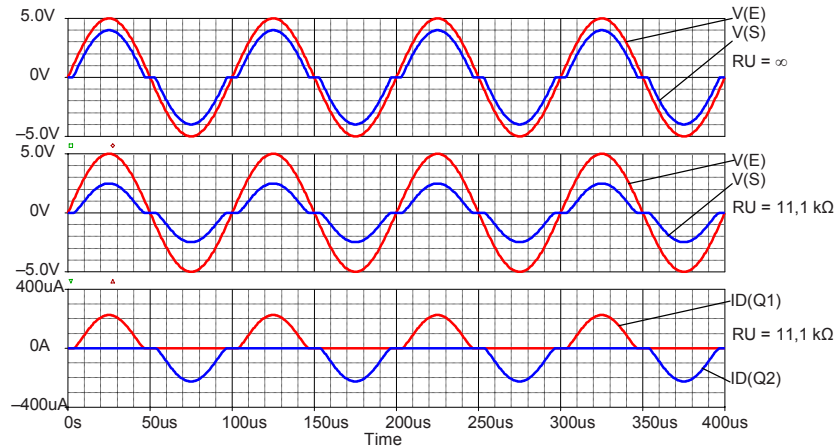


Fig. 208 – Exercice 7.14.

1. $R_U = \infty$:
 si $|v_E| < |V_T|$: M_1 et M_2 bloqués tous les deux $\Rightarrow v_S = 0$,
 si $v_E > V_T$: M_1 conduit, M_2 bloqué, $I_{D1}(R_U = \infty) = 0$
 $\Rightarrow v_{GS1} = V_T$, $v_S = v_E - |V_T|$,
 si $v_E < -V_T$: M_1 bloqué, M_2 conduit, $I_{D2}(R_U = \infty) = 0$

$$\Rightarrow v_{GS2} = V_T, \quad v_S = v_E + |V_T|,$$

signal de sortie analogue à celui d'un push-pull avec une tension nulle au croisement entre $\pm|V_T|$.

2. $R_U \neq \infty$:

si $|v_E| < |V_T|$: M_1 et M_2 bloqués tous les deux $\Rightarrow v_S = 0$,

si $v_E > V_T$: M_1 conduit, M_2 bloqué, $I_{D1} = v_S/R_U \Rightarrow v_S = KR_U(v_{GS1} - |V_T|)^2$,

$$v_E = v_{GS1} + KR_U(v_{GS1} - |V_T|)^2,$$

$$v_S = v_E/2 \Rightarrow R_U = \frac{2v_E}{K(v_E - |V_T|)^2} \approx 11,1 \text{ k}\Omega.$$

7.15 – Mars 1996

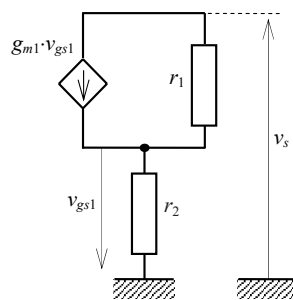


Fig. 209 – Exercice 7.15.

1. Schéma équivalent dynamique Fig. 209.

$$2. Z_s = r_1 + r_2 + r_1 r_2 g_{m1} \stackrel{r_1 g_{m1} \gg 1, r_2 g_{m1} \gg 1}{\approx} r_1 r_2 g_{m1}.$$

7.16 – Mars 1995

$$1. I_1 = \frac{I_0 + v_d \sqrt{K(2I_0 - Kv_d^2)}}{2}, \quad I_2 = \frac{I_0 - v_d \sqrt{K(2I_0 - Kv_d^2)}}{2}.$$

La figure 210 représente I_1 et I_2 en fonction de la tension différentielle v_d avec $V_T = 2 \text{ V}$ et $K = 250 \mu\text{A/V}^2$.

$$2. 0 \leq I_1 \leq I_0, \quad 0 \leq I_2 \leq I_0 \Rightarrow -\sqrt{I_0/K} \leq v_d \leq \sqrt{I_0/K} \quad (-5,6 \text{ V} \leq v_d \leq 5,6 \text{ V}).$$

$$3. I_1 = -R_D v_d \sqrt{K(2I_0 - Kv_d^2)} \stackrel{v_d \ll \sqrt{2I_0/K} \approx 8 \text{ V}}{\approx} -R_D v_d \sqrt{2KI_0},$$

$$G_d \stackrel{v_d \ll \sqrt{2I_0/K} \approx 8 \text{ V}}{\approx} -R_D \sqrt{2KI_0}.$$

$$4. R_D = |G_d|/\sqrt{2KI_0} = 1 \text{ k}\Omega.$$

8 – Circuits logiques

8.1 – Septembre 2002

$$1. V = 0 \Rightarrow V_G < V_S \Rightarrow \text{MOS bloqué} \Rightarrow I_D = 0 \Rightarrow \text{LED éteinte.}$$

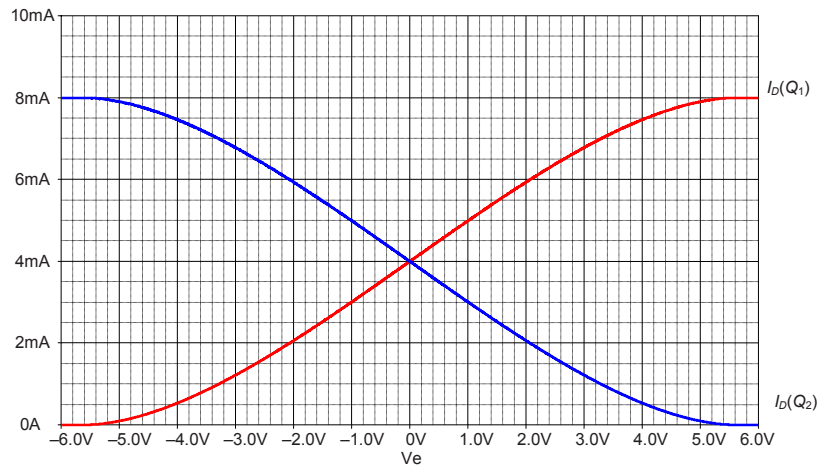


Fig. 210 – Exercice 7.16.

2. $V = 5 \text{ V}$, si la LED conduit, $V_d = 1,5 \text{ V}$, $V_{GS} = V - V_d = 3,5 \text{ V}$,
 $\Rightarrow I_D = K (V_{GS} - V_T)^2 = 4 \text{ mA} > I_{D0} \Rightarrow \text{LED allumée.}$

8.2 – Mars 2000

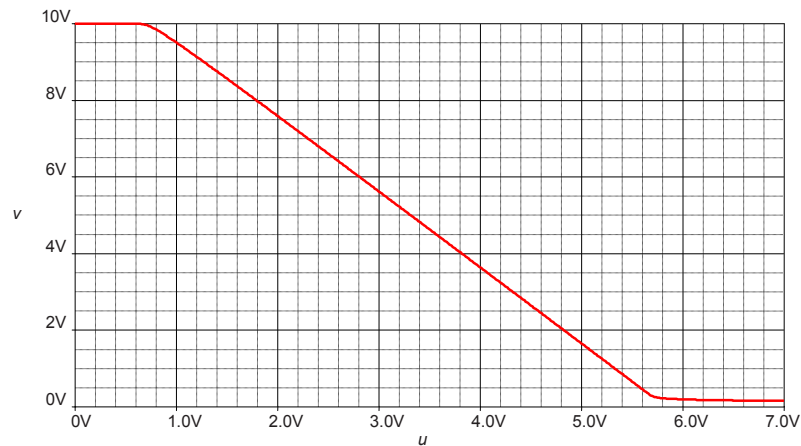


Fig. 211 – Exercice 8.2.

- $u < 0,7 \text{ V}$: transistor bloqué $\Rightarrow v = V_{CC}$,
 $u > 0,7 \text{ V}$: $I_B = (u - V_{BE}) / R_B$, $I_C = \beta I_B$, $v = V_{CC} + \beta R_C (V_{BE} - u) / R_B$,
saturation du transistor quand $v = 0 \Rightarrow u_{max} = V_{BE} + R_B V_{CC} / (\beta R_C) = 5,7 \text{ V}$.
- Fonction de transfert Fig. 211 : $v(u)$ est composée de trois segments de droite consécutifs délimités par les abscisses :
 $u_1 = V_{BE} = 0,7 \text{ V}$ et u_{max} ,
 $u < u_1 \Rightarrow v = V_{CC}$,

$$\begin{aligned}
 u_1 \leq u \leq u_{max} &\Rightarrow \text{variation linéaire,} \\
 u > u_{max} &\Rightarrow v = 0.
 \end{aligned}$$

8.3 – Décembre 1995

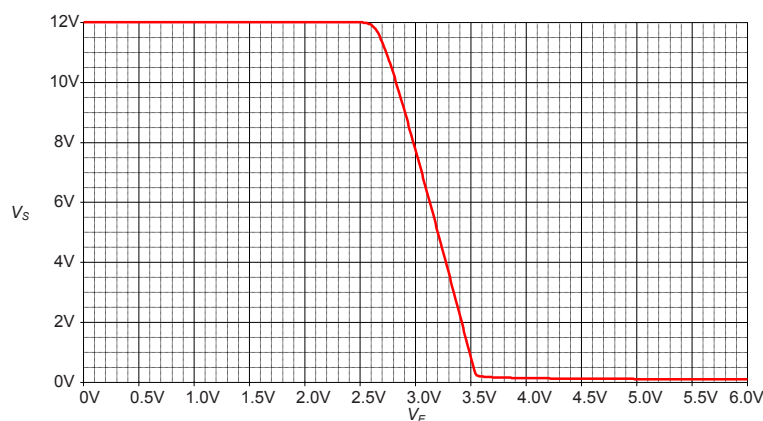


Fig. 212 – Exercice 8.3.

$v_S(v_E)$ est composée de trois segments de droite consécutifs délimités par les abscisses :

$$v_{E1} = (1 + R_1/R_2) V_{BE} + (R_1/R_2) V_{CC} = 2,6 \text{ V}$$

$$\text{et } v_{E2} = [R_1/(\beta R_C) + R_1/R_2] V_{CC} + (1 + R_1/R_2) V_{BE} = 3,7 \text{ V,}$$

$$v_E < v_{E1} : \text{transistor bloqué} \Rightarrow v_S = V_{CC},$$

$$v_{E1} \leq v_E \leq v_{E2} : \text{variation linéaire}$$

$$\Rightarrow v_S = (-\beta R_C/R_1) v_E + (1 + \beta R_C/R_2) V_{CC} + \beta R_C/(R_1/R_2) V_{BE},$$

$$v_E > v_{E2} : \text{transistor saturé} \Rightarrow v_S = 0.$$

9 – Logique combinatoire et logique séquentielle

9.1 – Janvier 2006

1. $b_1 = \overline{a_0 + a_1 + a_2} = \overline{a_0} \cdot \overline{a_1} \cdot \overline{a_2}$, $c_1 = \overline{a_2}$, $d_1 = a_0 \cdot a_1$,
 $d_2 = a_0 \oplus a_1 = a_0 \cdot \overline{a_1} + \overline{a_0} \cdot a_1$, $c_2 = a_0 \cdot a_1 + a_0 \cdot \overline{a_1} + \overline{a_0} \cdot a_1$,
 $b_2 = \overline{a_2} \cdot (a_0 \cdot a_1 + a_0 \cdot \overline{a_1} + \overline{a_0} \cdot a_1)$.
2. $S = \overline{a_0} \cdot \overline{a_1} \cdot \overline{a_2} + \overline{a_2} \cdot (a_0 \cdot a_1 + a_0 \cdot \overline{a_1} + \overline{a_0} \cdot a_1)$.
3. $S = \overline{a_2}$, inverseur.

9.2 – Janvier 2006

- 1.
2. 8 états différents = $2^3 \Rightarrow 3$ bascules.

Tableau III – Exercice 9.2.

Précédent	x	Q_2	Q_1	Q_0	Suivant	D_2	D_1	D_0
0	0	0	0	0	1	0	0	1
0	1	0	0	0	1	0	0	1
1	0	0	0	1	2	0	1	0
1	1	0	0	1	2	0	1	0
2	0	0	1	0	3	0	1	1
2	1	0	1	0	3	0	1	1
3	0	0	1	1	4	1	0	0
3	1	0	1	1	4	1	0	0
4	0	1	0	0	5	1	0	1
4	1	1	0	0	0	1	0	1
5	0	1	0	1	6	1	1	0
5	1	1	0	1	0	0	0	0
6	0	1	1	0	7	1	1	1
6	1	1	1	0	0	0	0	0
7	0	1	1	1	0	0	0	0
7	1	1	1	1	0	0	0	0

- Codage possible : binaire naturel (cf. tableau III).
- Tableau des états précédents et suivants : cf. tableau III.
- Équations logiques possibles :

$$D_0 = \overline{Q_0} + x \cdot \overline{Q_2}, \quad D_1 = \overline{x \cdot Q_2} \cdot (Q_1 \oplus Q_0), \quad D_2 = \overline{x} \cdot Q_2 \cdot \overline{Q_1 \cdot Q_0} + \overline{Q_2} \cdot Q_1 \cdot Q_0.$$
- \overline{PRE} et \overline{CLR} doivent être mises à « 1 » pour que les bascules D fonctionnent normalement. Elles sont activées sur le front montant de l'horloge.

9.3 – Janvier 2007

- Il faut 3 bits pour coder les nombres décimaux de 0 à 7.
- Expressions logiques possibles :

$$a_0 = (C_0 \oplus C_1) + (C_2 \oplus C_3), \quad a_1 = C_1 \oplus C_3, \quad a_3 = C_3.$$

9.4 – Janvier 2007

Tableau IV – Exercice 9.4.

Précédent	Q_2	Q_1	Q_0	Suivant	D_2	D_1	D_0	Sortie	S_1	S_0
0	0	0	0	1	0	0	1	0	0	0
1	0	0	1	2	0	1	0	1	0	1
2	0	1	0	3	0	1	1	2	1	0
3	0	1	1	4	1	0	0	3	1	1
4	1	0	0	5	1	0	1	2	1	0
5	1	0	1	0	0	0	0	1	0	1

-

2. 6 états différents \Rightarrow 3 bascules.
3. La sortie comporte 4 caractères $\{0, 1, 2, 3\} \Rightarrow$ 2 bits S_1, S_0 .
4. Codage possible : binaire naturel (cf. tableau IV).
5. Tableau des états précédents et suivants tableau IV.
6. Équations logiques possibles :

$$D_0 = \overline{Q_0}, \quad D_1 = Q_1 \cdot \overline{Q_0} + Q_0 \cdot (Q_1 \oplus Q_2), \quad D_2 = Q_1 \cdot Q_0 + Q_2 \cdot \overline{Q_0},$$

$$S_0 = \overline{Q_0}, \quad S_1 = Q_1 + Q_2 \cdot \overline{Q_0}.$$
7. \overline{PRE} et \overline{CLR} doivent être mises à « 1 » pour que les bascules D fonctionnent normalement. Elles sont activées sur le front montant de l'horloge.
8. Seul calcul possible : analyse temporelle (*Transient*). Précaution : initialiser les bascules à « 0 » :
 \Rightarrow ouvrir *Digital Setup* et cocher *All Zero* à la rubrique *Flip Flop Initialization*.
9. Période $1 \mu s \Rightarrow$ *Final Time* $> 6 \mu s$ (par exemple $20 \mu s$).
 On peut laisser les autres valeurs par défaut ou choisir *Print Step* $\ll 1 \mu s$ (10 ou 100 ns).

9.5 – Janvier 2005

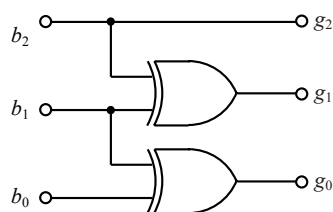


Fig. 213 – Exercice 9.5.

1. $g_0 = b_1 \oplus b_0, \quad g_1 = b_2 \oplus b_1, \quad g_2 = b_2,$ seul opérateur : OU exclusif.
2. Circuit Fig. 213.

9.6 – Janvier 2005

a	b	s	r
0	0	0	0
0	1	1	0
1	0	1	0
1	1	0	1

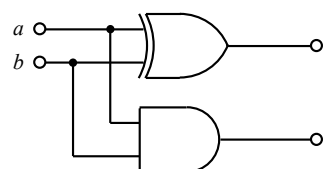
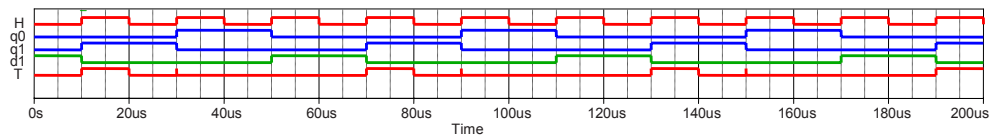


Fig. 214 – Exercice 9.6.

1. Table de vérité Fig. 214
2. $s = a \oplus b, \quad r = a \cdot b.$
3. Circuit Fig. 214.

9.7 – Janvier 2005

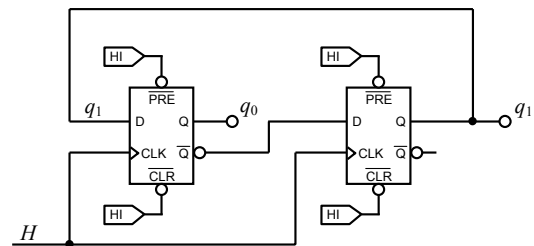
(a) $S = a \oplus b$: fonction OU exclusif, (b) $S = \overline{a \oplus b}$: fonction NI exclusif.

9.8 – Janvier 2005**Fig. 215** – Exercice 9.8.

1. Chronogramme Fig. 215.
2. Fonction du circuit : diviseur par 3.

9.9 – Janvier 2005

Précédent	Q_1	Q_0	Suivant	D_1	D_0
0	0	0	2	1	0
2	1	0	3	1	1
3	1	1	1	0	1
1	0	1	0	0	0

**Fig. 216** – Exercice 9.9.

1. 4 états différents \Rightarrow 2 bascules D.
2. Tableau des états précédents et suivants Fig. 216.
3. Équations logiques possibles : $D_0 = Q_1$, $D_1 = \overline{Q_0}$.
4. Circuit Fig. 216.

9.10 – Juin 2005

$$X = A \cdot (B + \overline{C}).$$

9.11 – Janvier 2004

1. La sortie de la porte ET n° 1 et l'horloge H doivent être à « 1 »
 $\Rightarrow A_7 A_6 A_5 A_4 A_3 A_2 A_1 A_0 = 11010111 = D7_H = 215_{10}$.
Horloge active sur front montant.

2. $N \neq 215_{10}$
 \Rightarrow l'entrée horloge des bascules est inactive et les X_i restent inchangés.
3. $N = 3_{10} = 0000\ 0011$
 \Rightarrow il faut placer des inverseurs sur les entrées $A_7\ A_6\ A_5\ A_4\ A_3\ A_2$.

9.12 – Janvier 2003

A	B	S_1 ($A = B$)	S_2 ($A < B$)	S_3 ($A > B$)
0	0	1	0	0
0	1	0	1	0
1	1	1	0	0
1	0	0	0	1

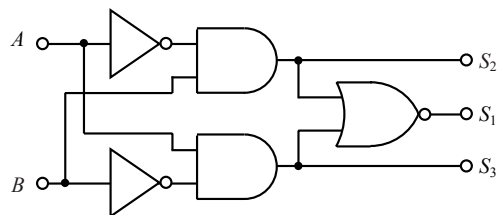


Fig. 217 – *Exercice 9.12.*

1. Table de vérité Fig. 217.
 Équations logiques possibles : $S_1 = \overline{A \oplus B}$, $S_2 = \overline{A} \cdot B$, $S_3 = A \cdot \overline{B}$.
2. Circuit Fig. 217.

9.13 – Janvier 2002

Tableau V – *Exercice 9.13.*

C	B	A	Hexadécimal
0	0	0	0
1	1	1	7
1	0	0	4
0	1	1	3
0	1	0	2
0	0	1	1
0	0	0	0

État fugitif

1. Chaque bascule a une horloge différente \Rightarrow fonctionnement asynchrone.
2. Suite des valeurs : tableau V. Fonction : décompteur modulo 4.

9.14 – Janvier 2002

Table de vérité Fig. 218.

$$S = A_3 \cdot (A_2 + A_1 \cdot A_0).$$

Circuit Fig. 218.

	A_3	A_2	A_1	A_0	S
0	0	0	0	0	0
1	0	0	0	1	0
2	0	0	1	0	0
3	0	0	1	1	1
4	0	1	0	0	1
5	0	1	0	1	1
6	0	1	1	0	1
7	0	1	1	1	1
8	1	0	0	0	0
9	1	0	0	1	0
10	1	0	1	0	0
11	1	0	1	1	0
12	1	1	0	0	0
13	1	1	0	1	0
14	1	1	1	0	0
15	1	1	1	1	0

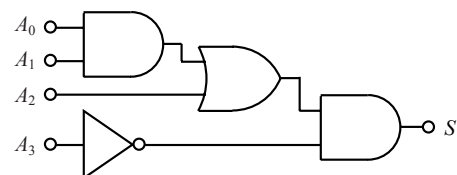


Fig. 218 – Exercice 9.14.