

SOLUTIONS DES TRAVAUX DIRIGÉS N° 1

EXERCICE 1

Déterminer la forme d'onde de sortie du circuit de la figure 1.1 quand on ferme brusquement l'interrupteur K à partir de $t \geq 0$.

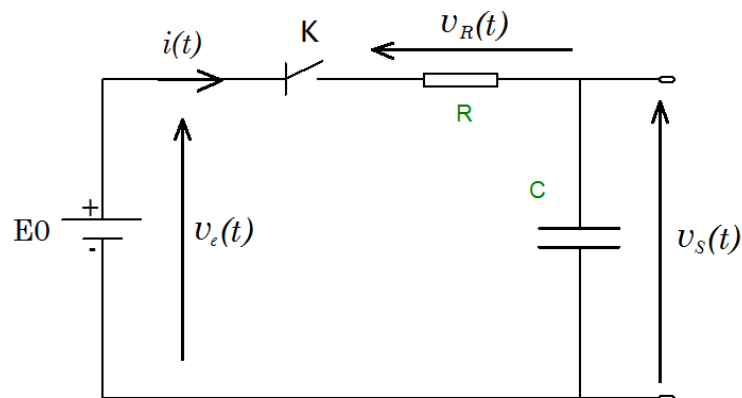


Figure 1.1

SOLUTION

- TL : Transformée de Laplace
- TL^{-1} : Transformée Inverse de Laplace
- $V_e(p) = TL[v_e(t)] = TL[E_0] = \frac{E_0}{p}$; $V_s(p) = TL[v_s(t)]$; $v_s(t) = TL^{-1}[V_s(p)]$
- $H(p) = \frac{V_s(p)}{V_e(p)}$; $V_s(p) = H(p) \cdot V_e(p)$; $H(p)$: Fonction de transfert
- $H(p) = \frac{\frac{1}{Cp}}{R + \frac{1}{Cp}} = \frac{1}{1 + RCp} = \frac{\frac{1}{RC}}{p + \frac{1}{RC}} = \frac{\beta}{p + \beta}$ avec : $\beta = \frac{1}{\tau} = \frac{1}{RC}$
- $V_s(p) = H(p) \cdot V_e(p) = \frac{\beta}{p + \beta} \times \frac{E_0}{p} = \frac{E_0 \beta}{p(p + \beta)} = \beta E_0 \left[\frac{1}{p(p + \beta)} \right] = \beta E_0 \left[\frac{A}{p} + \frac{B}{p + \beta} \right] = \beta E_0 \left[\frac{A(p + \beta) + Bp}{p(p + \beta)} \right]$

$$V_s(p) = \beta E_0 \left[\frac{A\beta + (A+B)p}{p(p + \beta)} \right] = \beta E_0 \left[\frac{1}{p(p + \beta)} \right] \Rightarrow A\beta = 1 \text{ et } A + B = 0$$

$$\Rightarrow A = \frac{1}{\beta} = RC ; A = -B = \frac{1}{\beta} = RC ; B = -\frac{1}{\beta}$$

$$V_s(p) = \beta E_0 \left[\frac{A}{p} + \frac{B}{p + \beta} \right] = \beta E_0 \left[\frac{\frac{1}{\beta}}{p} + \frac{-\frac{1}{\beta}}{p + \beta} \right] = E_0 \left[\frac{1}{p} - \frac{1}{p + \beta} \right]$$

$$v_s(t) = TL^{-1}[V_s(p)] = TL^{-1}\left[E_0\left[\frac{1}{p} - \frac{1}{p + \beta}\right]\right] = E_0(1 - e^{-\beta t})$$

$$v_s(t) = E_0(1 - e^{-\beta t}) = E_0(1 - e^{-t/\tau}) ; \text{ avec : } \tau = RC$$

$$v_s(t) = E_0(1 - e^{-\beta t}) = E_0(1 - e^{-t/\tau}) ; \text{ avec : } \tau = RC$$

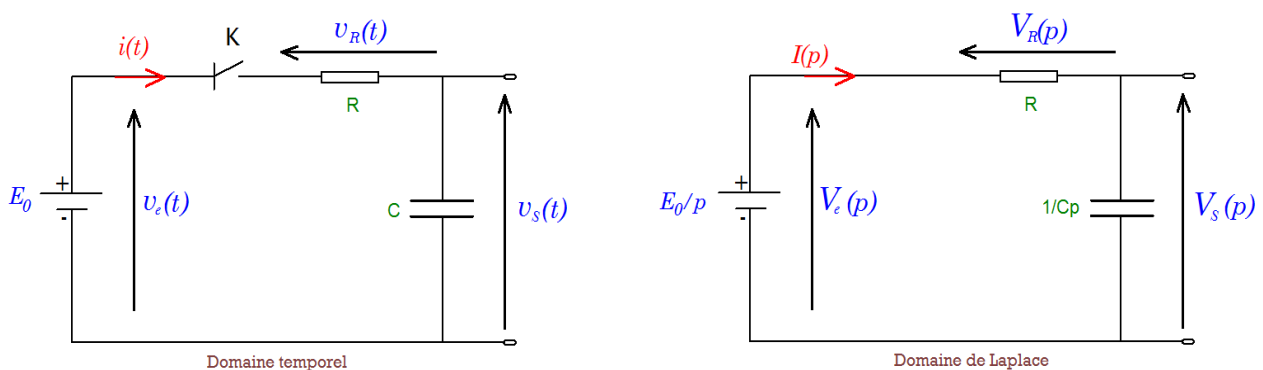


Figure 1S.1

- La forme d'onde de sortie du circuit de la figure 1.1 est représentée à la figure 1S.2

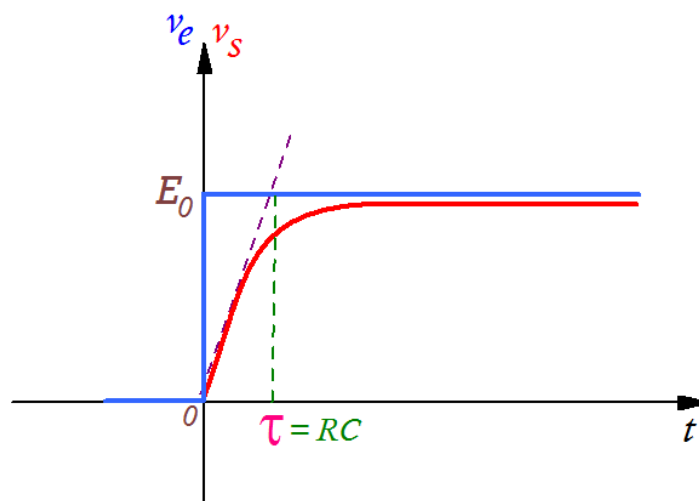


Figure 1S.2

EXERCICE 2

Déterminer la forme d'onde de sortie du circuit de la figure 1.2 quand on ferme brusquement l'interrupteur K à partir de $t \geq 0$.

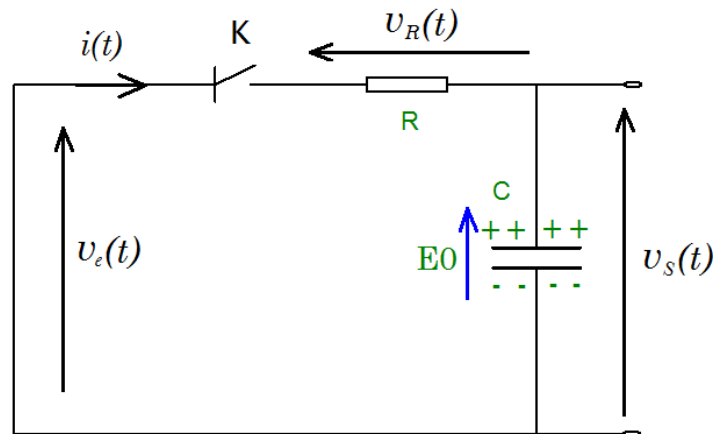


Figure 1.2

SOLUTION

- $v_e(t) = 0 = v_R(t) + v_c(t) = Ri(t) + \frac{1}{C} \int_{-\infty}^t i(t) dt = Ri(t) + \frac{1}{C} \int_{-\infty}^0 i(t) dt + \frac{1}{C} \int_0^t i(t) dt$
 $0 = Ri(t) + V_{C0} + \frac{1}{C} \int_0^t i(t) dt \Rightarrow R \frac{di(t)}{dt} + \frac{i(t)}{C} = 0 \Rightarrow R \frac{di(t)}{dt} = -\frac{i(t)}{C} \Rightarrow \frac{di(t)}{i(t)} = -\frac{1}{RC} dt$
- $\ln(i(t)) = -\frac{1}{RC} t + K_1 \Rightarrow i(t) = K e^{-\frac{t}{RC}}; K_2 = e^{K_1} = K; K : \text{Constante d'intégration};$
- À $t = 0; i(0) = K?$;
 $i(0) = \frac{v_R}{R}; v_R(t) = -v_c(t) \Rightarrow v_R(0) = -v_c(0) = -E_0 \Rightarrow i(0) = -\frac{E_0}{R}; (C : \text{chargée à } E_0)$
 $\Rightarrow i(t) = -\frac{E_0}{R} e^{-\frac{t}{RC}}$
- $v_R(t) = Ri(t) = -E_0 e^{-\frac{t}{RC}}; v_c(t) = -v_R(t) = E_0 e^{-\frac{t}{RC}}$
- $v_s(t) = v_c(t) = E_0 e^{-\frac{t}{RC}}$

OU BIEN (AVEC T. LAPLACE)

- $V_e(p) = 0 = RI(p) + \frac{V_{C0}}{p} + \frac{I(p)}{Cp} \Rightarrow \left(R + \frac{1}{Cp}\right) I(p) = -\frac{V_{C0}}{p} \Rightarrow \frac{1+RCp}{Cp} I(p) = -\frac{V_{C0}}{p}$
 $I(p) = -\frac{C \times V_{C0}}{1+RCp} = -\frac{V_{C0}}{R} \cdot \frac{1}{p + \frac{1}{RC}} = -\frac{V_{C0}}{R} \cdot \frac{1}{p + \beta}; \text{ avec : } \beta = \frac{1}{RC} = \frac{1}{\tau}$

- $i(t) = TL^{-1} \left[-\frac{V_{C0}}{R} \cdot \frac{1}{p+\beta} \right] = -\frac{V_{C0}}{R} e^{-\beta t} = -\frac{E_0}{R} e^{-t/\tau} ; V_{C0} = E_0$
- $v_s(t) = v_c(t) = -v_R(t) = -Ri(t) = E_0 e^{-t/\tau}$

OU BIEN (AVEC L'ÉQUATION DE CHARGE DE C)

$$v_C(t) = v_\infty + (v_{C0} - v_\infty) e^{-t/\tau} = E_0 e^{-t/\tau} ; \text{ avec : } v_{C0} = E_0 \text{ et } v_\infty = 0$$

- La forme d'onde de sortie du circuit de la figure 1.2 est représentée à la figure 1S.4

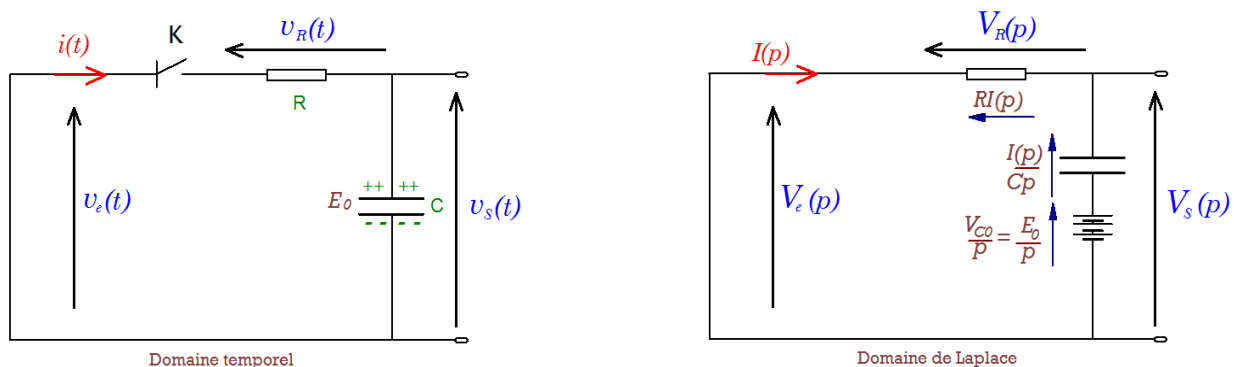


Figure 1S.3

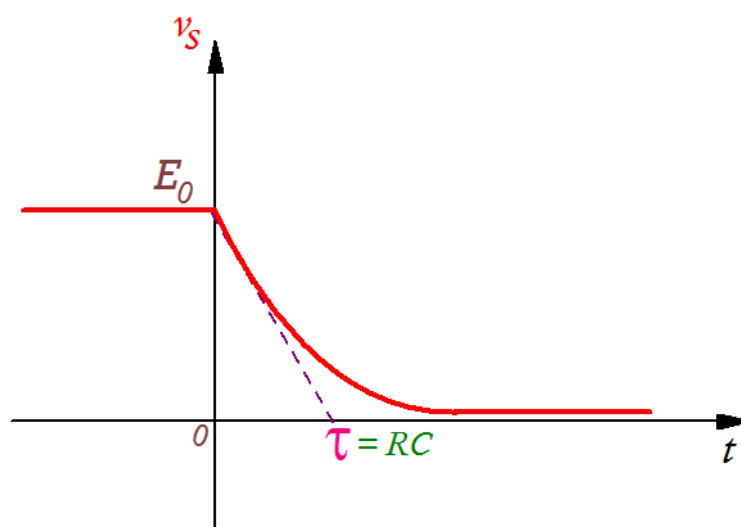


Figure 1S.4

EXERCICE 3

Déterminer la forme d'onde de sortie du circuit de la figure 1.3 quand on ferme brusquement l'interrupteur K à partir de $t \geq 0$ sur la position (1) et à $t \geq T_0$ sur la position (2).

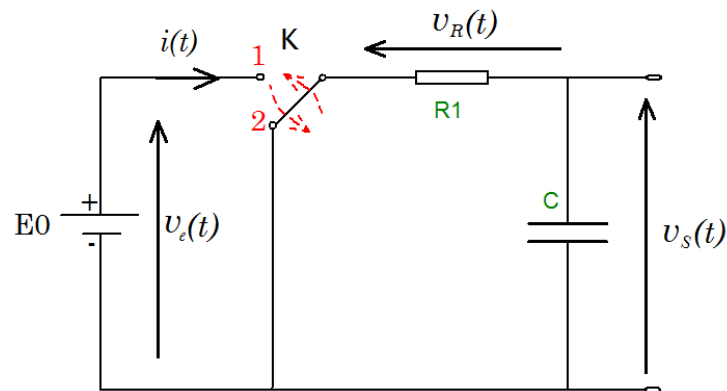


Figure 1.3

SOLUTION

- Le circuit de la figure 1.3 peut être considéré comme un circuit RC soumis à une tension d'entrée dont la forme d'onde est illustrée par la figure 1S.5a.
- Pour : $0 < t < t_0$: équation de charge de C (K : sur la position (1))
- $v_C(t) = v_\infty + (v_{C0} - v_\infty)e^{-t/\tau} = E_0 + (0 - E_0)e^{-t/\tau} = E_0(1 - e^{-t/\tau})$;
avec : $v_{C0} = 0$; $v_\infty = E_0$ et $\tau = RC$
- Pour : $t > t_0$: équation de décharge de C (K : sur la position (2))
- $v_C(t) = v_\infty + (v_{C0} - v_\infty)e^{-(t-t_0)/\tau} = 0 + (V_{CMAX} - 0)e^{-(t-t_0)/\tau} = V_{CMAX}e^{-(t-t_0)/\tau}$;
avec : $v_{C0} = V_{CMAX}$; $v_\infty = 0$ et $\tau = RC$
- $V_{CMAX} = v_C(t_0) = v_C(t_0^-) = v_C(t_0^+) = E_0(1 - e^{-t_0/\tau})$
- Si $t_0 \geq 5\tau$: $e^{-t_0/\tau} \rightarrow 0 \Rightarrow V_{CMAX} = v_C(t_0) \cong E_0$; ($t_0 = 5\tau \rightarrow e^{-5\tau/\tau} = e^{-5} = 0.0067 \cong 0.0$)
- La forme d'onde de sortie du circuit de la figure 1.3 est représentée à la figure 1S.5b

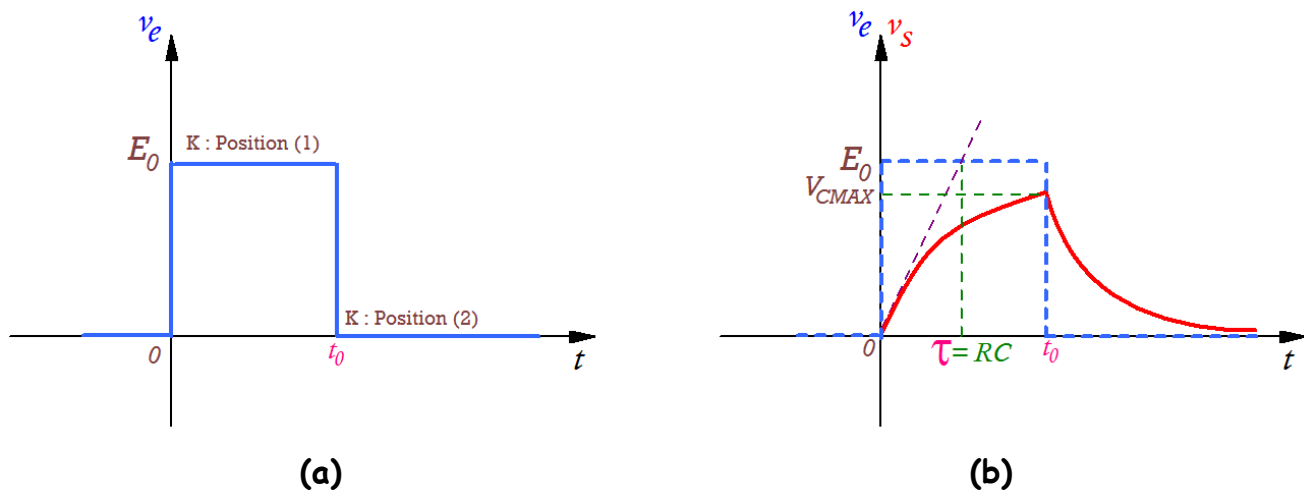


Figure 1S.5

EXERCICE 4

Déterminer la forme d'onde de sortie du circuit de la figure 1.4 quand on ferme brusquement l'interrupteur K à partir de $t \geq 0$.

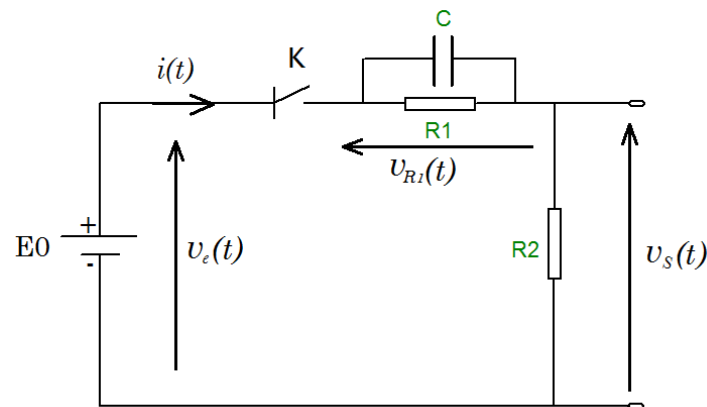


Figure 1.4

SOLUTION

- $V_e(p) = TL[v_e(t)] = TL[E_0] = \frac{E_0}{p}$; $V_s(p) = TL[v_s(t)]$; $v_s(t) = TL^{-1}[V_s(p)]$
- $H(p) = \frac{V_s(p)}{V_e(p)}$; $V_s(p) = H(p) \cdot V_e(p) = \frac{E_0}{p} \cdot H(p)$; $H(p)$: Fonction de transfert
- $H(p) = \frac{R_2}{(R_1 // \frac{1}{Cp}) + R_2} = \frac{R_2}{(\frac{R_1 \times \frac{1}{Cp}}{R_1 + \frac{1}{Cp}}) + R_2} = \frac{R_2}{(\frac{R_1}{R_1 Cp + 1}) + R_2} = \frac{R_2}{(\frac{R_1 + (R_1 Cp + 1)R_2}{R_1 Cp + 1})} = \frac{R_2(R_1 Cp + 1)}{R_1 + (R_1 Cp + 1)R_2}$

$$H(p) = \frac{R_1 R_2 C \left(p + \frac{1}{R_1 C}\right)}{R_1 + R_1 R_2 C p + R_2} = \frac{R_1 R_2 C \left(p + \frac{1}{R_1 C}\right)}{R_1 R_2 C \left(\frac{1}{R_2 C} + p + \frac{1}{R_1 C}\right)} = \frac{\left(p + \frac{1}{R_1 C}\right)}{\left(p + \frac{1}{R_1 C} + \frac{1}{R_2 C}\right)}$$

- On pose : $\beta_1 = \frac{1}{\tau_1} = \frac{1}{R_1 C}$; $\beta_2 = \frac{1}{\tau_2} = \frac{1}{R_1 C} + \frac{1}{R_2 C} = \frac{R_1 + R_2}{R_1 R_2 C} = \frac{1}{(R_1 // R_2) C}$

$$H(p) = \frac{(p + \beta_1)}{(p + \beta_2)}$$

- $V_s(p) = H(p) \cdot V_e(p) = \frac{E_0}{p} \cdot H(p)$
 $V_s(p) = \frac{E_0}{p} \cdot \frac{(p + \beta_1)}{(p + \beta_2)} = \frac{E_0 \beta_1 + E_0 p}{p(p + \beta_2)} = \frac{A}{p} + \frac{B}{p + \beta_2} = \frac{A(p + \beta_2) + Bp}{p(p + \beta_2)} = \frac{A\beta_2 + (A + B)p}{p(p + \beta_2)}$

$$\Rightarrow A\beta_2 = E_0 \beta_1 \text{ et } A + B = E_0$$

$$A = \frac{E_0 \beta_1}{\beta_2} ; B = E_0 - A$$

$$A = \frac{E_0 \beta_1}{\beta_2} = E_0 \frac{\frac{1}{R_1 C}}{\frac{1}{R_1 C} + \frac{1}{R_2 C}} = E_0 \frac{\frac{1}{R_1 C}}{\frac{1}{C \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}\right)}} = E_0 \frac{1}{\left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right)} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} E_0$$

$$B = E_0 - A \Rightarrow B = E_0 - \frac{R_2}{R_1 + R_2} E_0 = \frac{R_1}{R_1 + R_2} E_0$$

$$V_s(p) = \frac{A}{p} + \frac{B}{p + \beta_2} = \frac{R_2 E_0}{R_1 + R_2} \cdot \frac{1}{p} + \frac{R_1 E_0}{R_1 + R_2} \cdot \frac{1}{p + \beta_2}$$

$$V_s(p) = \frac{R_2 E_0}{R_1 + R_2} \left[\frac{1}{p} + \frac{R_1}{R_2} \frac{1}{p + \beta_2} \right]$$

- $v_s(t) = TL^{-1}[V_s(p)] = TL^{-1} \left\{ \frac{R_2 E_0}{R_1 + R_2} \left[\frac{1}{p} + \frac{R_1}{R_2} \frac{1}{p + \beta_2} \right] \right\}$

$$v_s(t) = \frac{R_2 E_0}{R_1 + R_2} \left[1 + \frac{R_1}{R_2} e^{-\beta_2 t} \right] = \frac{R_2 E_0}{R_1 + R_2} \left[1 + \frac{R_1}{R_2} e^{-\frac{R_1 + R_2}{R_1 R_2 C} t} \right]$$

- $v_s(t) = \frac{R_2 E_0}{R_1 + R_2} \left[1 + \frac{R_1}{R_2} e^{-\frac{R_1 + R_2}{R_1 R_2 C} t} \right] = \frac{R_2 E_0}{R_1 + R_2} \left[1 + \frac{R_1}{R_2} e^{-t/\tau} \right]$ Avec : $\tau = \frac{R_1 R_2 C}{R_1 + R_2} = (R_1 // R_2) C$;

$v_s(t) = K E_0 \left[1 + \frac{R_1}{R_2} e^{-t/\tau} \right] \text{ Avec : } \tau = \frac{R_1 R_2 C}{R_1 + R_2} = (R_1 // R_2) C ; K = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$

- La forme d'onde de sortie du circuit de la figure 1.4 est représentée à la figure 1S.6a
- Lorsque : $t \rightarrow \infty$, $v_s(t) = KE_0 = \frac{R_2}{R_1 + R_2} E_0$ et le circuit de la figure 1.5 devient le circuit équivalent représenté à la figure 1S.6b.

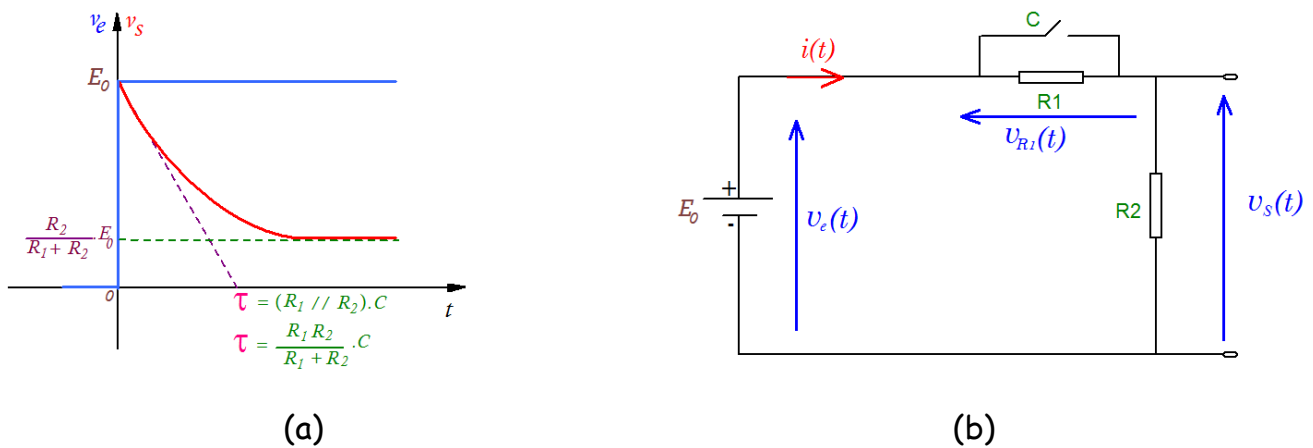


Figure 1S.6

EXERCICE 5

Déterminer la forme d'onde de sortie du circuit de la figure 1.5 quand on ferme brusquement l'interrupteur K à partir de $t \geq 0$.

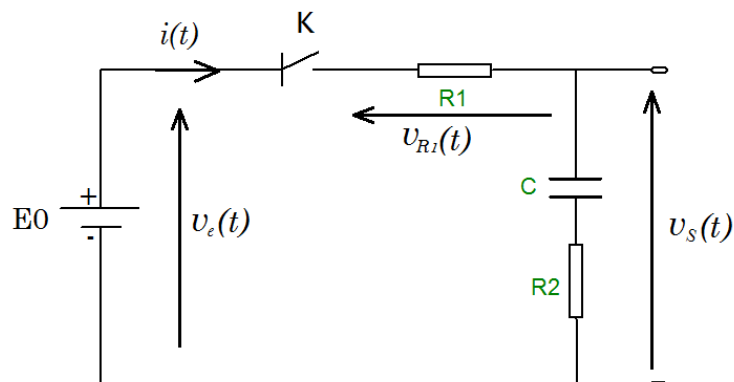


Figure 1.5

SOLUTION

- $V_e(p) = TL[v_e(t)] = TL[E_0] = \frac{E_0}{p}$; $V_s(p) = TL[v_s(t)]$; $v_s(t) = TL^{-1}[V_s(p)]$
- $H(p) = \frac{V_s(p)}{V_e(p)}$; $V_s(p) = H(p) \cdot V_e(p) = \frac{E_0}{p} \cdot H(p)$; $H(p)$: Fonction de transfert
- $H(p) = \frac{R_2 + \frac{1}{Cp}}{R_1 + R_2 + \frac{1}{Cp}} = \frac{1 + R_2 Cp}{1 + (R_1 + R_2) Cp} = \frac{R_2 C (p + \frac{1}{R_2 C})}{(R_1 + R_2) C (p + \frac{1}{(R_1 + R_2) C})} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot \frac{(p + \frac{1}{R_2 C})}{(p + \frac{1}{(R_1 + R_2) C})}$
- On pose : $\beta_1 = \frac{1}{\tau_1} = \frac{1}{R_2 C}$; $\beta_2 = \frac{1}{\tau_2} = \frac{1}{(R_1 + R_2) C}$

$$H(p) = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot \frac{(p + \frac{1}{R_2 C})}{(p + \frac{1}{(R_1 + R_2) C})} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot \frac{(p + \beta_1)}{(p + \beta_2)}$$

- $V_s(p) = H(p) \cdot V_e(p) = \frac{E_0}{p} \cdot H(p)$
 $V_s(p) = \frac{R_2 E_0}{R_1 + R_2} \cdot \frac{(p + \beta_1)}{p(p + \beta_2)} = \frac{R_2 E_0}{R_1 + R_2} \left(\frac{A}{p} + \frac{B}{p + \beta_2} \right) = \frac{R_2 E_0}{R_1 + R_2} \frac{A(p + \beta_2) + Bp}{p(p + \beta_2)}$
 $V_s(p) = \frac{R_2 E_0}{R_1 + R_2} \cdot \frac{(p + \beta_1)}{p(p + \beta_2)} = \frac{R_2 E_0}{R_1 + R_2} \frac{A\beta_2 + (A + B)p}{p(p + \beta_2)}$

$$\Rightarrow A\beta_2 = \beta_1 \text{ et } A + B = 1$$

$$A = \frac{\beta_1}{\beta_2} \Rightarrow A = \frac{\frac{1}{R_2 C}}{\frac{1}{(R_1 + R_2) C}} = \frac{R_1 + R_2}{R_2} ;$$

$$B = 1 - A = 1 - \frac{R_1 + R_2}{R_2} = \frac{R_2 - R_1 - R_2}{R_2} = -\frac{R_1}{R_2}$$

$$V_s(p) = \frac{R_2 E_0}{R_1 + R_2} \left(\frac{A}{p} + \frac{B}{p + \beta_2} \right) = \frac{R_2 E_0}{R_1 + R_2} \left(\frac{R_1 + R_2}{R_2} \cdot \frac{1}{p} + \frac{-R_1}{R_2} \cdot \frac{1}{p + \beta_2} \right)$$

$$V_s(p) = E_0 \left[\frac{1}{p} - \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot \frac{1}{p + \beta_2} \right]$$

- $v_s(t) = TL^{-1}[V_s(p)] = TL^{-1} \left\{ E_0 \left[\frac{1}{p} - \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot \frac{1}{p + \beta_2} \right] \right\}$

$$v_s(t) = E_0 \left[1 - \frac{R_1}{R_1 + R_2} e^{-\beta_2 t} \right] = E_0 \left[1 - \frac{R_1}{R_1 + R_2} e^{-\frac{1}{(R_1 + R_2) C} t} \right]$$

- $v_s(t) = E_0 \left[1 - \frac{R_1}{R_1 + R_2} e^{-\frac{1}{(R_1 + R_2) C} t} \right] = E_0 \left[1 - \frac{R_1}{R_1 + R_2} e^{-t/\tau} \right]$ Avec : $\tau = (R_1 + R_2) C$;

$$\blacksquare v_s(t) = E_0 \left[1 - \frac{R_1}{R_1 + R_2} e^{-t/\tau} \right] \text{ Avec : } \tau = (R_1 + R_2)C$$

- La forme d'onde de sortie du circuit de la figure 1.5 est représentée à la figure 1S.7a.
- Lorsque $t \rightarrow \infty$, $v_s(t) = E_0$ et le circuit de la figure 1.5 devient le circuit équivalent représenté à la figure 1S.7b.

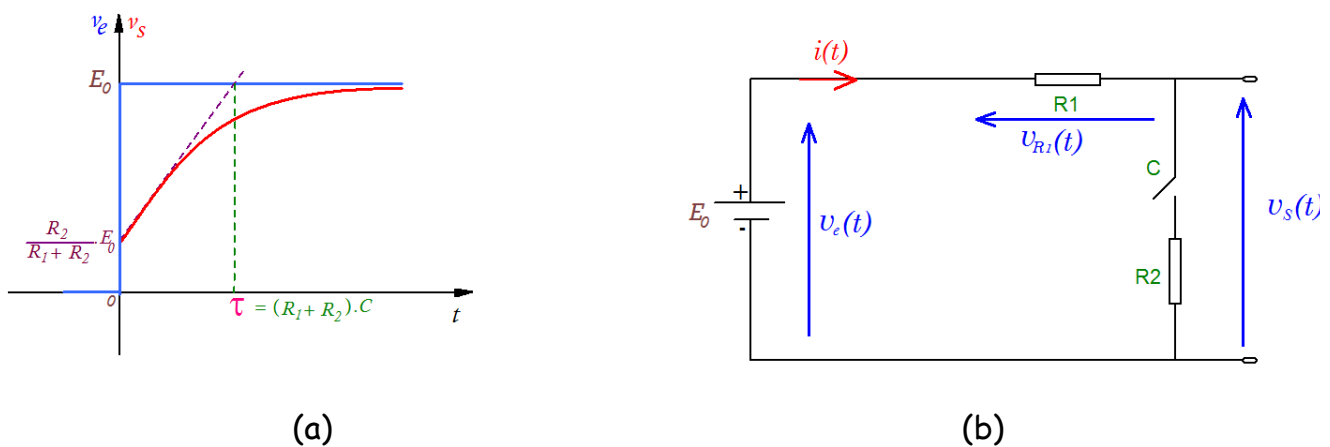


Figure 1S.7

EXERCICE 6

Déterminer la forme d'onde de sortie du circuit de la figure 1.6 quand on applique à l'entrée un train d'impulsions périodique de période T .

A.N : $R = 1K\Omega$; $C = 2\mu F$ $\tau = RC = 2ms$; $T = 2t_d = 2ms$; $t_d = t_p = 1ms$; $E = 10V$.

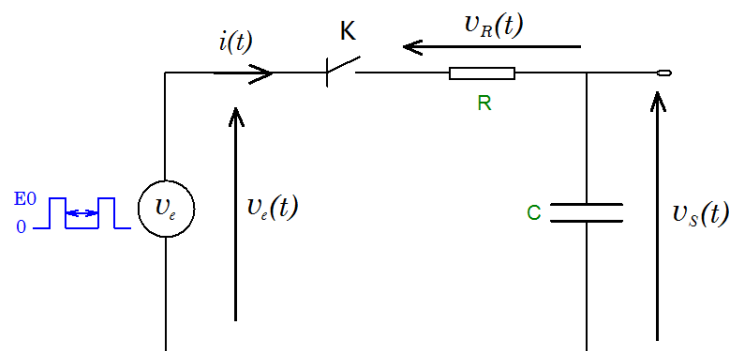


Figure 1.6

SOLUTION

- $v_s(t) = v_C(t)$; $v_e(t) = v_R(t) + v_C(t)$
- Pendant t_d : $v_e(t) = E_0$; $v_R(t) = E_0 - v_C(t)$
- Pendant t_p : $v_e(t) = 0$; $v_R(t) = -v_C(t)$
- Équation de **charge** d'un condensateur :

$$v_C(t) = v_\infty + (v_{C0} - v_\infty) \cdot e^{-t/\tau} = v_C(t) = (v_\infty - v_{C0}) \left(1 - e^{-t/\tau}\right) + v_{C0} ; \text{ Avec : } \tau = RC$$
- Pour : $0 < t < t_0$: **Charge de C (Figure 1S.8)**
 - $v_C(t) = E_0 + (0 - E_0)e^{-t/\tau} = E_0 \left(1 - e^{-t/\tau}\right)$
- Pour : $t = t_0$, $v_C(t) = V_{CMAX1} = v_C(t_0) = E_0 \left(1 - e^{-t_0/\tau}\right) = E_0 \left(1 - e^{-t_d/\tau}\right)$; $t_0 = t_d$
- Pour : $t_0 < t < t_1$: **Décharge de C (Figure 1S.8)**
 - $v_C(t) = 0 + (V_{CMAX1} - 0)e^{-(t-t_0)/\tau} = V_{CMAX1} \cdot e^{-(t-t_0)/\tau}$
- Pour : $t = t_1$, $v_C(t) = V_{CMIN1} = v_C(t_1) = V_{CMAX1} \cdot e^{-(t_1-t_0)/\tau}$; $\Delta t = t_1 - t_0 = t_p$
 - ✓ $V_{CMIN1} = V_{CMAX1} \cdot e^{-t_p/\tau}$ avec :
 - ✓ $V_{CMAX1} = E_0 \left(1 - e^{-t_d/\tau}\right)$
- Pour : $t_1 < t < t_2$: **Charge de C**
 - $v_C(t) = E_0 + (V_{CMIN1} - E_0)e^{-(t-t_1)/\tau} = (E_0 - V_{CMIN1}) \left(1 - e^{-(t-t_1)/\tau}\right) + V_{CMIN1}$
- Pour : $t = t_2$, $v_C(t) = V_{CMAX2} = v_C(t_2) = (E_0 - V_{CMIN1}) \left(1 - e^{-(t_2-t_1)/\tau}\right) + V_{CMIN1}$;
 - $V_{CMAX2} = (E_0 - V_{CMIN1}) \left(1 - e^{-t_d/\tau}\right) + V_{CMIN1}$; $\Delta t = t_2 - t_1 = t_d$
- Pour : $t_2 < t < t_3$: **Décharge de C**
 - $v_C(t) = 0 + (V_{CMAX2} - 0)e^{-(t-t_2)/\tau} = V_{CMAX2} \cdot e^{-(t-t_2)/\tau}$
- Pour : $t = t_3$, $v_C(t) = V_{CMIN2} = v_C(t_3) = V_{CMAX2} \cdot e^{-(t_3-t_2)/\tau}$; $\Delta t = t_3 - t_2 = t_p$
 - ✓ $V_{CMIN2} = V_{CMAX2} \cdot e^{-t_p/\tau}$ avec :
 - ✓ $V_{CMAX2} = (E_0 - V_{CMIN1}) \left(1 - e^{-t_d/\tau}\right) + V_{CMIN1}$
- A.N : $t_d = t_p = 1ms$; $\tau = RC = 2ms$; $E_0 = 10V$; $t_d/\tau = 0.5ms$; $t_p/\tau = 0.5ms$
 - ✓ $V_{CMAX1} = E_0 \left(1 - e^{-t_d/\tau}\right) = 10 \left(1 - e^{-1/2}\right) \cong 3.93V$
 - ✓ $V_{CMIN1} = V_{CMAX1} \cdot e^{-t_p/\tau} = 3.93 \times e^{-1/2} = 2.38V$
 - ✓ $V_{CMAX2} = (E_0 - V_{CMIN1}) \left(1 - e^{-t_d/\tau}\right) + V_{CMIN1} = (10 - 2.38) \left(1 - e^{-1/2}\right) + 2.38$
 $V_{CMAX2} = 5.38V$
 - ✓ $V_{CMIN2} = V_{CMAX2} \cdot e^{-t_p/\tau} = 5.38 \times e^{-1/2} = 3.26V$

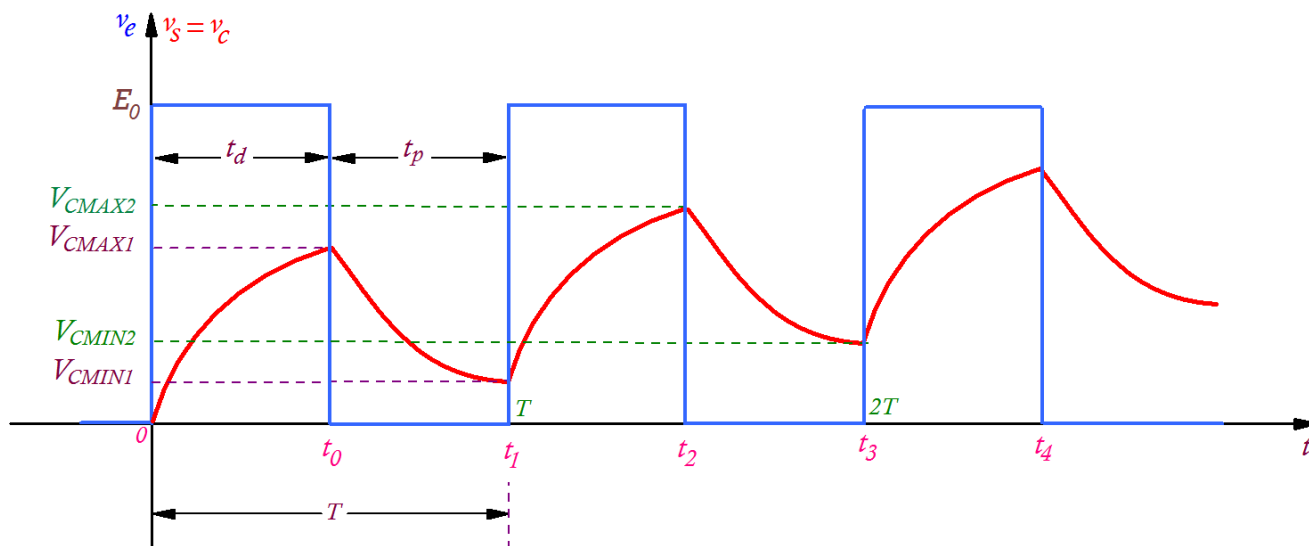


Figure 15.8

- De la même façon on peut écrire:

- ✓ $V_{CMIN3} = V_{CMAX3} \cdot e^{-t_p/\tau} = v_c(t_5) = v_c(6ms)$ avec :
- ✓ $V_{CMAX3} = (E_0 - V_{CMIN2}) \left(1 - e^{-t_d/\tau}\right) + V_{CMIN2} = v_c(t_4) = v_c(5ms)$
- ✓ ...

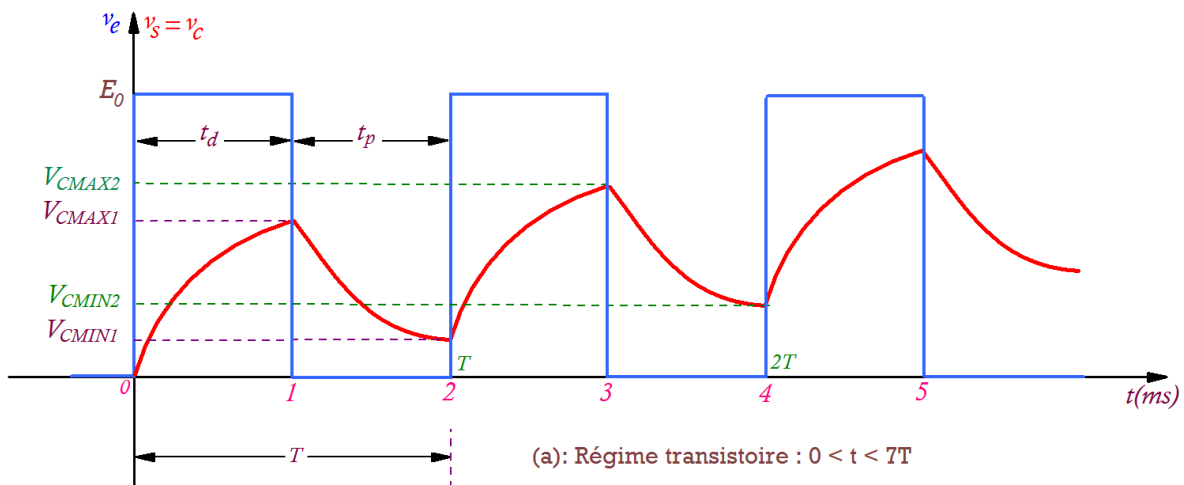
- A.N :

- ◆ $V_{CMAX1} = 3.93V$; $V_{CMIN1} = 2.38V$
- ◆ $V_{CMAX2} = 5.38V$; $V_{CMIN2} = 3.26V$
- ◆ $V_{CMAX3} = 5.92V$; $V_{CMIN3} = 3.59V$
- ◆ $V_{CMAX4} = 6.11V$; $V_{CMIN4} = 3.71V$
- ◆ $V_{CMAX5} = 6.19V$; $V_{CMIN5} = 3.75V$
- ◆ $V_{CMAX6} = 6.21V$; $V_{CMIN6} = 3.76V$
- ◆ $V_{CMAX7} = 6.22V$; $V_{CMIN7} = 3.77V$
- ◆ $V_{CMAX8} = 6.23V$; $V_{CMIN8} = 3.77V$
- ◆ ...
- ◆ $v_c(nT) = 3.77V = V_{CMIN}$; $v_c(nT + t_d) = 6.23 = V_{CMAX}$

- À partir de $t = 7T = 14ms$, la tension aux bornes du condensateur oscillera entre $3.77V (V_{CMIN})$ et $6.23V (V_{CMAX})$

- ✓ $0 < t < 7T$: Régime transitoire (Voir Figure 15.9a)
- ✓ $t > 7T$: Régime d'équilibre (permanent) (Voir Figure 15.9b)

- De la même façon, après nT (n périodes) on peut également écrire les équations de charge et de décharge comme suit (**Figure 1S.10**) :
- Pour : $nT < t < nT + t_d$: équation de **charge** de **C** pendant la durée t_d
 - $v_C(t) = E_0 + (V_{CMIN} - E_0)e^{-(t-nT)/\tau} = (E_0 - V_{CMIN}) \left(1 - e^{-(t-nT)/\tau}\right) + V_{CMIN}$
- Pour : $t = nT + t_d$:
 - $v_C(t) = V_{CMAX} = v_C(nT + t_d) = (E_0 - V_{CMIN}) \left(1 - e^{-(nT+t_d-nT)/\tau}\right) + V_{CMIN}$
 - ✓ $V_{CMAX} = (E_0 - V_{CMIN}) \left(1 - e^{-t_d/\tau}\right) + V_{CMIN}$
- Pour : $nT + t_d < t < (n+1)T$: équation de **décharge** de **C** pendant la durée t_p
 - $v_C(t) = V_{CMAX} + (0 - V_{CMAX})e^{-(t-(nT+t_d))/\tau} = V_{CMAX}e^{-(t-(nT+t_d))/\tau}$
- Pour : $t = nT + t_d + t_p = (n+1)T$:
 - $v_C(t) = V_{CMIN} = v_C(nT + t_d + t_p) = v_C((n+1)T) = V_{CMAX} \cdot e^{-(nT+t_d+t_p-(nT+t_d))/\tau}$
 - ✓ $V_{CMIN} = V_{CMAX} \cdot e^{-t_p/\tau}$



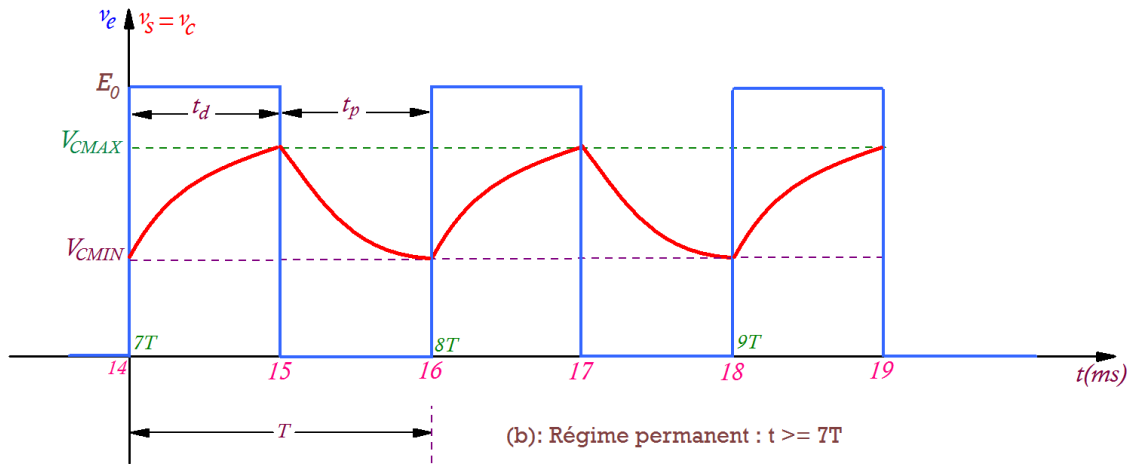


Figure 1S.9

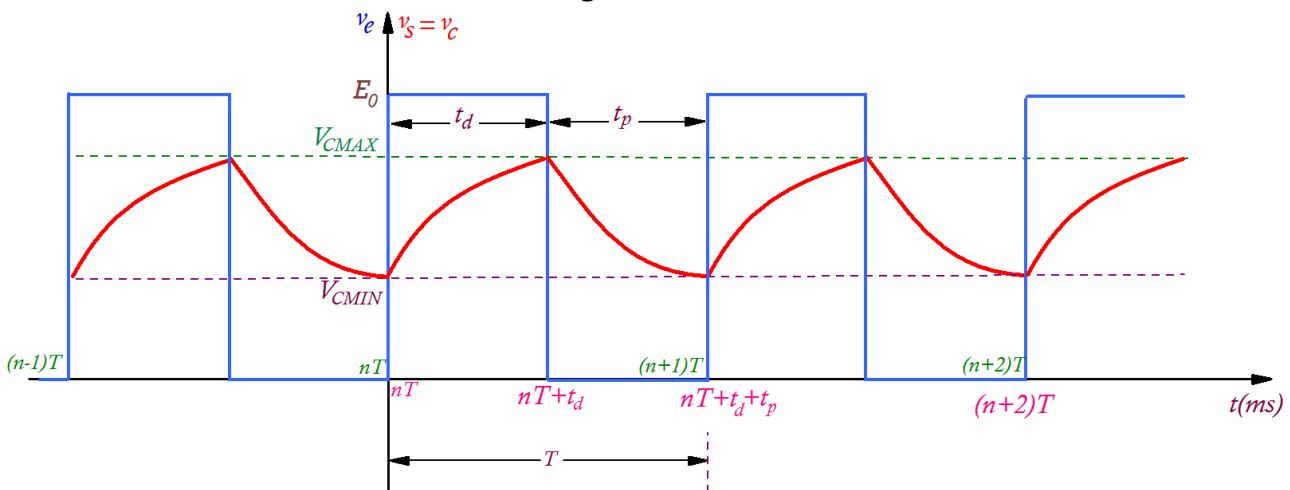


Figure 1S.10

- Soit $\alpha_1 = e^{-t_d/\tau}$; $\alpha_2 = e^{-t_p/\tau}$; $\alpha = e^{-T/\tau} = e^{-(t_d+t_p)/\tau} = \alpha_1\alpha_2$
- $V_{CMIN} = V_{CMAX} \cdot e^{-t_p/\tau} = V_{CMAX} \cdot \alpha_2$
- $V_{CMAX} = (E_0 - V_{CMIN}) \left(1 - e^{-t_d/\tau}\right) + V_{CMIN} = (E_0 - V_{CMAX} \cdot \alpha_2)(1 - \alpha_1) + V_{CMAX} \cdot \alpha_2$
- $V_{CMAX} = E_0(1 - \alpha_1) - V_{CMAX} \cdot \alpha_2 + V_{CMAX} \cdot \alpha_1\alpha_2 + V_{CMAX} \cdot \alpha_2$
- $V_{CMAX}(1 - \alpha_1\alpha_2) = E_0(1 - \alpha_1)$

$$V_{CMAX} = \frac{(1 - \alpha_1)}{(1 - \alpha_1\alpha_2)} E_0 = \frac{(1 - \alpha_1)}{(1 - \alpha)} \cdot E_0$$

- $V_{CMIN} = V_{CMAX} \cdot \alpha_2$

$$V_{CMIN} = \alpha_2 \cdot \frac{(1 - \alpha_1)}{(1 - \alpha_1\alpha_2)} \cdot E_0 = \alpha_2 \cdot \frac{(1 - \alpha_1)}{(1 - \alpha)} \cdot E_0$$

- A.N : $\alpha_1 = \alpha_2 = e^{-t_d/\tau} = e^{-t_p/\tau} = e^{-1/2} \cong 0.6$; $E_0 = 10V$

$$\begin{aligned}
 &\checkmark V_{CMAX} \cong 6.23V ; \\
 &\checkmark V_{CMIN} \cong 3.77V
 \end{aligned}$$

- Tension aux bornes de la **résistance** R : $v_R(t) = ?$
 - $v_e(t) = v_R(t) + v_C(t)$
 - Pendant t_d : $v_e(t) = E_0$; $v_R(t) = E_0 - v_C(t)$
 - Pendant t_p : $v_e(t) = 0$; $v_R(t) = -v_C(t)$
 - Voir **Figure 1S.11**
 - Au point a : $V_a = E_0 - V_{CMIN}$; puisque v_e passe de 0 à E_0
 - Au point b : $V_b = E_0 - V_{CMAX}$; puisque $v_e = E_0$
 - Au point c : $V_c = -V_{CMAX}$; puisque v_e passe de E_0 à 0
 - Au point d : $V_d = -V_{CMIN}$; puisque $v_e = 0$
- $V_a = E_0 - V_{CMIN} = E_0 - \alpha_2 \frac{(1-\alpha_1)}{(1-\alpha_1\alpha_2)} E_0 = E_0 \left(1 - \alpha_2 \cdot \frac{(1-\alpha_1)}{(1-\alpha_1\alpha_2)} \right) = \frac{1-\alpha_1\alpha_2-\alpha_2+\alpha_1\alpha_2}{1-\alpha_1\alpha_2} E_0 = \frac{1-\alpha_2}{1-\alpha_1\alpha_2} E_0$
- $V_b = E_0 - V_{CMAX} = E_0 - \frac{(1-\alpha_1)}{(1-\alpha_1\alpha_2)} E_0 = E_0 \left(1 - \frac{(1-\alpha_1)}{(1-\alpha_1\alpha_2)} \right) = \frac{1-\alpha_1\alpha_2-1+\alpha_1}{1-\alpha_1\alpha_2} E_0 = \alpha_1 \frac{(1-\alpha_2)}{1-\alpha_1\alpha_2} E_0$
- $V_c = -V_{CMAX} = -\frac{(1-\alpha_1)}{(1-\alpha_1\alpha_2)} E_0$
- $V_d = -V_{CMIN} = -\alpha_2 \cdot \frac{(1-\alpha_1)}{(1-\alpha_1\alpha_2)} E_0$

Remarque : Si $\alpha_1 = \alpha_2 = \beta = e^{-t_d/\tau} = e^{-t_p/\tau} = e^{-T/2\tau}$ ($t_d = t_p = \frac{T}{2}$) =>

- $v_C(t) = ?$
- $V_{CMAX} = \frac{(1-\alpha_1)}{(1-\alpha_1\alpha_2)} E_0 = \frac{(1-\beta)}{(1-\beta^2)} E_0 = \frac{(1-\beta)}{(1-\beta)(1+\beta)} E_0 = \frac{1}{1+\beta} E_0$
- $V_{CMIN} = \alpha_2 \cdot \frac{(1-\alpha_1)}{(1-\alpha_1\alpha_2)} E_0 = \beta \frac{(1-\beta)}{(1-\beta^2)} E_0 = \beta \frac{(1-\beta)}{(1-\beta)(1+\beta)} E_0 = \frac{\beta}{(1+\beta)} E_0$
 - ✓ $V_{CMAX} = \frac{1}{1+\beta} E_0$; $V_{CMIN} = \frac{\beta}{1+\beta} E_0$
- $v_R(t) = ?$
- $V_a = \frac{1-\alpha_2}{1-\alpha_1\alpha_2} E_0 = \frac{1-\beta}{1-\beta^2} E_0 = \frac{(1-\beta)}{(1-\beta)(1+\beta)} E_0 = \frac{1}{1+\beta} E_0$
- $V_b = \alpha_1 \frac{(1-\alpha_2)}{1-\alpha_1\alpha_2} E_0 = \beta \frac{1-\beta}{1-\beta^2} E_0 = \beta \frac{(1-\beta)}{(1-\beta)(1+\beta)} E_0 = \frac{\beta}{1+\beta} E_0$
- $V_c = -V_{CMAX} = -\frac{1}{1+\beta} E_0$
- $V_d = -V_{CMIN} = -\frac{\beta}{1+\beta} E_0$
 - ✓ $V_a = \frac{1}{1+\beta} E_0$; $V_b = \frac{\beta}{1+\beta} E_0$; $V_c = -\frac{1}{1+\beta} E_0$; $V_d = -\frac{\beta}{1+\beta} E_0$; avec $\beta = e^{-t_d/\tau}$

Remarque :

- **Cas 1** : $\tau \ll t_d = t_p$
- Si $\tau \ll t_d = t_p \Rightarrow \beta = e^{t_d/\tau} \rightarrow 0$ et on a :

- $V_{CMAX} = \frac{1}{1+\beta} E_0 \cong E_0$
- $V_{CMIN} = \frac{\beta}{1+\beta} E_0 \cong 0$
- $V_a = \frac{1}{1+\beta} E_0 \cong E_0$
- $V_b = \frac{\beta}{1+\beta} E_0 \cong 0$
- $V_c = -\frac{1}{1+\beta} E_0 \cong -E_0$
- $V_d = -\frac{\beta}{1+\beta} E_0 \cong 0$

- $V_{CMAX} = E_0$; $V_{CMIN} = 0$; $V_a = E_0$; $V_b = 0$; $V_c = -E_0$; $V_d = 0$; ($\tau \ll t_d = t_p$)
 Dans ce cas, le graphe de la figure 1S.11 devient celui de figure 1S.12
 On obtient un circuit **Différentiateur** (sortie prise aux bornes de R)

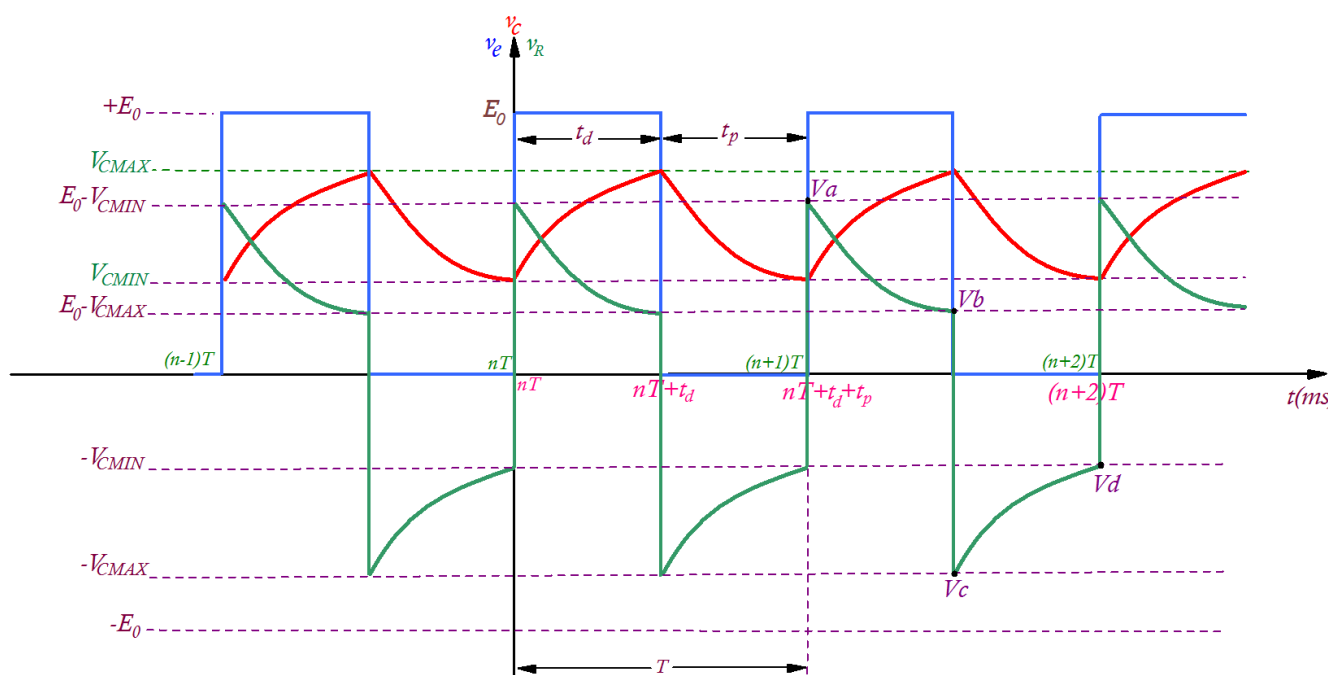


Figure 1S.11

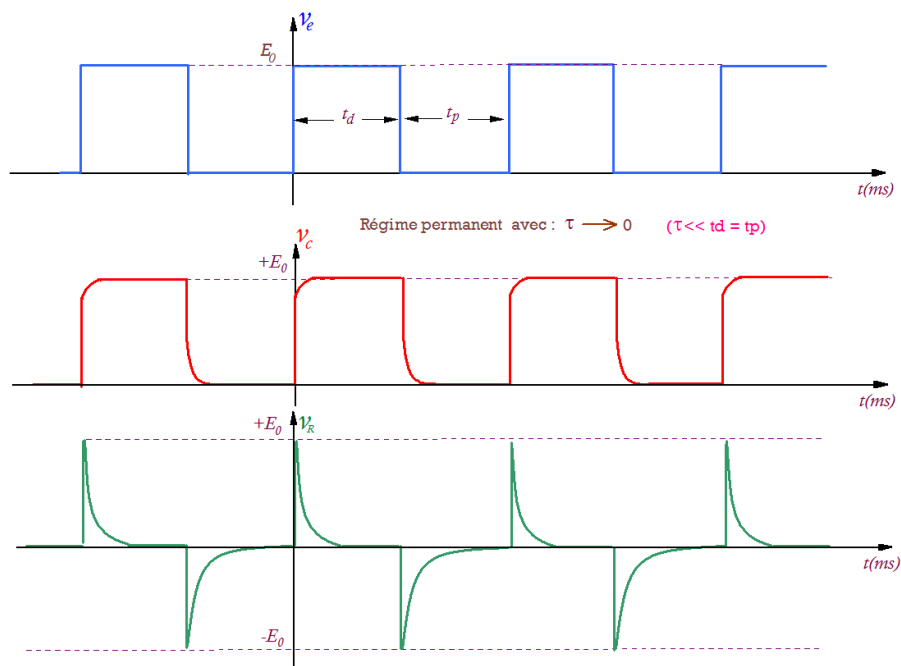


Figure 1S.12

- **Cas 2 : $\tau \gg t_d = t_p$**
- Si $\tau \gg t_d = t_p \Rightarrow \beta = e^{-t_d/\tau} \rightarrow 1$ et on a :
 - ✓ $V_{CMAX} = \frac{1}{1+\beta} E_0 \cong E_0/2$
 - ✓ $V_{CMIN} = \frac{\beta}{1+\beta} E_0 \cong E_0/2$
 - ✓ $V_a = \frac{1}{1+\beta} E_0 \cong E_0/2$
 - ✓ $V_b = \frac{\beta}{1+\beta} E_0 \cong E_0/2$
 - ✓ $V_c = -\frac{1}{1+\beta} E_0 \cong -E_0/2$
 - ✓ $V_d = -\frac{\beta}{1+\beta} E_0 \cong -E_0/2$
- Avec : $\tau \gg t_d = t_p \Rightarrow$
- $V_{CMAX} = E_0/2$; $V_{CMIN} = E_0/2$; $V_a = E_0/2$; $V_b = E_0/2$; $V_c = -E_0/2$; $V_d = -E_0/2$
- Dans ce cas, le graphe de la figure 1S.11 devient celui de figure 1S.13
- On obtient dans ce cas ce qu'on appelle un circuit **moyenneur** (Un circuit moyenneur permet de **supprimer** la composante **alternative** et de récupérer uniquement la composante **continue** en sortie). Si la sortie est prise aux bornes de R, comme illustré à la figure 1S.14, on obtient un signal de même fréquence que l'entrée mais sa valeur **moyenne** est **nulle** même si

l'entrée présente une composante continue. Ce genre de circuit est généralement utilisé pour coupler deux circuits afin d'éliminer l'effet de la composante continu. L'utilisation de la résistance variable permettra de régler la valeur de la constante de temps RC et ainsi d'ajuster la forme de l'onde de sortie (pour avoir une onde de sortie presque carrée).

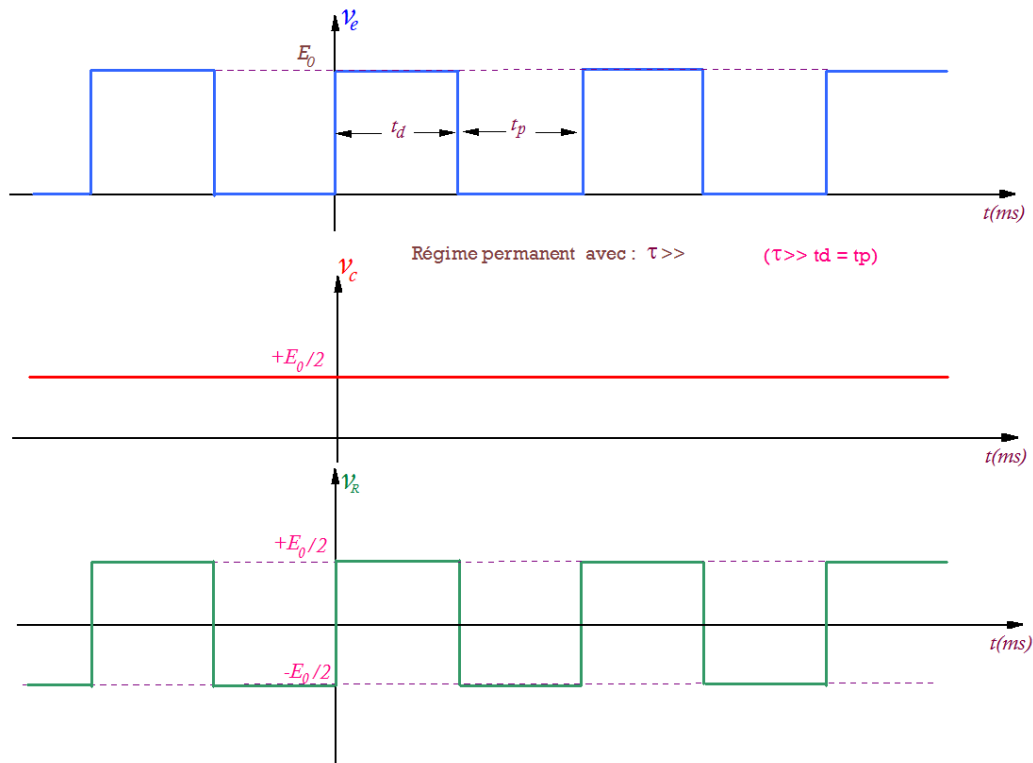


Figure 1S.13

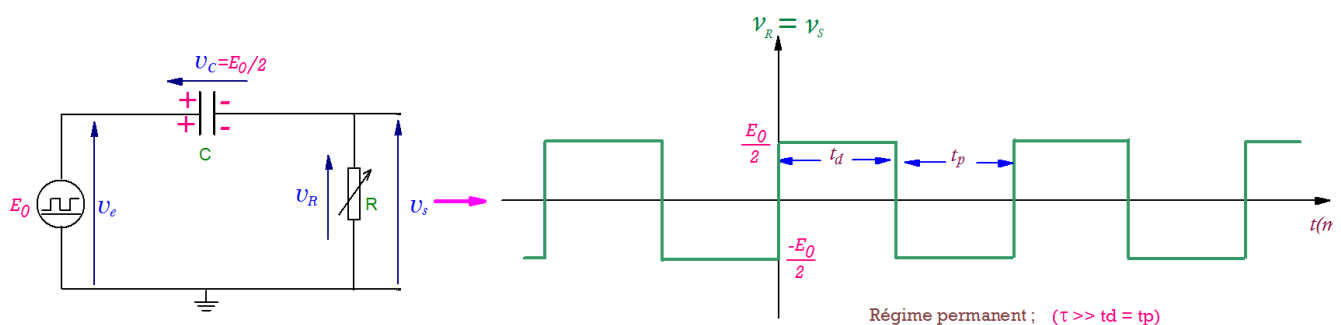


Figure 1S.14

SOLUTIONS DES TRAVAUX DIRIGÉS N° 2

EXERCICE 1

On donne le montage de la figure 2.1. La tension $V_E(t)$ est une tension qui commute instantanément entre $+20\text{ V}$ et -10 V . On suppose que la tension seuil de la diode est de $0,6\text{ V}$. On donne : $R_1 = 99\ \Omega$ et $R_2 = 1\ \Omega$.

- Donner l'allure de la tension V_{R2} et de la tension V_D . Indiquer les valeurs maximales atteintes.
- On mesure un temps de plateau t_s de $0,7\ \mu\text{s}$. Calculer la charge stockée par la diode lors de son fonctionnement en direct. En déduire la durée de vie des porteurs.
- La tension $V_E(t)$ commute maintenant entre $+20\text{ V}$ et -20 V . Représenter l'allure de la tension V_{R2} et de la tension V_D en tenant compte des données de la question 2.

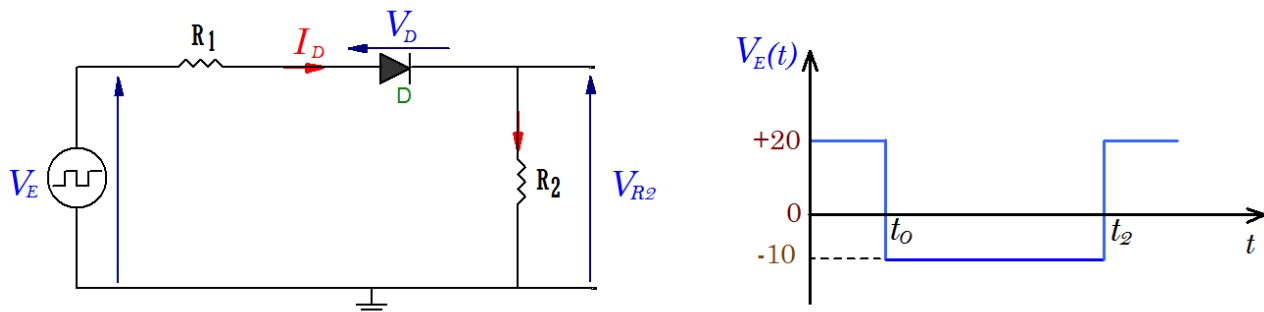


Figure 2.1

SOLUTION

1.

Étudions l'évolution dans le temps de la tension V_{R2} qui est l'image du courant du courant parcourant la diode ainsi que de la tension apparaissant aux bornes de cette diode (figure 2S.1).

- Avant l'instant t_0 , la diode est polarisée en direct, V_D vaut 0.6 V et le courant I_F qui circule dans la diode provoque le stockage dans la jonction d'une charge électrique Q .

$$V_{R2} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \times (V_E^+ - V_D) = \frac{1}{100} \times (20 - 0.6) = 194 \text{ mV}$$

$$I_D = \frac{V_{R2}}{R_2} = \frac{V_{R2}}{1\Omega} = \frac{194 \text{ mV}}{1\Omega} = 194 \text{ mA}$$

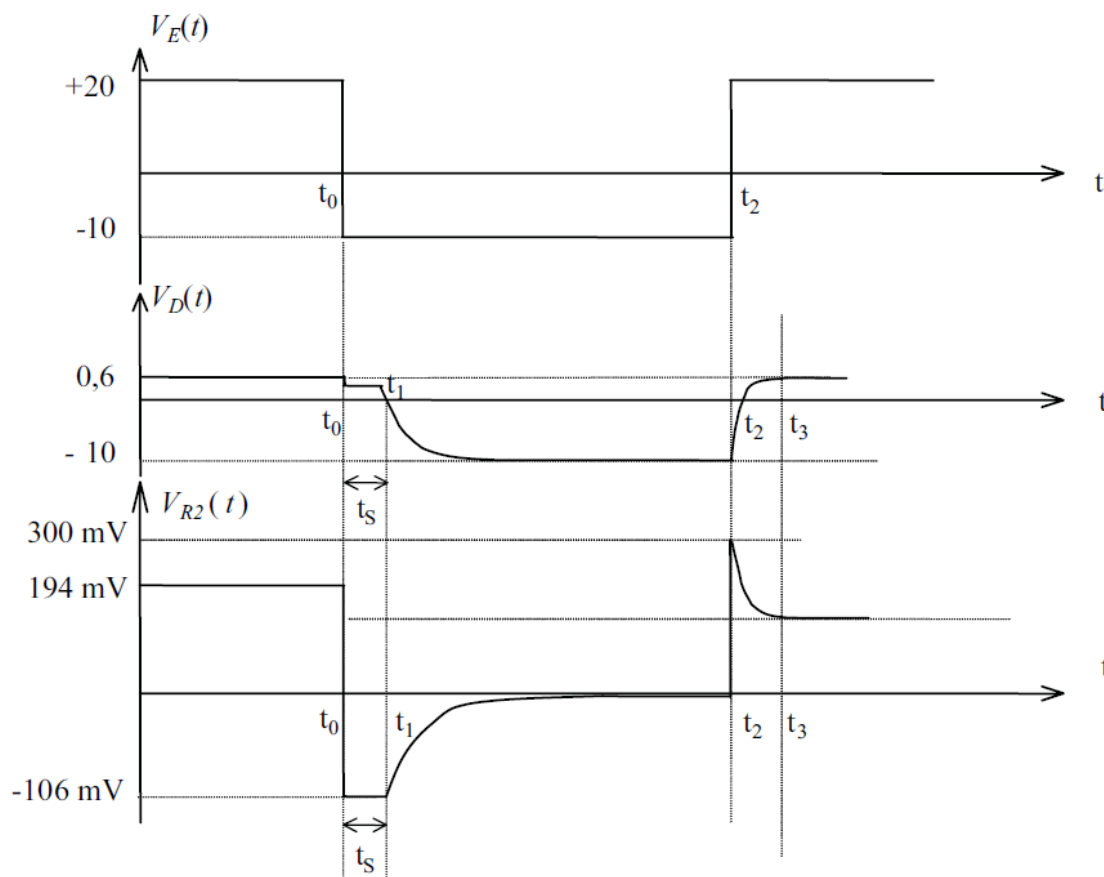


Figure 2S.1

À l'instant t_0 , la tension V_E commute instantanément et passe à une valeur négative $-V_E^-$ qui tend à bloquer la diode D . Entre t_0 et t_1 , sous l'influence de $-V_E^-$, la charge Q va être évacuée, V_D reste positive égale à 0.6 V . Pendant cet intervalle de temps t_s , il y a donc une élimination des charges stockés dans la jonction et on a :

$$V_{R2} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \times (-V_E^- - V_D) = \frac{1}{100} \times (-10 - 0.6) = -106 \text{ mV}$$

Dès l'instant t_1 , la charge Q devient **nulle**, le courant **inverse** permet de charger la capacité de **transition** sous une tension $-V_E^-$. Le champ électrique dans la zone de transition va augmenter et la barrière de potentiel va s'établir progressivement.

À l'instant t_2 , la tension V_E fait un saut et devient positive $+V_E^+$. Un courant direct I_F s'établit et permet de charger la capacité de transition C_T sous une tension $+V_E^+$. Or, C_T était chargée négativement (chargée à $-V_E^-$), un pic de courant I_F est observé et le courant diminue progressivement jusqu'à t_3 instant pour laquelle on obtient le régime permanent.

À l'instant t_2 on a :

$$V_{R2} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \times (V_E^+ - V_D) = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \times (V_E^+ - (-V_E^-)) = \frac{1}{100} \times (20 - (-10)) = +300 \text{ mV}$$

2.

- La charge accumulée Q_{accum} lors du fonctionnement en direct grâce au courant direct I_F est évacuée après la commutation durant le temps du plateau t_s . L'évacuation s'effectue sous un courant inverse I_R .

$$Q_{\text{accum}} = Q_{\text{évacuée}}$$

Or, $Q_{\text{évacuée}} = I_R \times t_s = 106 \times 10^{-3} \times 0.7 \times 10^{-6} = 74,2 \times 10^{-9} \text{ C}$.

- Cette quantité de charges a été accumulée en direct avec un temps qui représente la durée de vie moyenne des charges τ . Il en résulte :

$$Q_{\text{évacuée}} = 74,2 \times 10^{-9} \text{ C} = Q_{\text{accum}} = I_F \times \tau = 74,2 \times 10^{-9} \text{ C}.$$

On en déduit la durée de vie :

$$\tau = \frac{74,2 \times 10^{-9}}{194 \times 10^{-3}} = 0.38 \times 10^{-6} \text{ s} = 0.38 \mu\text{s}$$

3.

Cas d'une commutation entre +20V et -20V

Lorsque la tension commute entre +20V et -20V, le courant direct I_F reste inchangé, la charge accumulée Q_{accum} lors du fonctionnement en **direct** reste inchangée aussi (Figure 2S.2). Mais le courant inverse devient :

$$V_{R2} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \times (-V_E^- - V_D) = \frac{1}{100} \times (-20 - 0.6) = -206 \text{ mV}$$

Soit : $I_R = -206 \text{ mA}$

Ce courant est pratiquement le **double** du courant trouvé à la première question. Le temps d'évacuation des charges se trouve ainsi modifié et devient :

$$Q_{\text{accumulée}} = 74.2 \times 10^{-9} \text{ C} = Q_{\text{évacuée}} = I_R \times t_s \text{ (Puisque } I_F \text{ n'a pas changé)}$$

$$\text{Soit : } t_s = \frac{74.2 \times 10^{-9}}{206 \times 10^{-3}} = 0.36 \times 10^{-6} \text{ s} = 0.36 \mu\text{s}$$

L'image du courant juste après la transition de $-V_E^-$ et $+V_E^+$ est :

$$V_{R2} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \times (V_E^+ - V_D) = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \times (V_E^+ - (-V_E^-)) = \frac{1}{100} \times (20 - (-20)) = +400 \text{ mV}$$

Soit :

$$I_D = \frac{V_{R2}}{R_2} = \frac{V_{R2}}{1\Omega} = \frac{400 \text{ mV}}{1\Omega} = 400 \text{ mA}$$

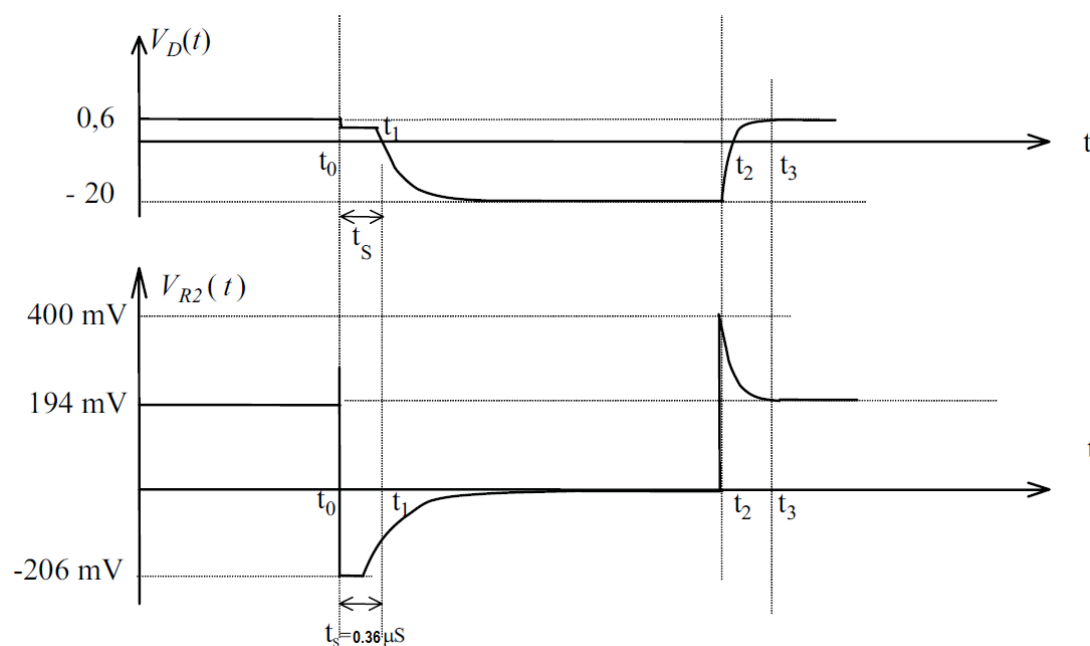


Figure 2S.2

EXERCICE 2

On donne le montage de la figure 2.2a. La tension $V_E(t)$ commute entre +20V et -10V et on donne la valeur de $R = 100\Omega$.

1. La visualisation de la tension V_D donnée à la figure 2.3 montre qu'au moment de la commutation entre + 20V et -10V, V_D varie légèrement de 0,1V. Donner les schémas équivalents en **inverse** juste avant et après la commutation. Expliquer le phénomène précédent et calculer la résistance série, r_s , du semi-conducteur.
2. On rajoute un condensateur d'aide au blocage : figure 2.2b. On désigne par τ la durée de vie des porteurs minoritaires ($\tau = 0,5 \mu s$). Donner l'expression de la charge stockée par la diode en fonctionnement **direct** ainsi que la charge stockée par le condensateur C.
3. Au moment de la transition, Donner l'expression de la variation de charges que subit le condensateur C. Trouver la condition nécessaire pour évacuer instantanément toutes les charges accumulées dans la jonction de la diode.

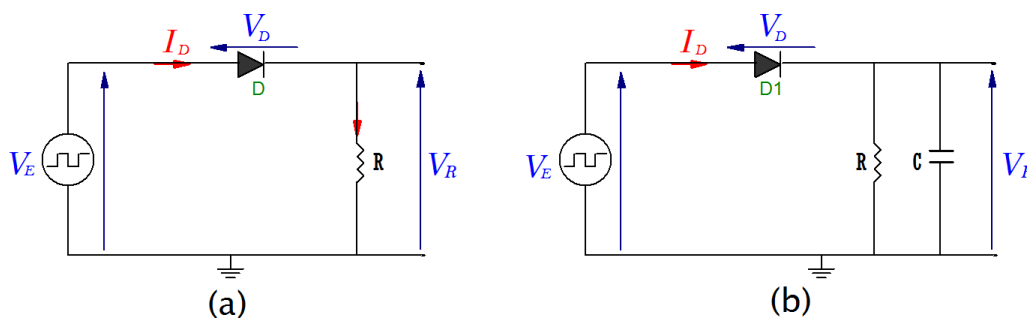


Figure 2.2

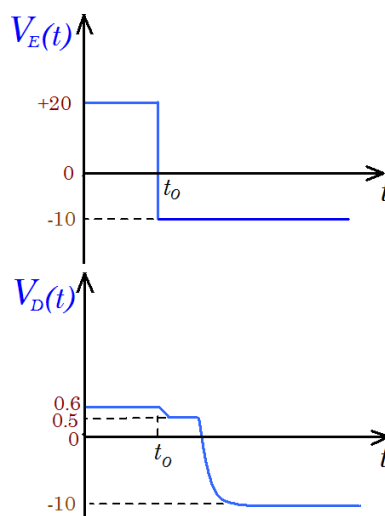


Figure 2.3

SOLUTION

1.

Schémas équivalents juste avant et après la commutation

La diode réelle peut être modélisée par une jonction PN idéale constituée d'une **résistance** en parallèle avec un condensateur de capacité de **transition** C_T et un condensateur de capacité de **diffusion** C_D , le tout en série avec une résistance r_S due au semi-conducteur (**Figure 2S.3**).

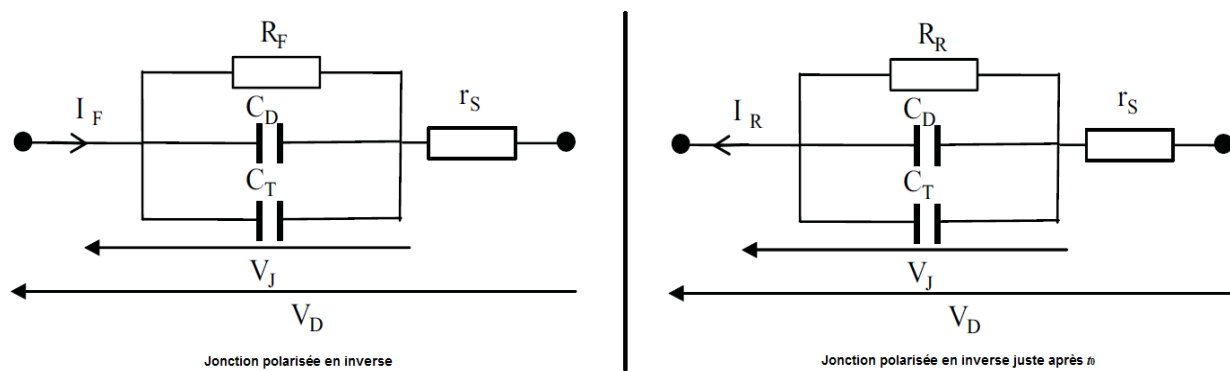


Figure 2S.3

Au départ, en polarisation directe, on a un courant direct I_F :

$$I_F = \frac{(V_E^+ - V_D)}{R} = \frac{(+20 - 0.6)}{100} = 194 \text{ mA}$$

La différence de potentiel en direct V_{DF} aux bornes de la diode réelle est donc :

$$V_{DF} = V_J + r_S I_F = V_J + r_S \times 194 \times 10^{-3}$$

L'évolution dans le temps de la tension V_D montre un léger décrochement. À l'instant, $t = t_0$, la tension bascule et passe à $-10V$. Mais la jonction a accumulé des charges dans les condensateurs et ces charges doivent être évacuées sous l'effet du courant inverse I_R .

Juste après t_0 , en polarisation inverse, on a un courant inverse qui est créé, I_R :

$$I_R = \frac{(-V_E^- - V_D)}{R} = \frac{(-10 - 0.5)}{100} = -105 \text{ mA} \approx -106 \text{ mA}$$

La différence de potentiel en inverse V_{DR} aux bornes de la diode réelle est donc :

$$V_{DR} = V_J + r_S I_R = V_J + r_S \times (-106 \times 10^{-3})$$

Au moment de la commutation, la diode réelle va subir donc une variation de sa différence de potentiel. Cette différence notée ΔV_D est :

$$\Delta V_D = 0.1 = V_{DF} - V_{DR} = V_J + r_S I_F - (V_J + r_S I_R) = r_S \times (I_F - I_R)$$

$$r_S = \Delta V_D / (I_F - I_R)$$

$$r_S = \frac{0.1}{(194 - (-106)) \times 10^{-3}} = \frac{0.1}{300 \times 10^{-3}} = 0.33 \Omega \approx 0.5 \Omega$$

2.

• Étude avec le condensateur d'aide au blocage

La charge accumulée Q_{accum} lors du fonctionnement en direct grâce au courant direct I_F est :

$$Q_{accum} = I_F \times \tau = 194 \text{ mA} \times \tau = 0.194 \times 0.5 \times 10^{-6} = 97 \times 10^{-9} \text{ C} = 97 \mu\text{C}$$

Aux bornes du condensateur C , on trouve une tension :

$$V_C = V_R = I_F \times R = 0.194 \times 100 = 19,4 \text{ V}$$

Ce condensateur va accumuler une charge Q_C (avec : $Q = CV$):

$$Q_C = C \times 19,4 \text{ en coulombs}$$

• Calcul de la valeur de la capacité C

La tension commute entre $+20\text{V}$ et -10V . La tension aux bornes de la diode reste inchangée tant que l'évacuation des charges accumulée par la jonction n'est pas terminée.

La tension aux bornes du condensateur C s'inverse et la charge par celui-ci devient \dot{Q}_C :

$$(\dot{Q}_C = C \times (-10 - 0.6) = -10.6 \times C)$$

La charge aux bornes du condensateur a varié d'une quantité :

$$\Delta Q_C = Q_C - \dot{Q}_C = C \times (19,4 - (-10,6)) = C \times 30$$

Pour annuler le temps du plateau, il faut que la quantité de charge accumulée par la jonction soit aspirée par le condensateur :

$$\Delta Q_C = Q_C - \dot{Q}_C = C \times 30 = Q_{\text{accumulée}}$$

On en déduit donc la valeur du condensateur qui permet une évacuation **instantanée** des charges :

$$C \times 30 = 97 \times 10^{-9} \Rightarrow C = \frac{97 \times 10^{-9}}{30} = 3.23 \times 10^{-9} F = 3.23 nF$$

EXERCICE 3

- Déterminer les paramètres du transistor (Figure 2.4) R_C et R_B . Le transistor jouant le rôle d'interrupteur parfait.
- Déterminer la forme d'onde de sortie.
— A.N : $V_{CC} = 20V$; $I_{CS} = 20mA$; $V_{CES} = 0V$; $\beta_N = 40$; $E = 5V$.
- Déterminer la forme d'onde des signaux i_B , i_C , v_S en tenant compte de la caractéristique réelle du transistor.
- En déduire la variation de i_C et v_S en tenant compte des temps de commutation.

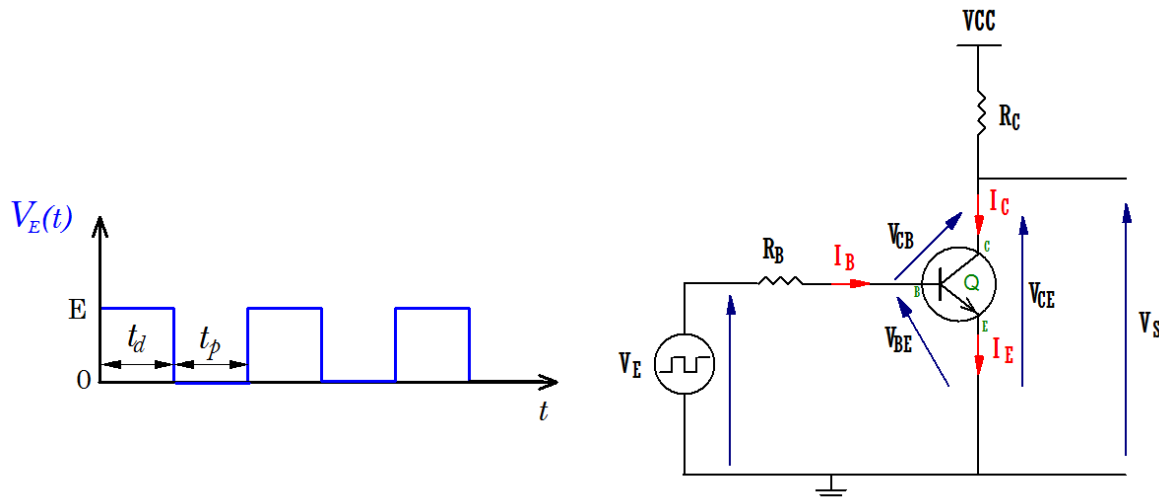


Figure 2.4

SOLUTION

1.

Transistor parfait :

- Calcul de R_C

$$V_{CC} = R_C I_C + V_{CE}$$

À la **saturation** : $V_{CE} = V_{CES} = 0$; $I_C = I_{CS}$

$$\Rightarrow R_C = \frac{V_{CC} - V_{CES}}{I_{CS}} = \frac{20}{20 \cdot 10^{-3}} = 1k\Omega$$

• Calcul de R_B

$$R_B = \frac{V_E - V_{BE}}{I_B}$$

— Pendant t_d :

$$R_B = \frac{V_E - V_{BES}}{I_{BS}} = \frac{E}{I_{BS}} = \beta \frac{E}{I_{CS}} = 40 \cdot \frac{5}{20 \cdot 10^{-3}} = 10k\Omega$$

— Pendant t_p :

$$R_B = \frac{-V_{BE}}{I_B} = R_B = \frac{0}{0} ? \text{ X}$$

$$\Rightarrow R_B = 10k\Omega$$

2.

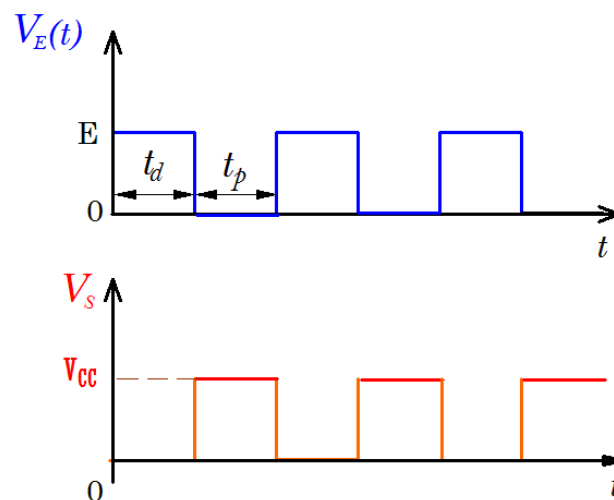


Figure 2S.4

3.

— Voir figure 2S.5.

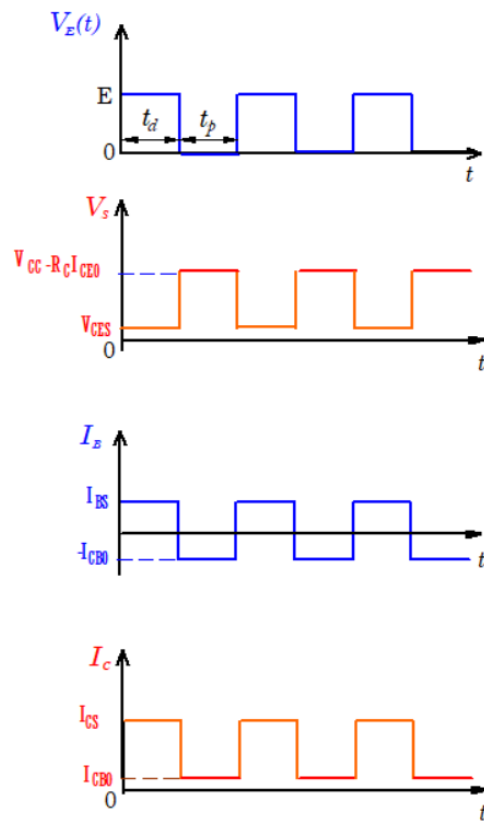


Figure 2S.5

4.

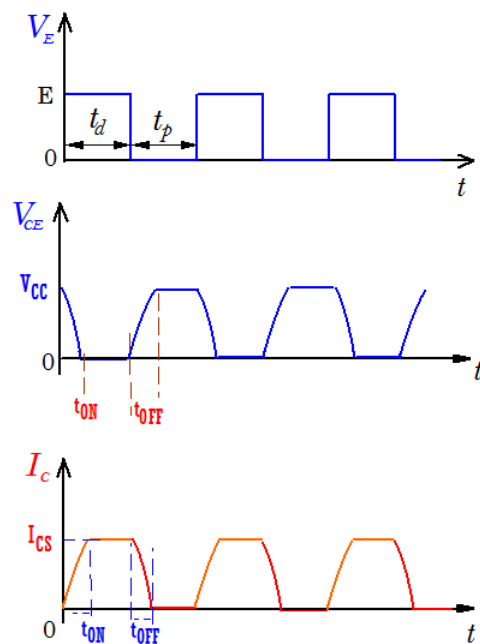


Figure 2S.6

EXERCICE 4

- Déterminer la forme d'onde des signaux i_B , i_C , v_s du montage de la Figure 2.5.
- Quel est le rôle du condensateur C_{acc} ?

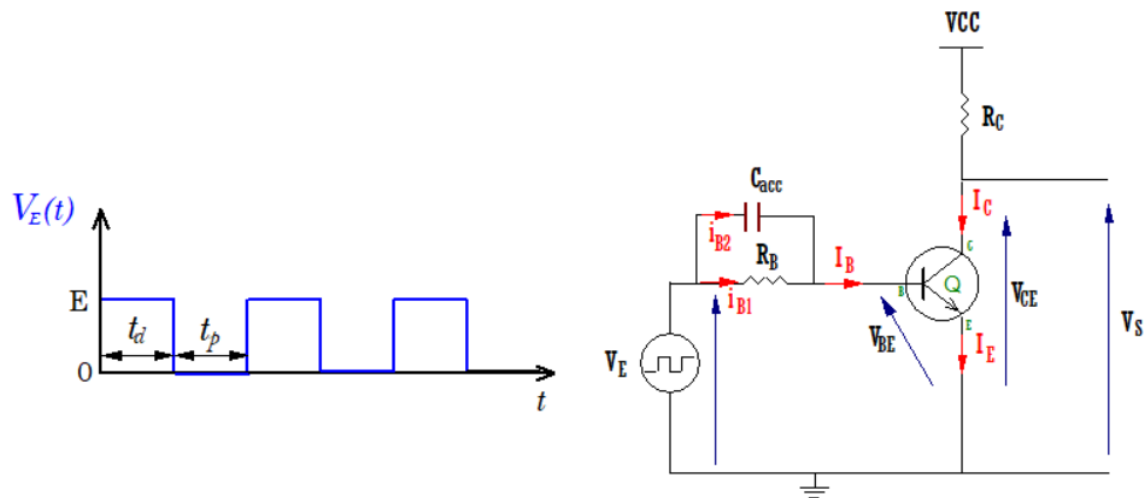


Figure 2.5

SOLUTION

1.

- $i_{B1} = \frac{v_E - v_{BE}}{R_B}$;
- $v_C = R_B i_{B1} = \frac{1}{C} \int i_{B2} dt = v_E - v_{BE}$
- $i_{B2} = C \frac{dv_C}{dt} = R_B C \frac{di_{B1}}{dt} = R_B C \times \frac{1}{R_B} \cdot \frac{d(v_E - v_{BE})}{dt}$
- $i_B = i_{B1} + i_{B2}$
- $i_C = \beta i_B$
- Voir figure 2S.7

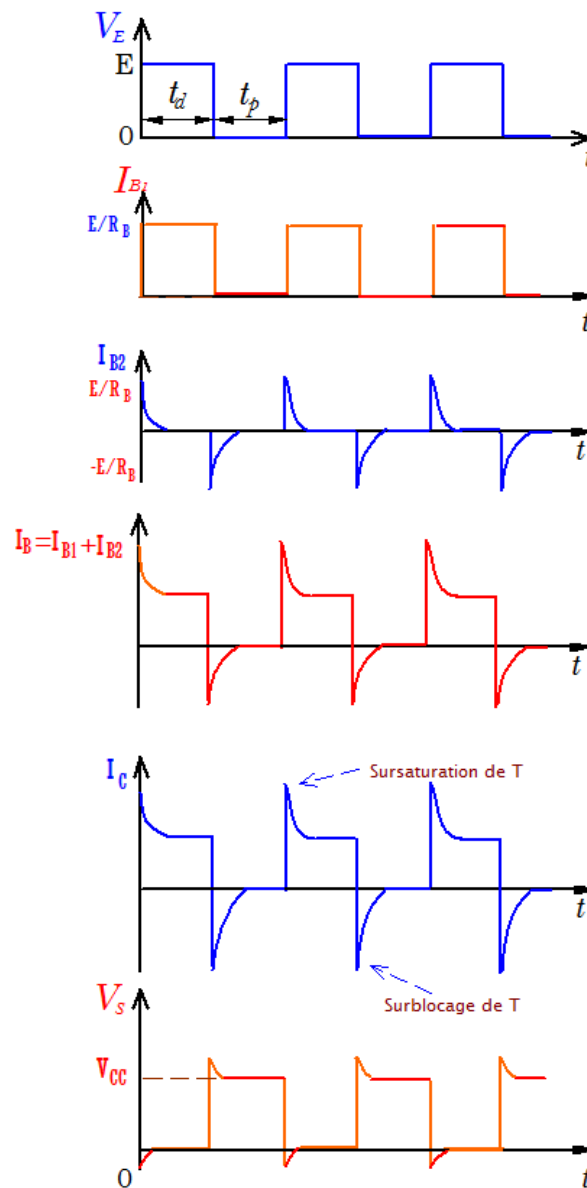


Figure 2S.7

2.

Le condensateur a pour effet d'accélérer le processus de saturation ou il permet d'accélérer le processus de blocage : C_{acc} permet de diminuer t_{ON} et t_{OFF} .

EXERCICE 5

Trouver les valeurs de R_C , R_1 et R_2 afin que le transistor (Figure 2.6) se comporte comme un interrupteur sachant que :

$V_{CC} = 20V$; $V_{BB} = 5V$; $I_{CS} = 20mA$; $V_{CES} = 0.3V$; $V_{BES} = 0.7V$; $V_{BEY} = -0.5V$ (V_{BE} à l'état bloqué) ; $\beta_N = 50$; $E = 5V$.

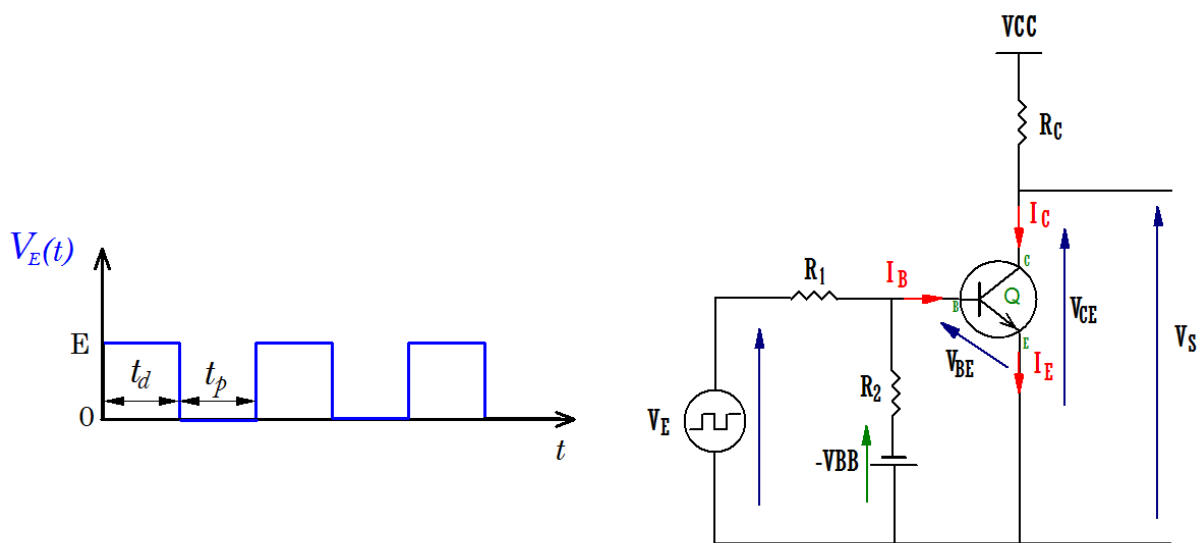


Figure 2.6

SOLUTION

- $V_{CC} = R_C I_C + V_{CE}$
- À la saturation : $V_{CE} = V_{CES}$; $I_C = I_{CS}$

$$\Rightarrow R_C = \frac{V_{CC} - V_{CES}}{I_{CS}} = \frac{20 - 0.3}{20 \cdot 10^{-3}} \approx 1k\Omega$$

$$i_B = \frac{V_E - V_{BE}}{R_1} + \frac{-V_{BB} - V_{BE}}{R_2}$$

- À la saturation :

$$i_B = I_{BS} = \frac{V_E - V_{BES}}{R_1} + \frac{-V_{BB} - V_{BES}}{R_2} = \frac{I_{CS}}{\beta} \quad (1)$$

- Au blocage : ($-I_{CB0} \leq i_B \leq 0$)

$$i_B \leq 0 = \frac{0 - V_{BEY}}{R_1} + \frac{-V_{BB} - V_{BEY}}{R_2} \quad (2)$$

$$i_B = 0 \Rightarrow V_{BE} = V_{BEY} = -0.5V$$

$$(1) \rightarrow \frac{5 - 0.7}{R_1} + \frac{-5 - 0.7}{R_2} = \frac{20 \times 10^{-3}}{50}$$

$$(2) \rightarrow \frac{-(-0.5)}{R_1} + \frac{-5 - (-0.5)}{R_2} = 0 \Rightarrow \frac{0.5}{R_1} = \frac{4.5}{R_2} \Rightarrow R_1 = \frac{0.5}{4.5} R_2$$

$$\frac{4.3}{R_1} = \frac{5.7}{R_2} + \frac{20 \times 10^{-3}}{50}$$

$$\frac{4.3 \times 4.5}{0.5 \times R_2} = \frac{5.7}{R_2} + \frac{20 \times 10^{-3}}{50}$$

$$\frac{38.7}{R_2} = \frac{5.7}{R_2} + 0.4 \times 10^{-3}$$

$$\frac{33}{R_2} = 0.4 \times 10^{-3} \Rightarrow R_2 = \frac{33}{0.4} \times 10^3 = 82.5 \times 10^3 \approx 83k\Omega$$

$$R_1 = \frac{0.5}{4.5} R_2 \Rightarrow R_1 = 9.16 \text{ k}\Omega \approx 10 \text{ k}\Omega$$

SOLUTIONS DES TRAVAUX DIRIGÉS N° 3

EXERCICE 1

Soit le montage de la figure 3.1. On donne $v_e(t) = \sqrt{2} \times 50 \sin 100\pi t$.

1. Quelle est la tension de crête de sortie du montage de la figure 3.1 si la diode est idéale ? la valeur moyenne ? la valeur continue ?
2. Tracer la forme d'onde du signal de sortie.
3. Quelle est la tension de crête de sortie du montage de la figure 3.1 en utilisant la deuxième approximation ($V_S = 0.7V$) pour la diode ? la valeur moyenne ? la valeur continue ?
4. Tracer la forme d'onde du signal de sortie.

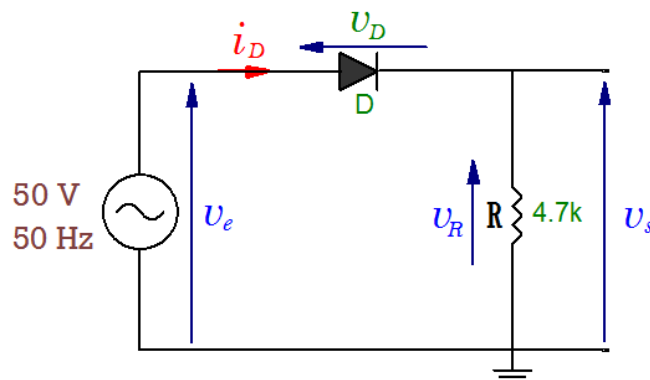


Figure 3.1

SOLUTION

1).

- Avec la première approximation de la caractéristique $i_D = f(v_D)$ de la diode on a :
 $V_{DS} = 0.0V$; $R_S = 0.0\Omega$ avec V_{DS} : Tension de seuil et R_S : Résistance série
- $v_e(t) = \sqrt{2} \times 50 \sin 100\pi t = V_{Max} \sin 100\pi t$
- La tension **crête** de la **source** (signal d'entrée):
 $V_{p(IN)} = V_{Max} = \sqrt{2} \times 50 = 70.7V$
- La tension **crête** du signal de sortie:
 $V_{p(OUT)} = V_{p(IN)} = V_{Max} = \sqrt{2} \times 50 = 70.7V$
- $\theta = 2\pi f t = 2\pi \times \frac{1}{T} t = 2\pi \times 50t = 2\pi \times \frac{1}{0.02} t = 2\pi \times \frac{1}{2 \times 10^{-3}} t \rightarrow T = 20ms$

$$t = [0:T] \rightarrow \theta = [0:2\pi]; t = 0 \Rightarrow \theta = 0; t = \frac{T}{2} = 10\text{ms} \Rightarrow \theta = \pi$$

- La tension **moyenne** (V_{AV}) du signal de sortie:

$$\begin{aligned}
 V_{AV} &= \frac{1}{T} \int_0^T v_s(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} v_e(t) dt = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi v_e(\theta) d\theta \\
 &= \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi V_{Max} \times \sin \theta d\theta = \frac{V_{Max}}{2\pi} [-\cos \theta]_0^\pi = \frac{V_{Max}}{2\pi} [+ \cos \theta]_0^\pi = \frac{V_{Max}}{2\pi} [1 - (-1)] = \frac{V_{Max}}{\pi} \\
 V_{AV} &= \frac{\sqrt{2} \times 50}{\pi} = 22.5V
 \end{aligned}$$

- La tension continue (V_{DC}) du signal de sortie est égale à la tension moyenne (V_{AV}) :

$$V_{DC} = V_{AV} = 22.5V$$

2).

- Voir figure 3S.1

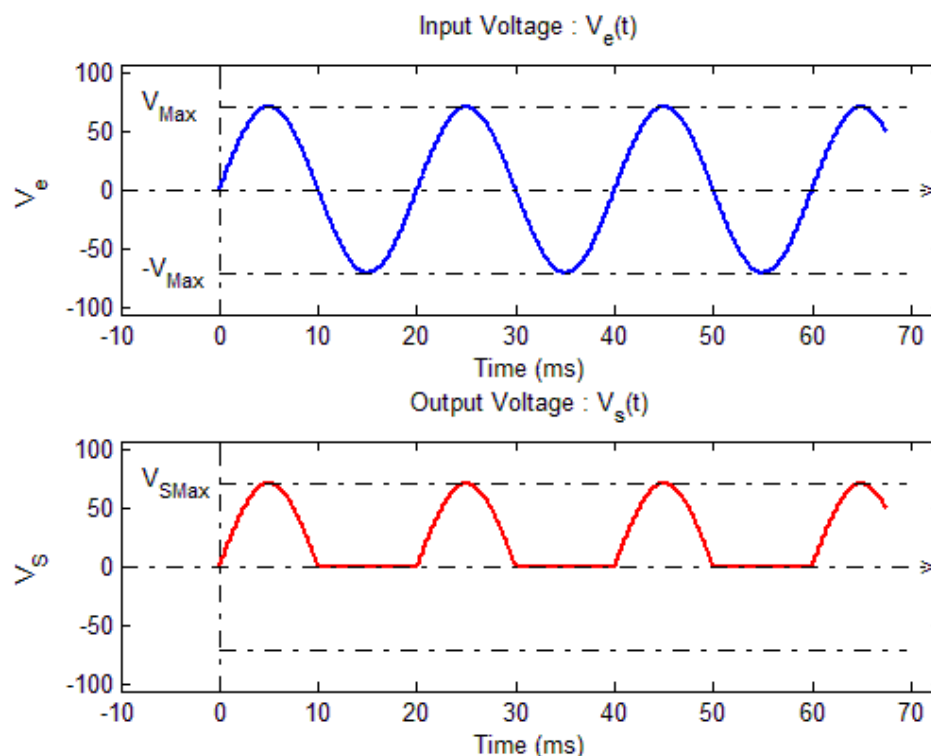


Figure 3S.1

3).

- Avec la **deuxième** approximation de caractéristique $i_D = f(v_D)$ on a :

$V_{DS} = 0.7V$ et $R_s = 0.0\Omega$ avec : V_{DS} : Tension de seuil ; R_s : Résistance série

- La tension **crête** du signal de sortie :

$$V_{p(OUT)} = V_{p(IN)} - V_{DS} = 70.7 - 0.7 = 70.0V$$

- La tension **moyenne** (V_{AV}) du signal de sortie:

$$V_{AV} = \frac{1}{T} \int_0^T v_s(t) dt = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi V_{p(OUT)} \times \sin \theta d\theta = \frac{V_{p(OUT)}}{2\pi} [-\cos \theta]_0^\pi = \frac{V_{p(OUT)}}{\pi}$$

$$V_{AV} = \frac{70}{\pi} = 22.3V$$

- La tension continue (V_{DC}) du signal de sortie est égale à la tension moyenne (V_{AV}) :

$$V_{DC} = V_{AV} = 22.3V$$

4).

- Voir figure 3S.2
- La figure 3S.3 montre la réponse du circuit à un signal d'entrée sinusoïdal de valeur efficace de $5V$ ($V_{Max} = \sqrt{2} \times 5V$)

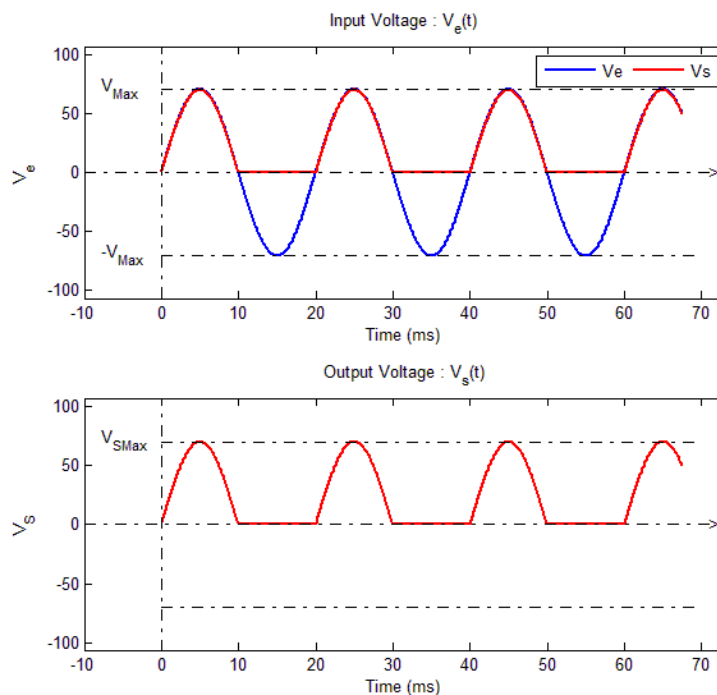


Figure 3S.2 ($V_{Eff} = 50.0V$)

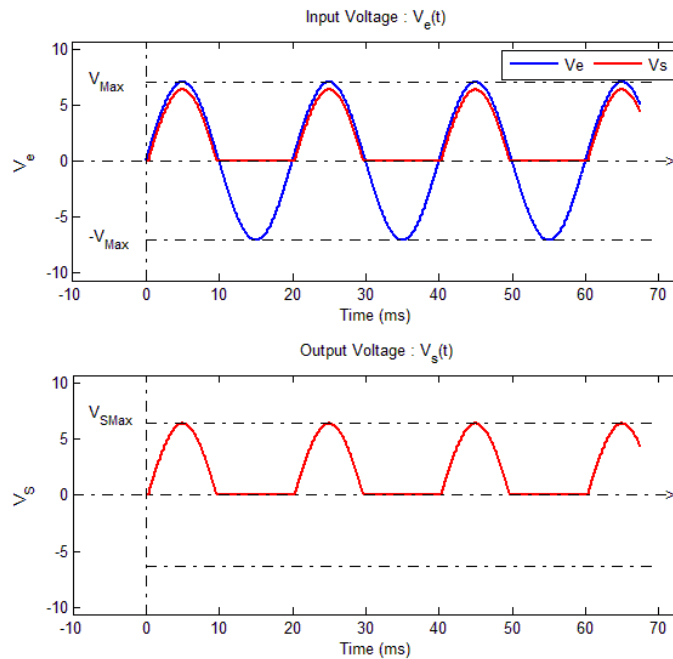


Figure 3S.3 ($V_{Eff} = 5.0V$)

EXERCICE 2

On donne le montage de la figure 3.2 avec $v_e(t) = 10 \sin 100\pi t$.

1. Tracer la forme d'onde de la tension aux bornes de la charge R_L . Les diodes DZ1 et DZ2 sont des diodes au silicium avec $V_{DZ1} = V_{DZ2} = V_Z = 3.3V$ (tension Zener) et $V_{DS1} = V_{DS2} = 0.7V$ (tension de seuil en direct).
2. Déterminer les valeurs de crête du courant de sortie, i_s , si $R_L = 1 k\Omega$.

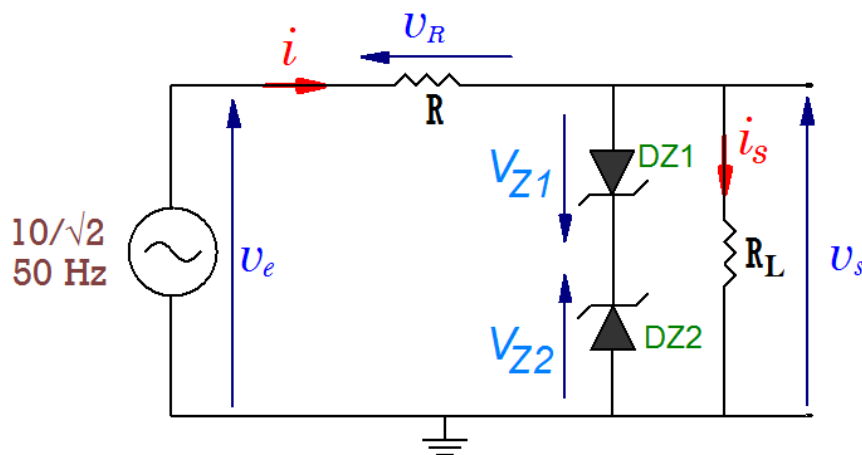


Figure 3.2

SOLUTION

1).

- Pendant l'alternance **positive**, la diode DZ1 est polarisée en sens direct et DZ2 est polarisée en inverse (figure 3S.4). Cependant pour que :

- DZ1 conduit il faut que : $-V_{Z1} \geq V_{DS1} = 0.7V$
- DZ2 conduit il faut que : $V_{Z2} \geq V_Z = 3.3V$
- Mais il faut que les deux diodes DZ1 et DZ2 conduisent en même temps : tant que $v_e < V_{DS1} + V_{Z2}$, les diodes DZ1 et DZ2 restent bloquées et la tension de sortie dans ce cas est :

$$v_s = v_e - v_R ; v_s = \frac{R_L}{R+R_L} v_e ; v_R = \frac{R}{R+R_L} v_e$$

- R est la résistance de la source ; elle doit être la plus faible possible.
- Si $R \ll R_L$ alors : $v_s = \frac{R_L}{R+R_L} v_e = \frac{1}{1+\frac{R}{R_L}} v_e \approx v_e$
- Si $v_e \geq V_{DS1} + V_{Z2}$; les deux diodes DZ1 et DZ2 conduisent (DZ1 en sens direct et DZ2 en sens inverse (Effet Zener) et dans ce cas la tension de sortie est :

$$v_s = V_{DS1} + V_{Z2} = 0.7 + 3.3 = 4.0V$$

- Pendant l'alternance **négative**, la diode DZ2 est polarisée en sens direct et DZ1 est polarisée en inverse. Cependant pour que :

- DZ1 conduit il faut que : $V_{Z1} \geq V_Z = 3.3V$
- DZ2 conduit il faut que : $-V_{Z2} \geq V_{DS2} = 0.7V$
- Mais il faut que les deux diodes DZ1 et DZ2 conduisent en même temps : tant que $v_e > -(V_{DS2} + V_{Z1})$ (puisque $v_e < 0$), les diodes DZ1 et DZ2 restent bloquées et la tension de sortie dans ce cas est :

$$v_s = v_e - v_R ; v_s = \frac{R_L}{R+R_L} v_e ; v_R = \frac{R}{R+R_L} v_e$$

- R est la résistance de la source ; elle doit être la plus faible possible.
- Si $R \ll R_L$ alors : $v_s = \frac{R_L}{R+R_L} v_e = \frac{1}{1+\frac{R}{R_L}} v_e \approx v_e$
- Si $v_e \leq -(V_{DS2} + V_{Z1})$; les deux diodes DZ1 et DZ2 conduisent (DZ1 en sens inverse (Effet Zener) et DZ2 en sens direct et dans ce cas la tension de sortie est :

$$v_s = -(V_{Z1} + V_{DS2}) = -(3.3 + 0.7) = -4.0V$$

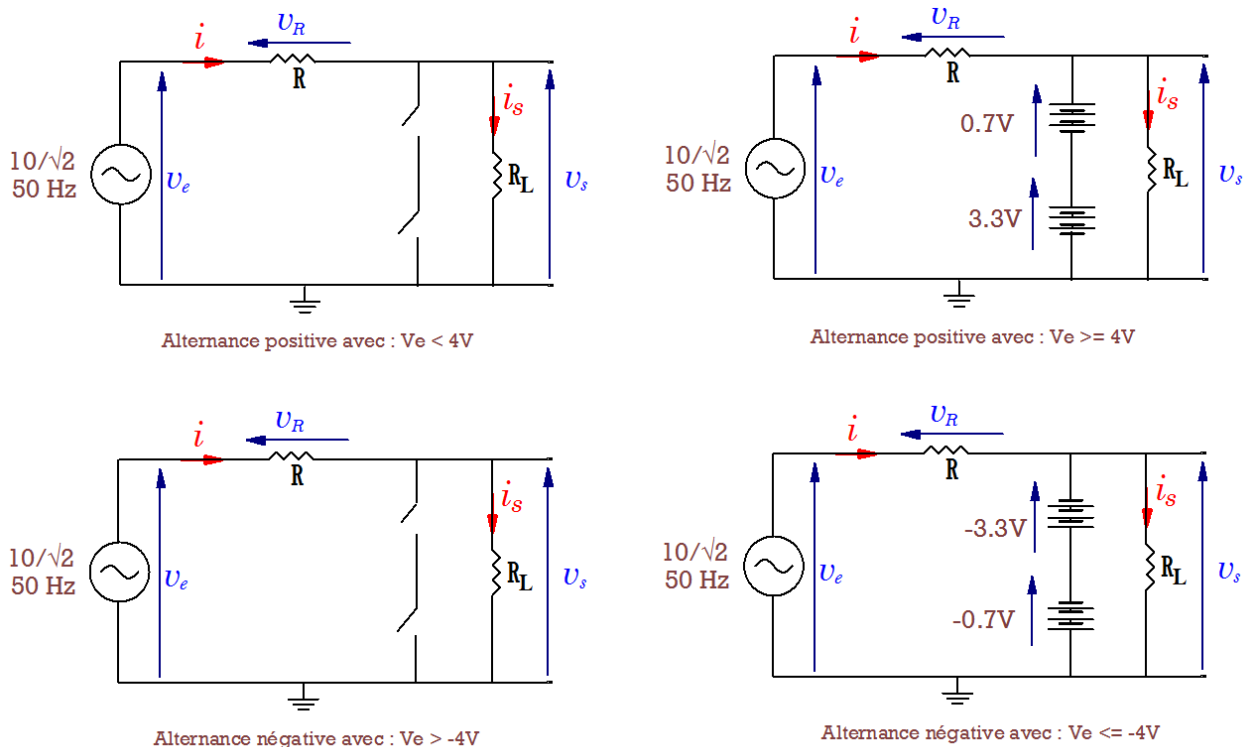


Figure 3S.4

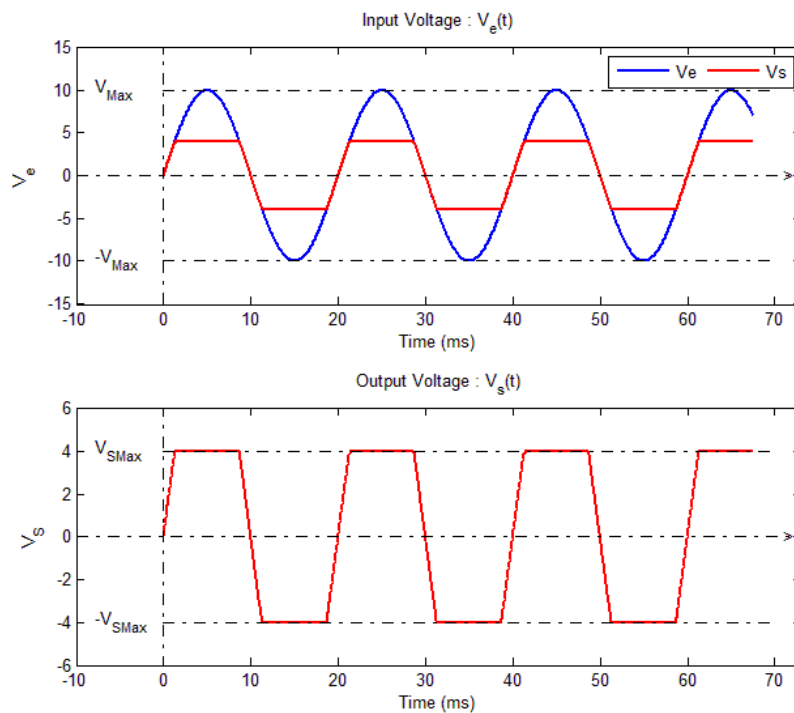


Figure 3S.5 (Cas : $R \ll R_L$)

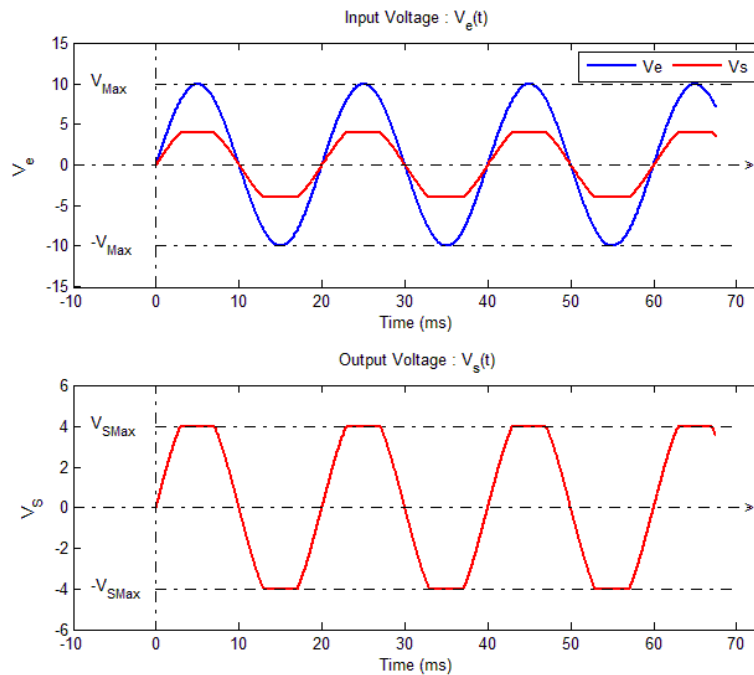


Figure 3S.6 (Cas : $R = R_L$)

2).

- La valeur crête de la tension de sortie est :

$$V_{p(OUT)} = 4V$$

- La valeur crête du courant de sortie est donné par :

$$I_{p(OUT)} = \frac{V_{p(OUT)}}{R_L} = \frac{4}{10^3} = 4mA$$

EXERCICE 3

- Déterminer la forme d'onde de sortie du circuit de la figure 3.3 en adoptant les trois approximations de la caractéristique $i_D = f(v_D)$ de la diode.
- Même question pour le circuit de la figure 3.4.

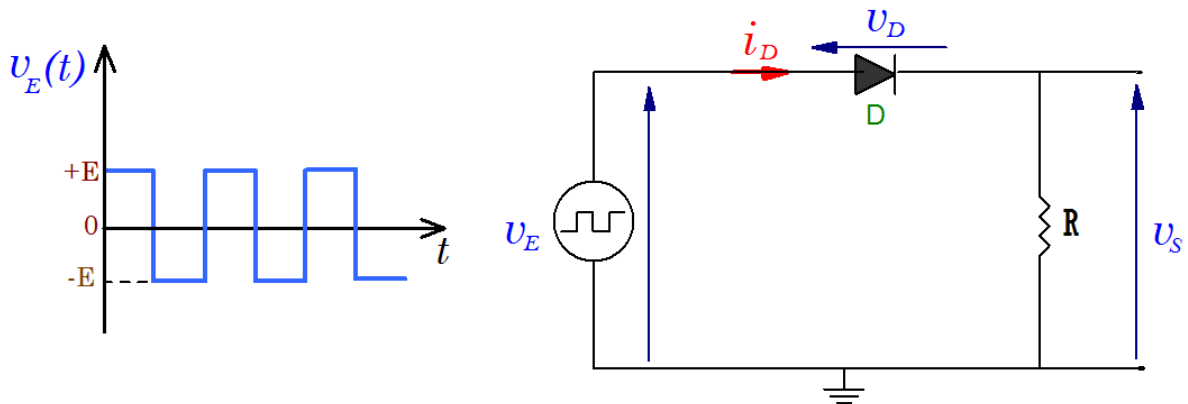


Figure 3.3

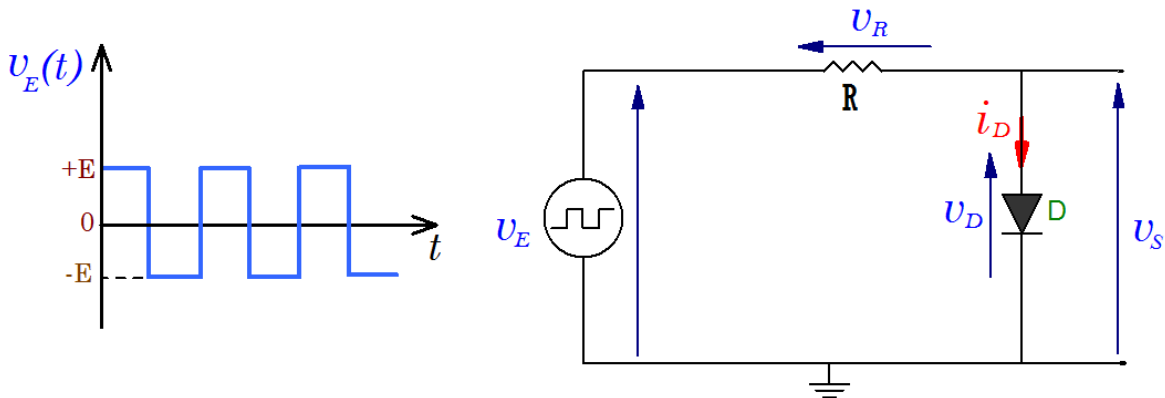


Figure 3.4

SOLUTION

1).

- Avec la **première** approximation de la caractéristique $i_D = f(v_D)$ on a :
 $V_{DS} = 0V$; $R_s = 0\Omega$ (V_{DS} : tension de seuil ; R_s résistance série en direct)
- Pour $0 < t < 10ms = T/2$ (voir figure 3S.7)
 - La diode est polarisée en direct et donc conduit et on a :
 $v_s = v_R = v_e - v_D = v_e$ puisque $v_D = V_{DS} = 0V$
 Avec : $V_{eMax} = E = 10V$ et $V_{sMax} = V_{eMax} = E = 10V$
- Pour $10ms < t < 20ms = T$:
 - La diode est polarisée en inverse et donc bloquée et on a :
 $v_s = v_R = Ri_D = 0V$ puisque $i_D = 0$ (diode bloquée)

- Avec la **deuxième** approximation de la caractéristique $i_D = f(v_D)$ on a :
 $V_{DS} = 0.7V$; $R_s = 0\Omega$ (V_{DS} : tension de seuil ; R_s résistance série en direct)
- Pour $0 < t < 10ms = T/2$ (voir figure 3S.7)
 - La diode est polarisée en direct et donc conduit et on a :
 $v_s = v_R = v_e - v_D = v_e - V_{DS}$ puisque $v_D = V_{DS} = 0.7V$
 Avec : $V_{eMax} = E = 10V$ et $V_{sMax} = V_{eMax} - V_{DS} = E - V_{DS} = 10 - 0.7 = 9.3V$
- Pour $10ms < t < 20ms = T$:
 - La diode est polarisée en inverse et donc bloquée et on a :
 $v_s = v_R = Ri_D = 0V$ puisque $i_D = 0$ (diode bloquée)
- Avec la **troisième** approximation de la caractéristique $i_D = f(v_D)$ on a :
 $V_{DS} = 0.7V$; $R_s \neq 0\Omega$ (V_{DS} : tension de seuil ; R_s résistance série en direct)
- Pour $0 < t < 10ms = T/2$ (voir figure 3S.7)
 - La diode est polarisée en direct et donc conduit et on a :
 $v_s = v_R = v_e - v_D - v_{R_s} = v_e - v_{R_s} - V_{DS}$ puisque $v_D = V_{DS} = 0.7V$
 Or : $v_s = \frac{R}{R+R_s}(v_e - V_{DS})$
 Avec : $V_{eMax} = E = 10V$ et $V_{sMax} = \frac{R}{R+R_s}(V_{eMax} - V_{DS}) = \frac{R}{R+R_s}(E - V_{DS})$
 Pour $R_s = R \rightarrow V_{sMax} = \frac{1}{2}(10 - 0.7) = 4.65V$
 Mais dans la pratique $R_s \ll R \rightarrow V_{sMax} \approx 1 \times (10 - 0.7) = 9.3V$
- Pour $10ms < t < 20ms = T$:
 - La diode est polarisée en inverse et donc bloquée et on a :
 $v_s = v_R = Ri_D = 0V$ puisque $i_D = 0$ (diode bloquée)

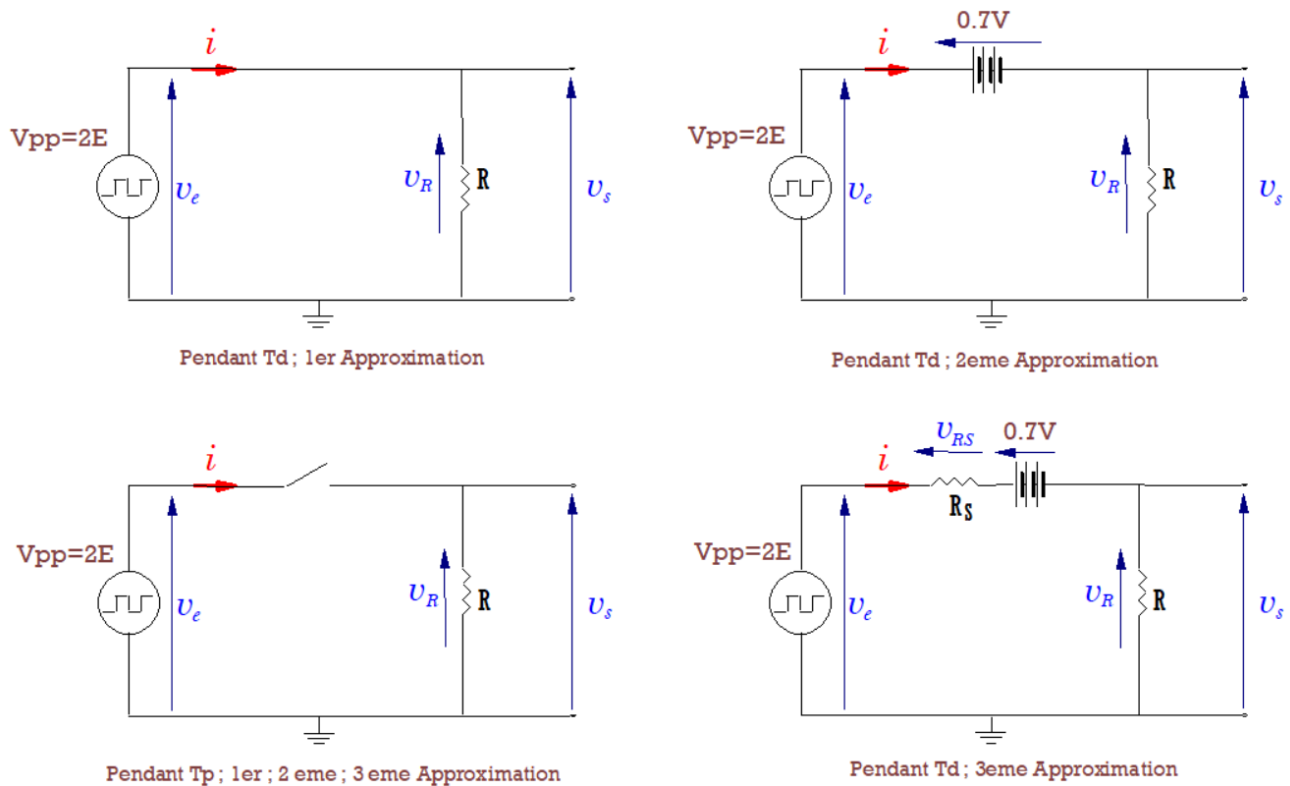


Figure 3S.7

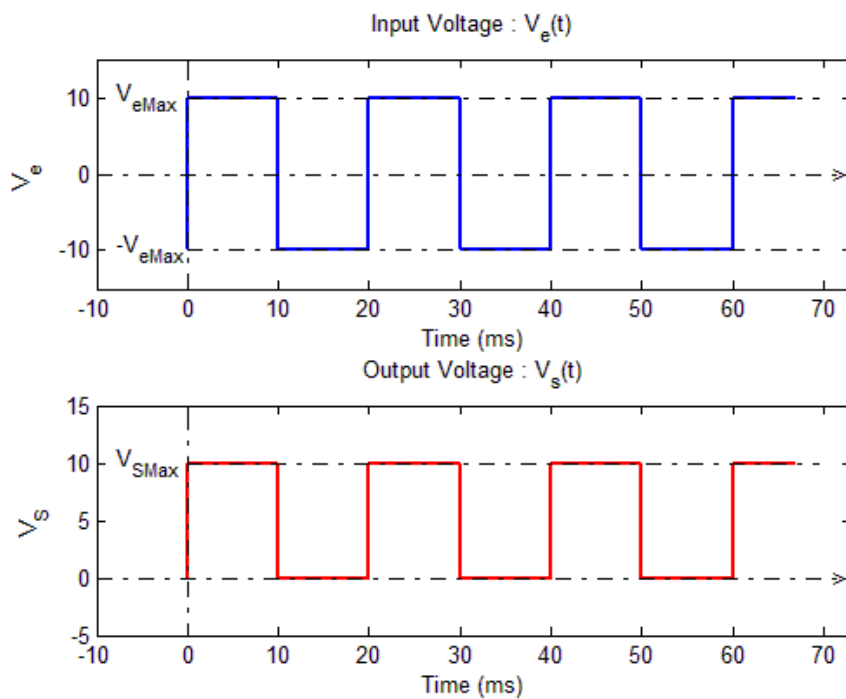


Figure 3S.8

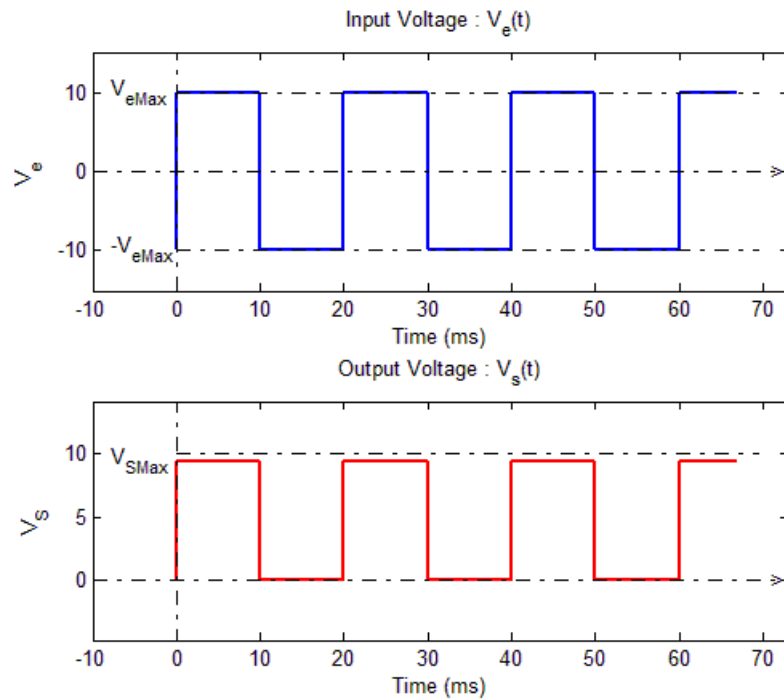


Figure 3S.9

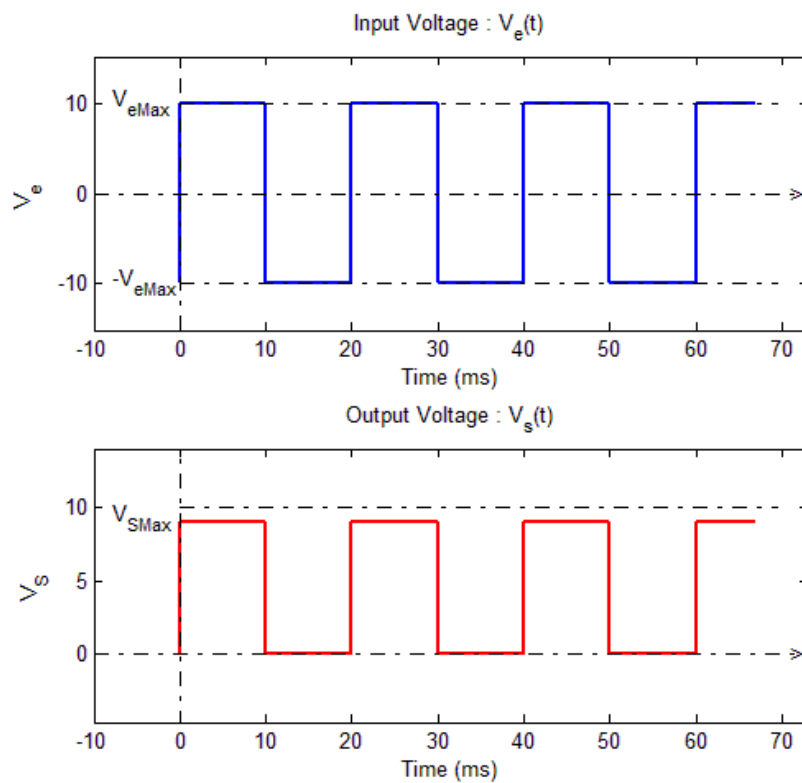


Figure 3S.10

2).

- Avec la **première** approximation de la caractéristique $i_D = f(v_D)$ on a :
 $V_{DS} = 0V$; $R_s = 0\Omega$ (V_{DS} : tension de seuil ; R_s résistance série en direct)
- Pour $0 < t < 10\text{ ms} = T/2$ (voir figure 3S.11)
 - La diode est polarisée en direct et donc conduit et on a :
 $v_s = v_D = V_{DS} = 0V$ puisque $v_D = V_{DS} = 0V$. $V_{SMax} = V_{DS} = 0.0V$
- Pour $10\text{ms} < t < 20\text{ms} = T$:
 - La diode est polarisée en inverse et donc bloquée et on a :
 $v_s = v_e - v_R = v_e$ avec : $v_R = Ri_D = 0V$ puisque $i_D = 0$ (diode bloquée)
 Avec : $V_{eMax} = E = 10V$ et $V_{SMin} = -V_{eMax} = -E = -10V$
- Avec la **deuxième** approximation de la caractéristique $i_D = f(v_D)$ on a :
 $V_{DS} = 0.7V$; $R_s = 0\Omega$ (V_{DS} : tension de seuil ; R_s résistance série en direct)
- Pour $0 < t < 10\text{ ms} = T/2$ (voir figure 3S.11)
 - La diode est polarisée en direct et donc conduit et on a :
 $v_s = v_D = V_{DS} = 0.7V$ puisque $v_D = V_{DS} = 0.7V$. $V_{SMax} = V_{DS} = 0.0V$
- Pour $10\text{ms} < t < 20\text{ms} = T$:
 - La diode est polarisée en inverse et donc bloquée et on a :
 $v_s = v_e - v_R = v_e$ avec : $v_R = Ri_D = 0V$ puisque $i_D = 0$ (diode bloquée)
 Avec : $V_{eMax} = E = 10V$ et $V_{SMin} = -V_{eMax} = -E = -10V$
- Avec la **troisième** approximation de la caractéristique $i_D = f(v_D)$ on a :
 $V_{DS} = 0.7V$; $R_s \neq 0\Omega$ (V_{DS} : tension de seuil ; R_s résistance série en direct)
- Pour $0 < t < 10\text{ ms} = T/2$ (voir figure 3S.11)
 - La diode est polarisée en direct et donc conduit et on a :
 $v_s = v_{R_s} + V_{DS}$ puisque $v_D = V_{DS} = 0.7V$
 Or : $v_{R_s} = \frac{R_s}{R+R_s}(v_e - V_{DS})$
 Avec : $V_{eMax} = E = 10V$ et $V_{R_sMax} = \frac{R_s}{R+R_s}(V_{eMax} - V_{DS}) = \frac{R_s}{R+R_s}(E - V_{DS})$
 D'où : $v_s = v_{R_s} + V_{DS} = \frac{R_s}{R+R_s}(E - V_{DS}) + V_{DS}$
 Pour $R_s = R \rightarrow V_s = \frac{1}{2}(10 - 0.7) + 0.7 = 5.35V$
 Mais dans la pratique $R_s \ll R \rightarrow V_s \approx +V_{DS} = 0.7V$
- Pour $10\text{ms} < t < 20\text{ms} = T$:
 - La diode est polarisée en inverse et donc bloquée et on a :

$v_s = v_e - v_R - v_{RS} = v_e$ avec : $v_R = Ri_D = 0V$ et $v_{RS} = R_S i_D = 0V$ car $i_D = 0$ (diode bloquée)

Avec : $V_{eMax} = E = 10V$ et $V_{SMin} = -V_{eMax} = -E = -10V$

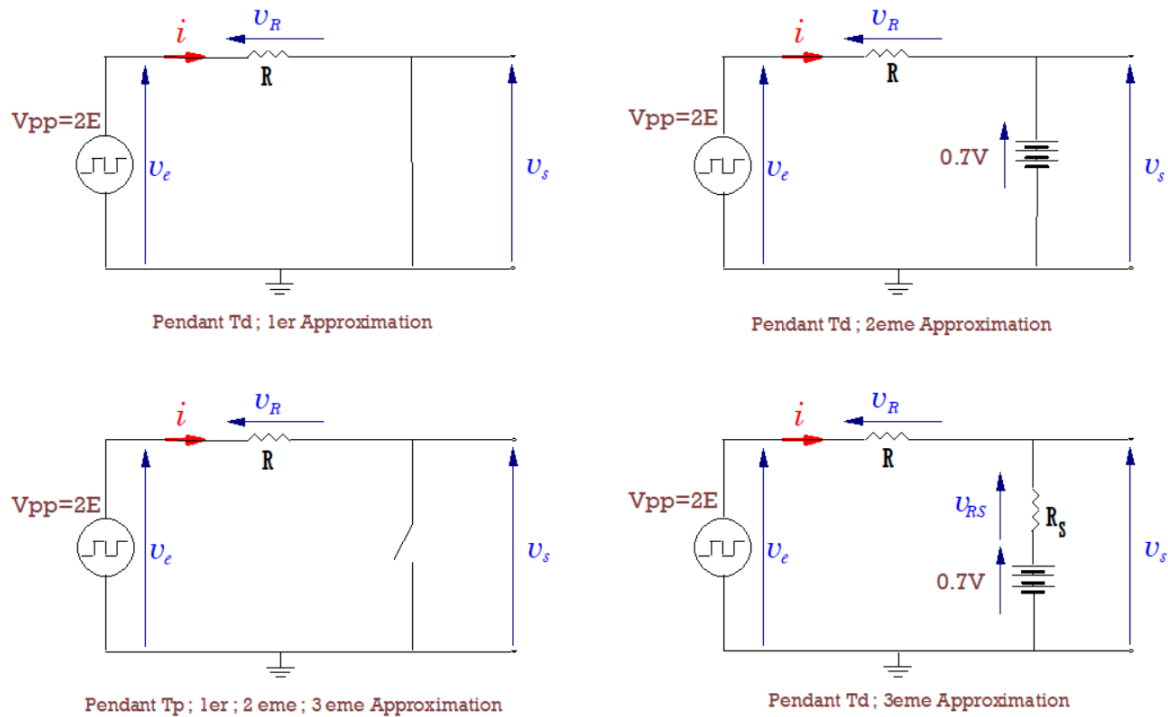


Figure 3S.11

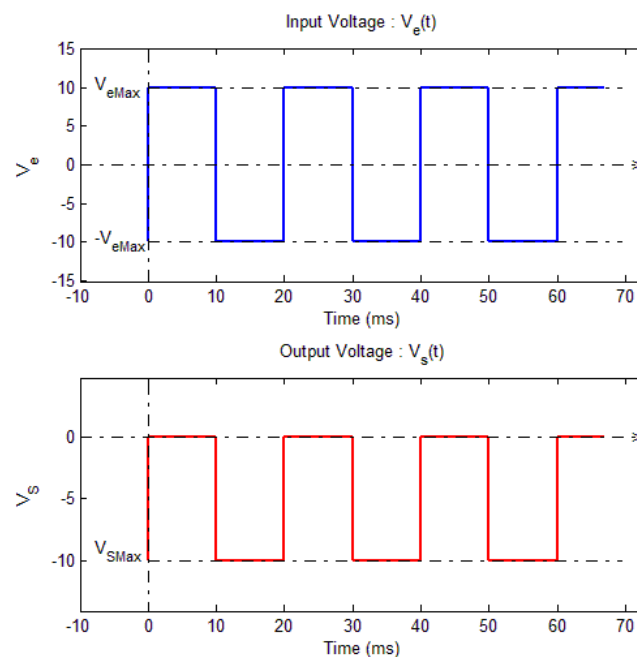


Figure 3S.12

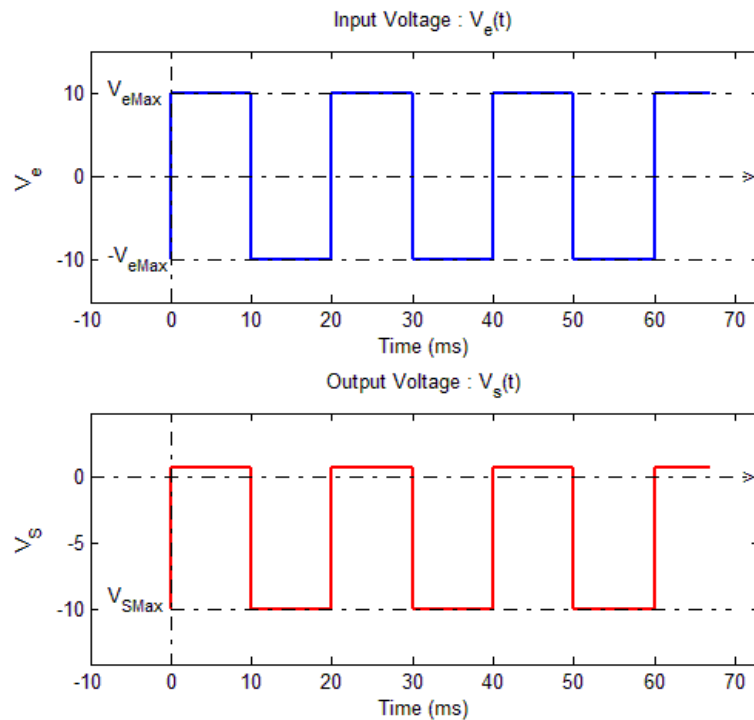


Figure 3S.13

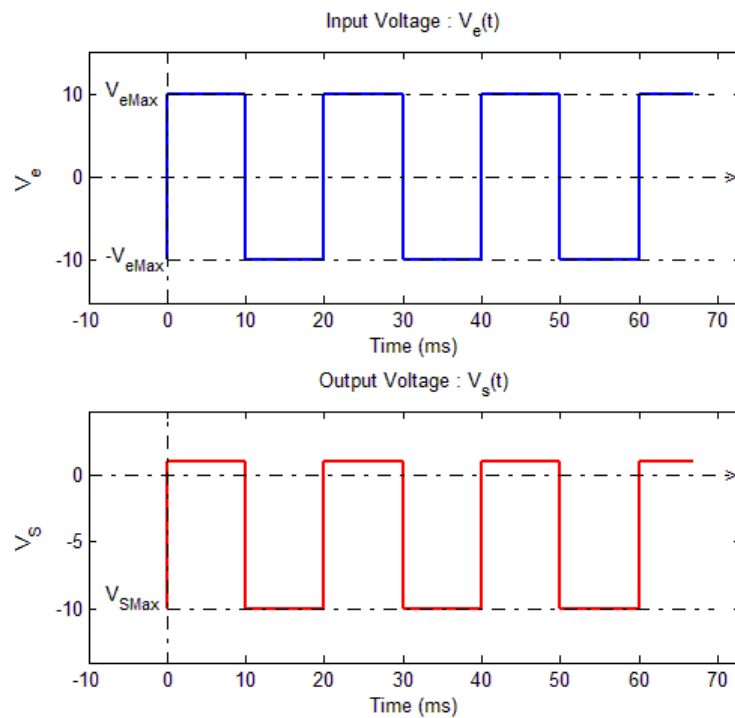


Figure 3S.14

EXERCICE 4

En utilisant la première approximation pour la diode, déterminer la forme d'onde de sortie $v_s(t)$ du circuit de la figure 3.5 pour une onde en entrée triangulaire d'amplitude E crête à crête.

— A.N : $E = 10V$; $U_1 = U_2 = 3V$.

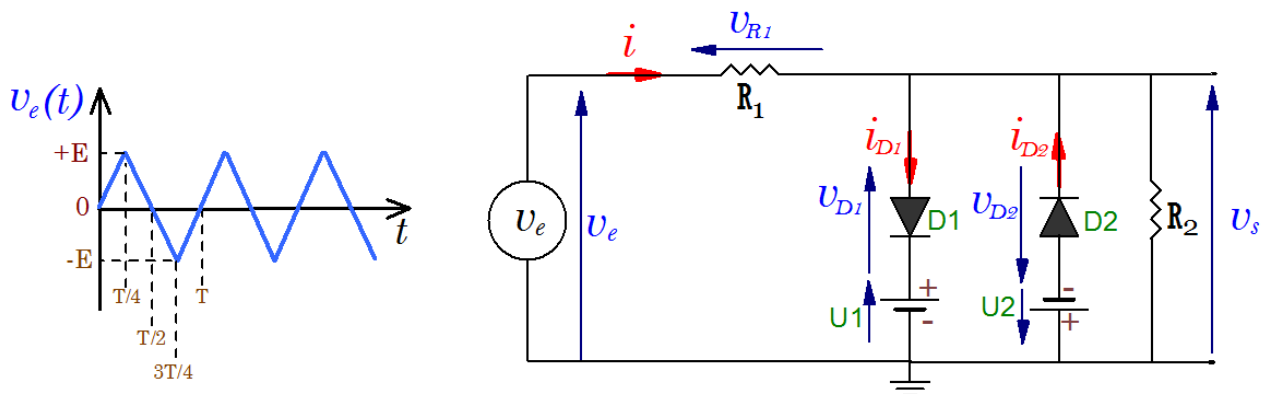


Figure 3.5

SOLUTION

- Avec la **première** approximation de la caractéristique $i_D = f(v_D)$ on a : $V_{DS} = 0.0V$; $R_s = 0\Omega$ (V_{DS} : tension de seuil ; R_s résistance série en direct)
- Pour $0 \leq t < t_1$ ($v_e < U_1$) (voir figure 3S.15)
 - Les deux diodes sont polarisées en **inverse** et donc elles sont **bloquées** et on a :

$$v_s = v_{R_2} \text{ Or : } v_{R_2} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} v_e \text{ ; si } R_1 = R_2 \Rightarrow v_s = v_{R_2} = \frac{1}{2} v_e$$
 Mais dans la pratique $R_1 \ll R_2 \rightarrow v_s \approx v_e$
- Pour $t_1 \leq t < t_2$ ($v_e \geq U_1$) :
 - La diode D_2 est polarisée en **inverse** et donc bloquée.
 - La diode D_1 est polarisée en **direct** et donc conduit et on a :

$$v_s = U_1 + v_{D1} = U_1 + V_{DS} = U_1 \text{ avec : } V_{DS} = 0V$$
- Pour $t_2 \leq t < \frac{T}{2}$ ($v_e < U_1$)
 - Les deux diodes sont polarisées en **inverse** et donc elles sont **bloquées** et on a :

$$v_s = v_{R_2} \text{ Or : } v_{R_2} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} v_e \text{ ; si } R_1 = R_2 \Rightarrow v_s = v_{R_2} = \frac{1}{2} v_e$$

Mais dans la pratique $R_1 \ll R_2 \rightarrow V_S \approx v_e$.

- Pour $\frac{T}{2} \leq t < t_3$ ($v_e > -U_2$ avec : $v_e < 0$)
 - Les deux diodes sont polarisées en **inverse** et donc elles sont **bloquées** et on a :

$$v_s = v_{R_2} \text{ Or : } v_{R_2} = \frac{R_2}{R_1+R_2} v_e ; \text{ si } R_1 = R_2 \Rightarrow v_s = v_{R_2} = \frac{1}{2} v_e$$
 Mais dans la pratique $R_1 \ll R_2 \rightarrow V_S \approx v_e$
- Pour $t_3 \leq t < t_4$ ($v_e < -U_2$ avec : $v_e < 0$) :
 - La diode D_1 est polarisée en **inverse** et donc bloquée.
 - La diode D_2 est polarisée en **direct** et donc conduit et on a :

$$v_s = -U_2 - v_{D2} = -U_2 - V_{DS} = -U_2 \text{ avec : } V_{DS} = 0V$$
- Pour $t_4 \leq t < T$ ($v_e > -U_2$ avec : $v_e < 0$)
 - Les deux diodes sont polarisées en **inverse** et donc elles sont **bloquées** et on a :

$$v_s = v_{R_2} \text{ Or : } v_{R_2} = \frac{R_2}{R_1+R_2} v_e ; \text{ si } R_1 = R_2 \Rightarrow v_s = v_{R_2} = \frac{1}{2} v_e$$
 Mais dans la pratique $R_1 \ll R_2 \rightarrow V_S \approx v_e$

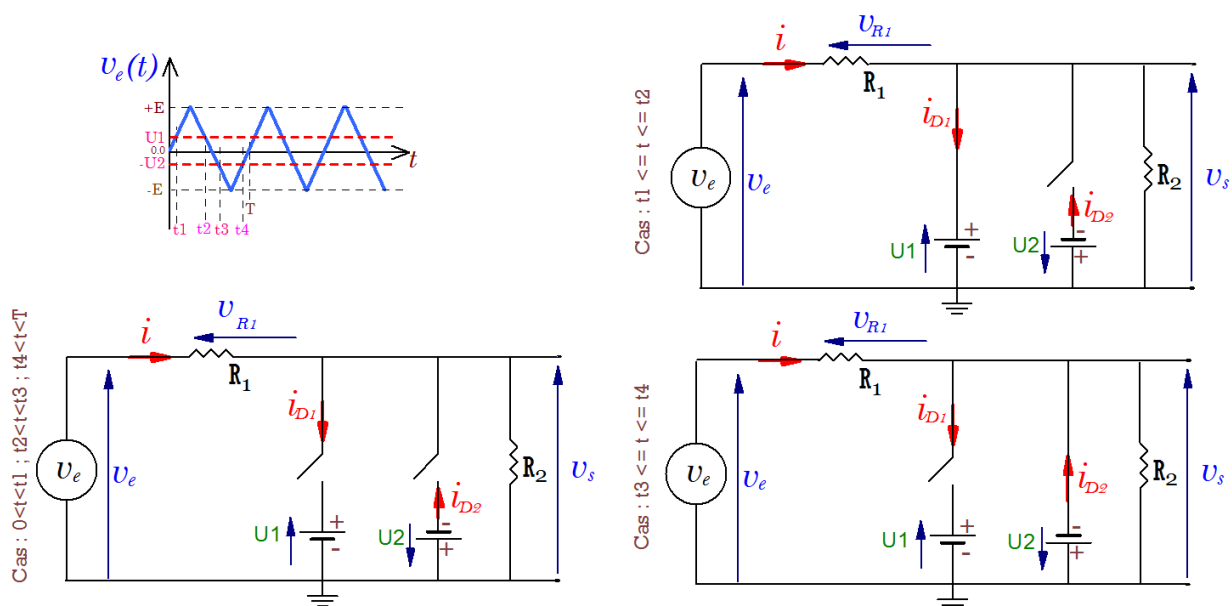


Figure 3S.15

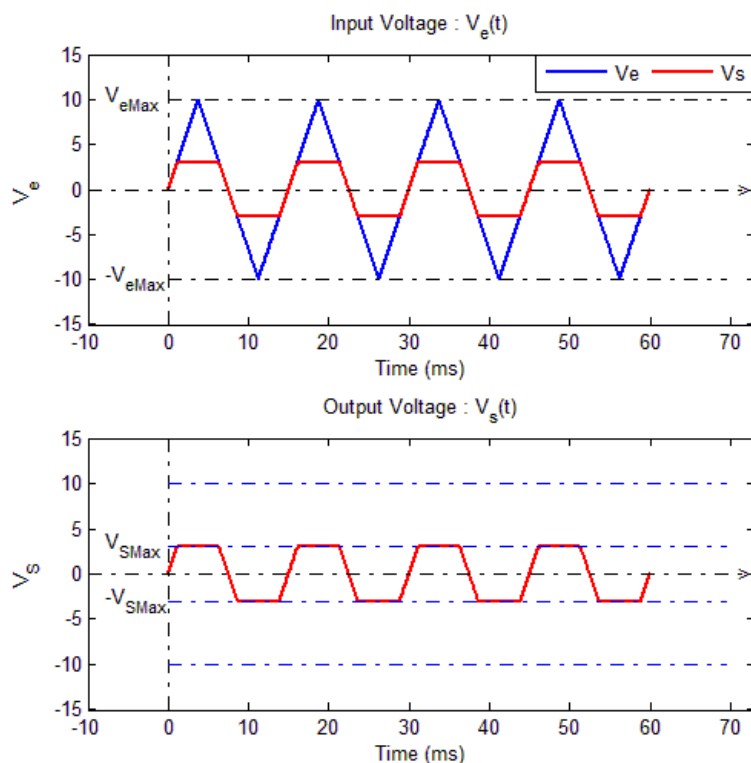


Figure 3S.16 (Cas : $R_1 \ll R_2$)

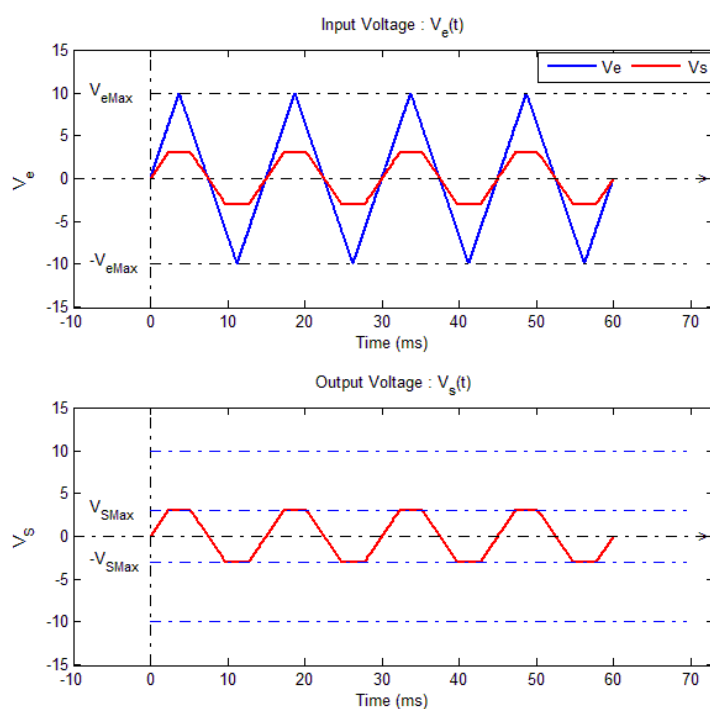


Figure 3S.17 (Cas : $R_1 = R_2$)

EXERCICE 5

Déterminer les formes d'onde de sortie des circuits de la figure 3.6 en adoptant la première approximation de la caractéristique $i_D = f(v_D)$ de la diode.

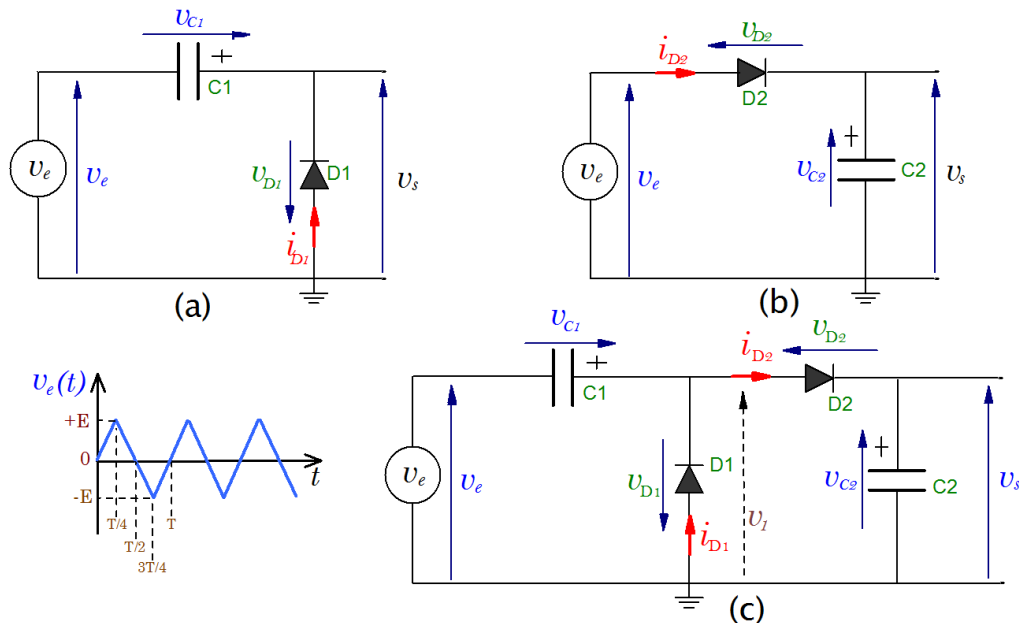


Figure 3.6

SOLUTION

(a).

- Avec la **première** approximation de la caractéristique $i_D = f(v_D)$ on a :
 $V_{DS} = 0.0V$; $R_S = 0\Omega$ (V_{DS} : tension de seuil ; R_S résistance série en direct)
- Pour $0 \leq t < T/2$
 - On suppose que $v_{C1}(0) = 0$
 - La diode est polarisée en sens inverse et donc bloquée et on a :
 $v_s = v_e + v_{C1} \quad \forall t$
 - Par ailleurs, pour $0 \leq t < T/2$, $i_{D1} = 0$ (diode bloquée) le condensateur C1 n'est pas encore chargé ($i_{D1} = 0$) et donc :
 $v_{C1}(0) = v_{C1}(T/2) = 0V$; $v_s = -v_D = v_e + v_{C1} = v_e$ puisque $v_{C1} = 0$
- Pour $T/2 \leq t < 3T/4$
 - la diode est polarisée en sens direct et donc conduit ; le condensateur se charge et on a :
 $v_s = -v_D = -V_{DS} = 0$
 - À $t = 3T/4$, le condensateur est chargé et : $v_{C1}\left(\frac{3T}{4}\right) = E$

- $\dot{\lambda} = \left(\frac{3T}{4}\right) + \varepsilon$, $v_e = -E + \varepsilon$; $v_{C1} = E$
 or $v_{D1} = -(v_e + v_{C1}) = -(-E + \varepsilon + E) = -\varepsilon < 0$ et donc la diode se **bloque**
 et $v_s = v_e + v_{C1} = -E + \varepsilon + E = \varepsilon$
- À $t = T$, $v_e = 0 \rightarrow v_s = v_e + v_{C1} = 0 + E = E$
- À $t = \frac{5T}{4}$, $v_e = E \rightarrow v_s = v_e + v_{C1} = E + E = 2E$
- À $t = \frac{3T}{2}$, $v_e = 0 \rightarrow v_s = v_e + v_{C1} = 0 + E = E$
- À $t = \frac{7T}{4}$, $v_e = -E \rightarrow v_s = v_e + v_{C1} = -E + E = 0$
- D'où le graphe de la figure 5S.18

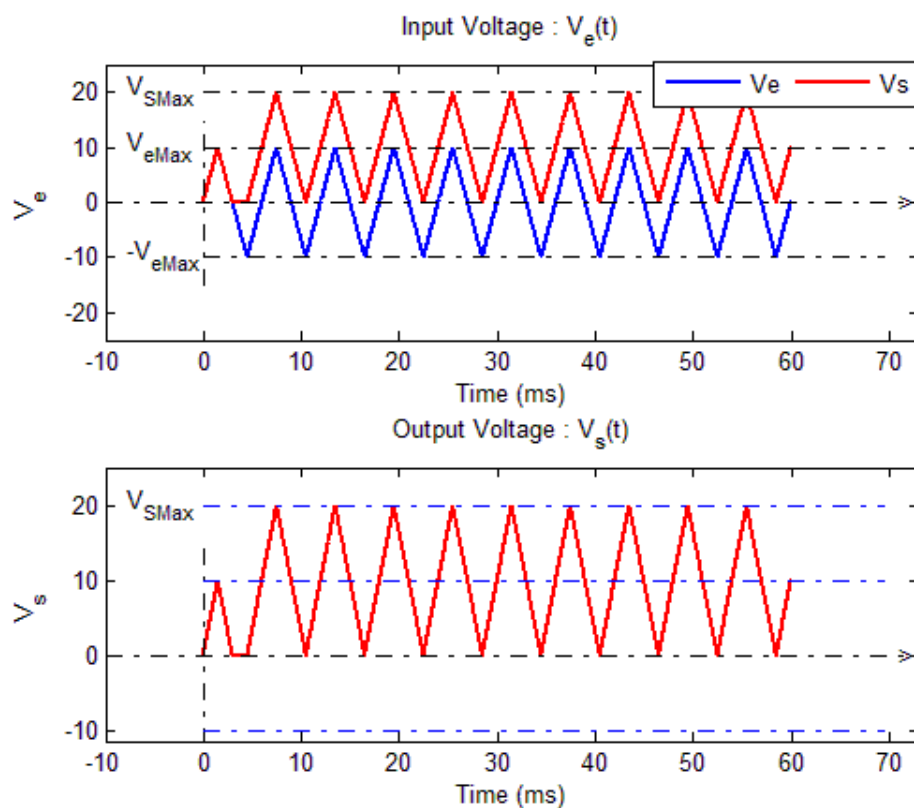


Figure 3S.18

(b).

- Pour $0 \leq t < T/4$
 - la diode D2 est polarisée en sens direct et donc conduit ; le condensateur se charge et on a :
 $v_s = v_{C2} = v_e - v_{D2} = v_e - V_{DS} = v_e$ puisque $V_{DS} = 0V$
 - À $t = T/4$, le condensateur est chargé et : $v_{C2}(T/4) = E$
 - À $t = \left(\frac{T}{4}\right) + \varepsilon$, $v_e = E - \varepsilon$; $v_{C2} = E$
 or $v_{D2} = v_e - v_{C2} = E - \varepsilon - E = -\varepsilon < 0$ et donc la diode se **bloque** et $v_s = v_{C2} = E$
 - À $t \geq T/4$, la diode est toujours polarisée en sens inverse et demeure bloquée d'où le graphe de la figure 5S.19

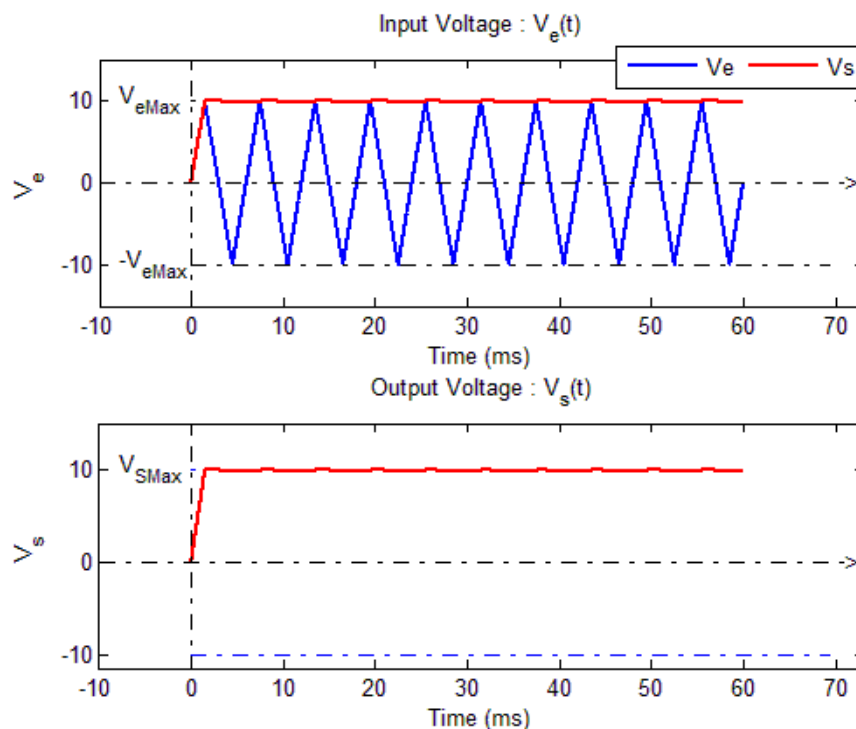


Figure 3S.19

(c).

- Le circuit de la figure 3.6c est la mise en cascade des circuits de la figure 3.6a et 3.6b
- Sur la figure 3S.20, la tension v_1 représente la sortie du circuit de la figure 3.6a (**restaurateur de composante continue positive**) est appliquée à l'entrée du détecteur de crête (circuit de la figure 3.6b) ce qui nous donne un circuit détecteur de crête à crête.

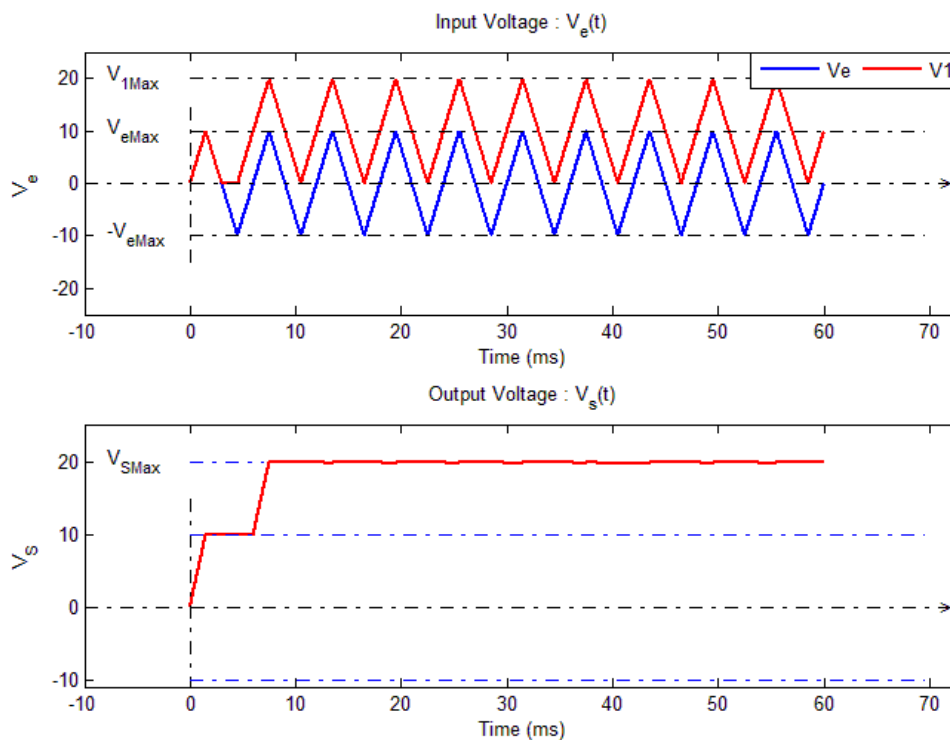


Figure 3S.20

EXERCICE 6

Déterminer les formes d'onde de sortie des circuits de la figure 3.7. L'amplificateur opérationnel et le transistor sont supposés idéals.

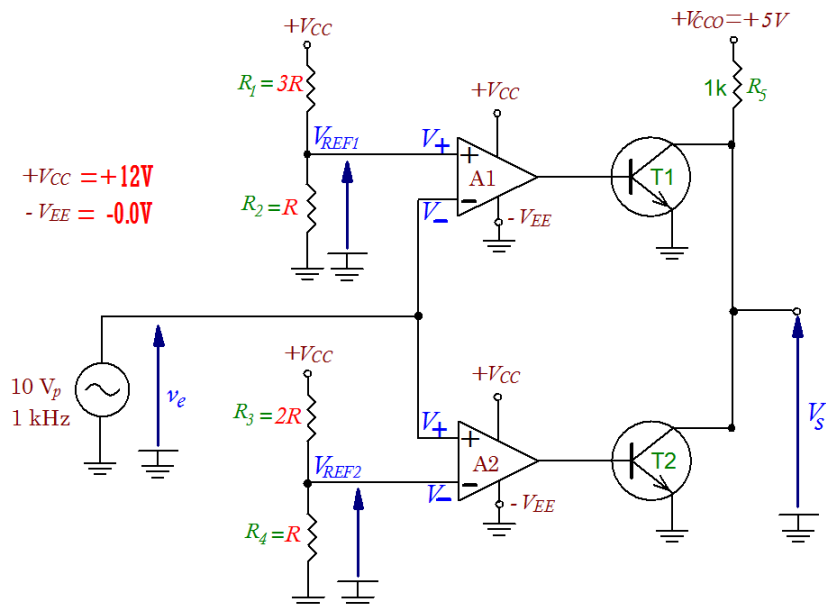


Figure 3.7

SOLUTION

- $V_{REF1} = \frac{R_2}{R_1+R_2} V_{CC} = \frac{R}{3R+R} V_{CC} = \frac{1}{4} \times 12 = 3V$; $V_+ = V_{REF1}$; $V_- = v_e$; $V_{REF1} = LTP = 3V$
- $V_{REF2} = \frac{R_4}{R_3+R_4} V_{CC} = \frac{R}{2R+R} V_{CC} = \frac{1}{3} \times 12 = 4V$; $V_+ = v_e$; $V_- = V_{REF2}$; $V_{REF2} = UTP = 4V$
- Si $v_e < V_{REF1} = 3V = LTP < V_{REF2} = 4V = UTP$ alors :
 - l'amplificateur opérationnel A1 est en saturation **positive** et on a :
 - ✓ $V_{OUT(A1)} = +V_{CC}$ puisque : $V_+ = V_{REF1} = LTP > V_- = v_e$
 - le transistor T1 est **saturé** et sa sortie est :
 - ✓ $V_{OUT(T1)} = V_{CES} = 0V$
 - l'amplificateur opérationnel A2 est en saturation **negative** et on a :
 - ✓ $V_{OUT(A2)} = -V_{EE} = 0V$ puisque : $V_- = V_{REF2} = UTP > V_+ = v_e$
 - le transistor T2 est **bloqué** et sa sortie est :
 - ✓ $V_{OUT(T2)} = +V_{CE1} = V_{CES} = 0V$
 - $\Rightarrow V_S = V_{OUT(T2)} = V_{CE1} = V_{CES} = 0V$

- Si $v_e > V_{REF2} = 4V = UTP > V_{REF1} = 3V = LTP$ alors :
 - l'amplificateur opérationnel A2 est en saturation **positive** et on a :
 - ✓ $V_{OUT(A2)} = +V_{CC}$ puisque : $V_- = V_{REF2} = UTP < V_+ = v_e$
 - le transistor T2 est **saturé** et sa sortie est :
 - ✓ $V_{OUT(T2)} = +V_{CE2} = V_{CES} = 0V$
 - l'amplificateur opérationnel A1 est en saturation **négative** et on a :
 - ✓ $V_{OUT(A1)} = -V_{EE} = 0V$ puisque : $V_+ = V_{REF1} = LTP < V_- = v_e$
 - le transistor T1 est **bloqué** et sa sortie est :
 - ✓ $V_{OUT(T1)} = V_{CE2} = V_{CES} = 0V$
 - $\Rightarrow V_S = V_{OUT(T2)} = V_{CE2} = V_{CES} = 0V$
- Si $V_{REF1} = 3V = LTP < v_e < V_{REF2} = 4V = UTP$ alors :
 - l'amplificateur opérationnel A2 est en saturation **négative** et on a :
 - ✓ $V_{OUT(A2)} = -V_{EE}$ puisque : $V_- = V_{REF2} = UTP > V_+ = v_e$
 - le transistor T2 est **bloqué** et sa sortie est :
 - ✓ $V_{OUT(T2)} = +V_{CE2} = V_{CCO} = 5V$
 - l'amplificateur opérationnel A1 est en saturation **négative** et on a :
 - ✓ $V_{OUT(A1)} = -V_{EE} = 0V$ puisque : $V_+ = V_{REF1} = LTP < V_- = v_e$
 - le transistor T1 est **bloqué** et sa sortie est :
 - ✓ $V_{OUT(T1)} = V_{CE2} = V_{CCO} = 5V$
 - $\Rightarrow V_S = V_{OUT(T2)} = V_{CE2} = V_{CCO} = 5V$
- La figure 3S.21 représente la forme d'onde de sortie du circuit
- La figure 3S.22 représente la réponse de la tension de sortie à une entrée sinusoïdale d'amplitude crête 10V.
- Ce circuit est un comparateur à **fenêtre non inverseur** puisque la sortie est au niveau **haut** uniquement lorsque la tension d'entrée est comprise entre LTP et UTP .

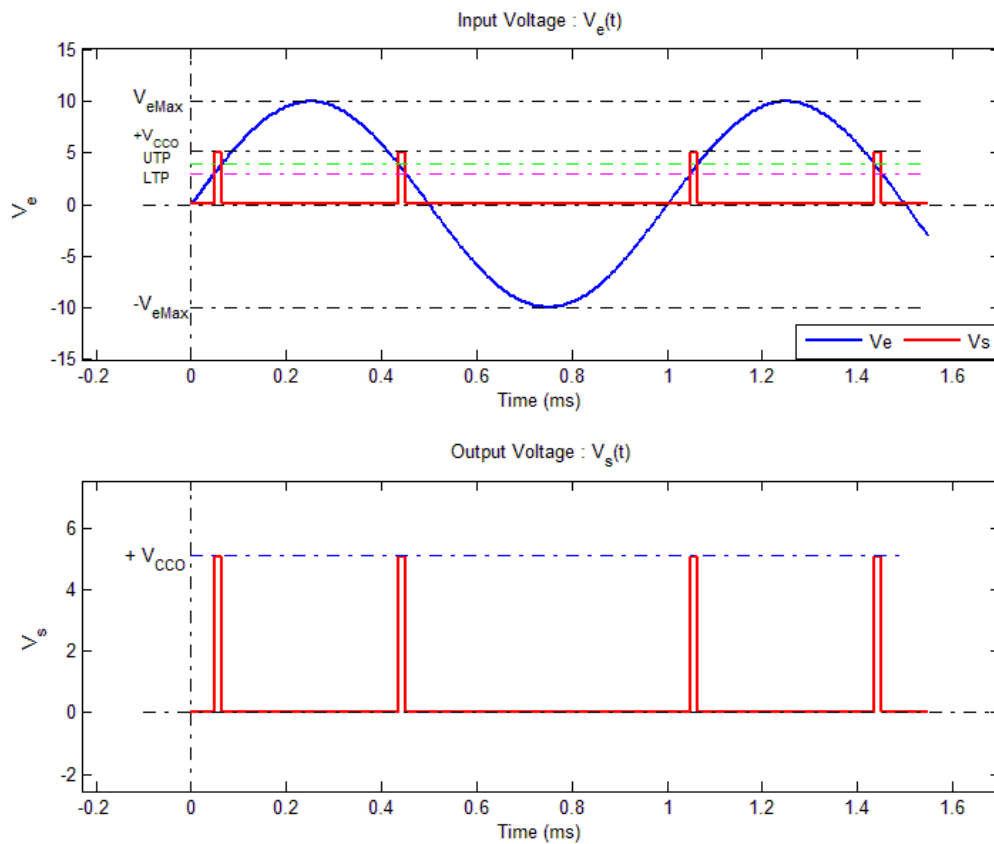


Figure 3S.21

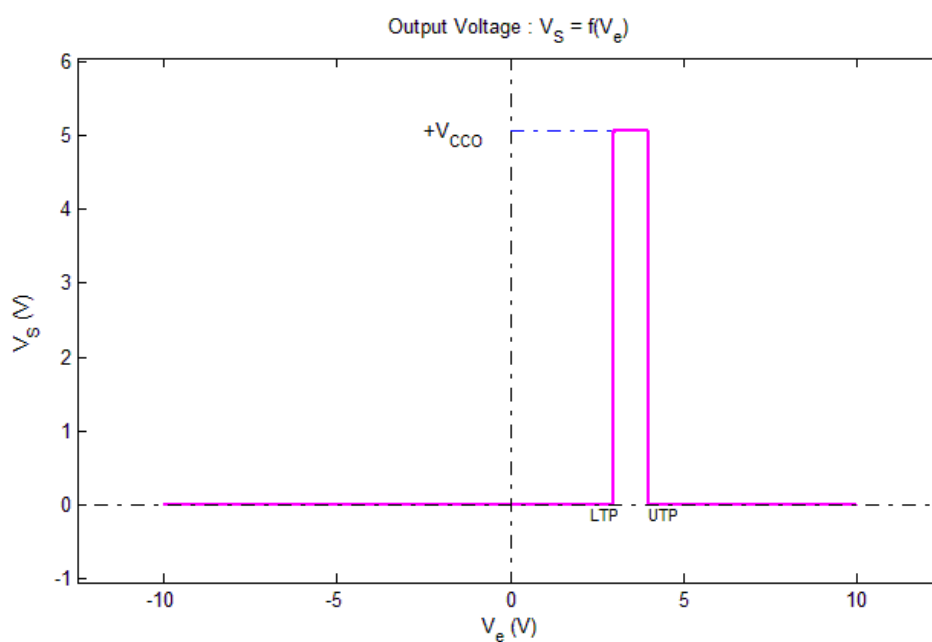


Figure 3S.22

EXERCICE 7

Déterminer les formes d'onde de sortie des circuits de la figure 3.8. L'amplificateur opérationnel et les diodes sont supposés idéals.

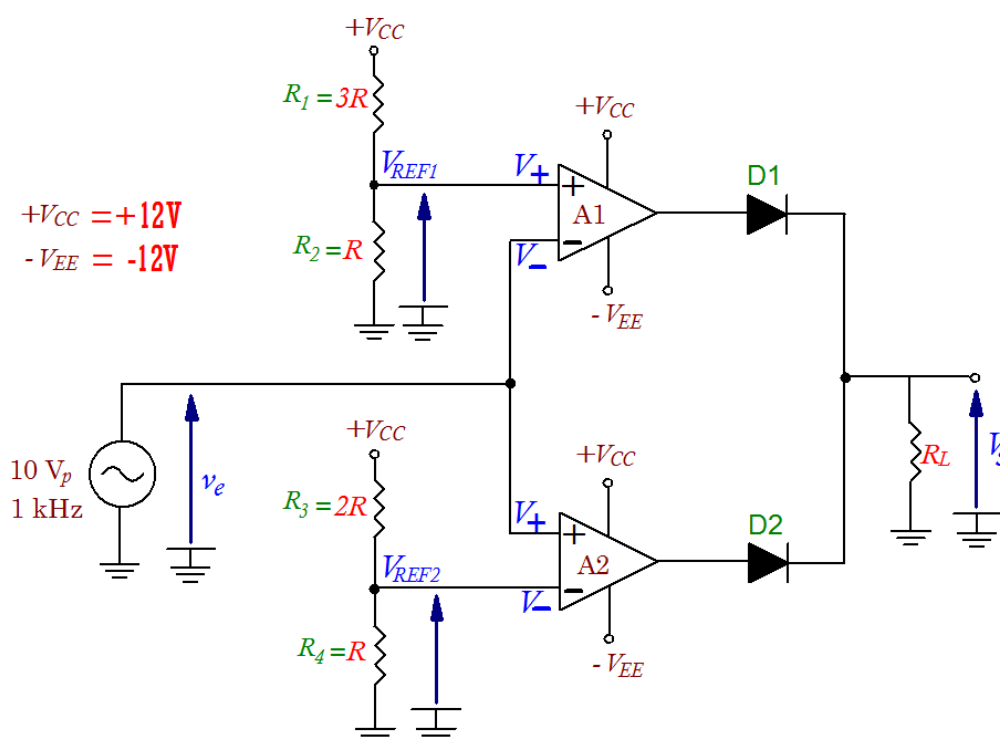


Figure 3.8

SOLUTION

- $V_{REF1} = \frac{R_2}{R_1+R_2} V_{CC} = \frac{R}{3R+R} V_{CC} = \frac{1}{4} \times 12 = 3V$; $V_+ = V_{REF1}$; $V_- = v_e$; $V_{REF1} = LTP = 3V$
- $V_{REF2} = \frac{R_4}{R_3+R_4} V_{CC} = \frac{R}{2R+R} V_{CC} = \frac{1}{3} \times 12 = 4V$; $V_+ = v_e$; $V_- = V_{REF2}$; $V_{REF2} = UTP = 4V$
- Si $v_e < V_{REF1} = 3V = LTP < V_{REF2} = 4V = UTP$ alors :
 - l'amplificateur opérationnel A1 est en saturation **positive** et on a :
 - ✓ $V_{OUT(A1)} = +V_{CC}$ puisque : $V_+ = V_{REF1} = LTP > V_- = v_e$
 - ✓ La diode D1 est alors polarisée en **direct** et donc conduit
 - ✓ La tension de sortie est : $V_s = V_{OUT(A1)} = +V_{sat} = +V_{CC} = 12V$

- l'amplificateur opérationnel $A2$ est en saturation **négative** et on a :
 - ✓ $V_{OUT(A2)} = -V_{EE} = -12V$ puisque : $V_- = V_{REF2} = UTP > V_+ = v_e$
 - ✓ La diode $D2$ est donc polarisée en **inverse** et donc bloquée
- Si $v_e > V_{REF2} = 4V = UTP > V_{REF1} = 3V = LTP$ alors :
 - l'amplificateur opérationnel $A2$ est en saturation **positive** et on a :
 - ✓ $V_{OUT(A2)} = +V_{CC}$ puisque : $V_+ = V_{REF1} = UTP > V_- = v_e$
 - ✓ La diode $D2$ est alors polarisée en **direct** et donc conduit
 - ✓ La tension de sortie est : $V_s = V_{OUT(A2)} = +V_{sat} = +V_{CC} = 12V$
 - l'amplificateur opérationnel $A1$ est en saturation **négative** et on a :
 - ✓ $V_{OUT(A1)} = -V_{EE} = -12V$ puisque : $V_- = V_{REF1} = LTP > V_+ = v_e$
 - ✓ La diode $D1$ est donc polarisée en **inverse** et donc bloquée
- Si $V_{REF1} = 3V = LTP < v_e < V_{REF2} = 4V = UTP$ alors :
 - l'amplificateur opérationnel $A1$ est en saturation **négative** et on a :
 - ✓ $V_{OUT(A1)} = -V_{EE} = -12V$ puisque : $V_- = V_{REF1} = LTP > V_+ = v_e$
 - ✓ La diode $D1$ est donc polarisée en **inverse** et donc bloquée
 - l'amplificateur opérationnel $A2$ est en saturation **négative** et on a :
 - ✓ $V_{OUT(A2)} = -V_{EE} = -12V$ puisque : $V_- = V_{REF2} = UTP > V_+ = v_e$
 - ✓ La diode $D2$ est donc polarisée en **inverse** et donc bloquée
 - Dans ce cas les deux diodes sont bloquées et aucun courant ne circule à travers la charge R_L et on a :
 - ✓ La tension de sortie est : $V_s = R_L I_{OUT} = 0$ puisque $I_{OUT} = 0A$ (les deux diodes sont polarisées en sens inverse)
- La figure 3S.23 représente la forme d'onde de sortie du circuit
- La figure 3S.24 représente la réponse de la tension de sortie à une entrée sinusoïdale d'amplitude crête $10V$.
- Ce circuit est un comparateur à **fenêtre inverseur** puisque la sortie est au niveau **bas** lorsque la tension d'entrée est comprise entre LTP et UTP .

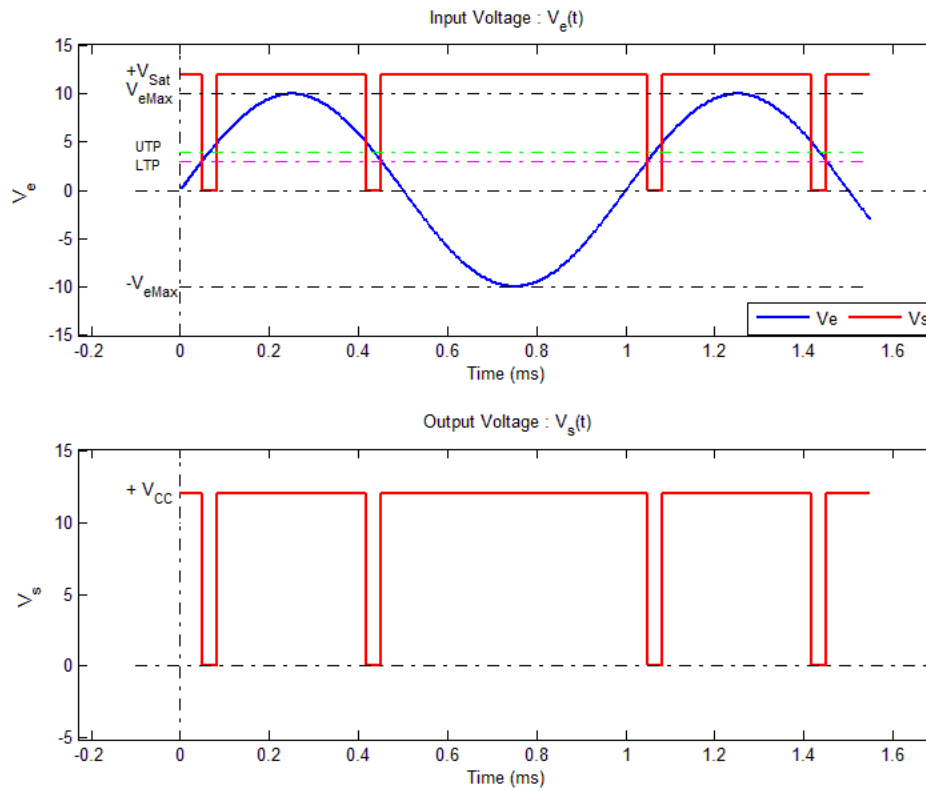


Figure 3S.23

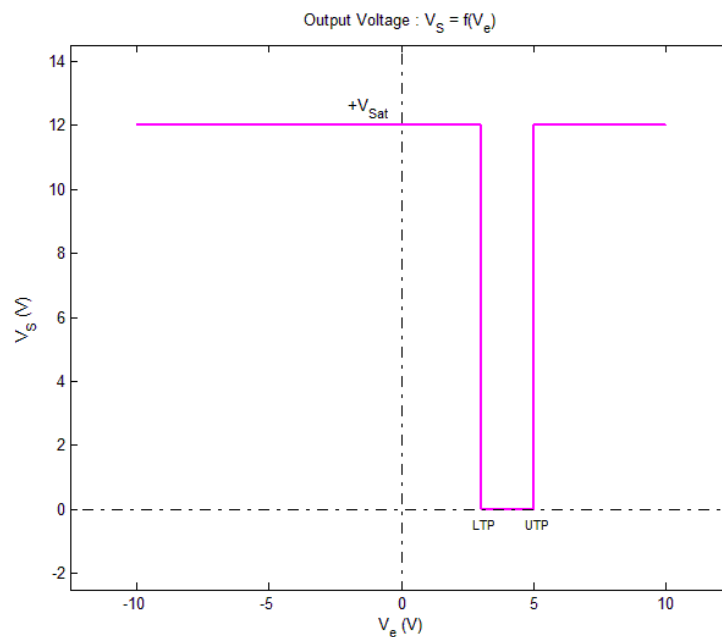


Figure 3S.24