IV.DIO - REDRESSEMENT PAR DIODES D'UN SIGNAL TRIANGULAIRE

Diode idéale / Redressement

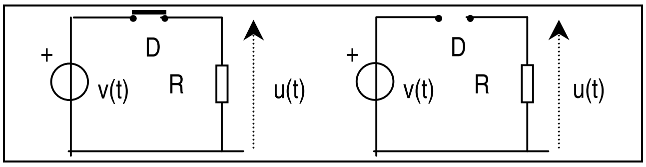
Modèle de la diode idéale

Redressement sur charge capacitive / Equation différentielle

Taux d'ondulation

1. Préliminaire

1) $0<t<T/2$	$v(t) = E-E(4t/T) = E(1-4t/T)$	$v'(t) = -4E/T$
$T/2<t<T$	$v(t) = -E+4E(t-T/2)/T = E(-3+4t/T)$	$v'(t) = +4E/T$



2. Redresseur

1) $0<t<T/2$: Diode = court circuit → $u(t) = v(t)$
$T/2<t<T$: Diode = circuit ouvert → $u(t) = 0$

2) I_D est maximum lorsque u est maximum, c'est-à-dire $u(0) = E$; $I_{Dmax} = E/R = 50$ mA

3. Filtrage

1) On réalise un filtrage de la tension u par adjonction d'une capacité « réservoir ».

2) $u(t) = E\exp[-t/(RC)]$ (décroissance exponentielle de constante de temps RC, jusqu'à t_0)

3) $u(t) \approx E[1-t/(RC)]$ jusqu'à t_0

déblocage de la diode lorsque $u(t_0) = v(t_0)$, soit $E[1-t_0/(RC)] = E[-3+4t_0/T]$

$t_0 = T/[1+T/(4RC)] = 4RCT/(4RC+T)$

Pour $RC = 10T/4$, $t_0 = 10T/11$

4) $u(t_0) = E[1-t_0/(RC)] = E[1-4T/(RC+4T)]$

$\Delta U/U = 4T/(4T+RC)$

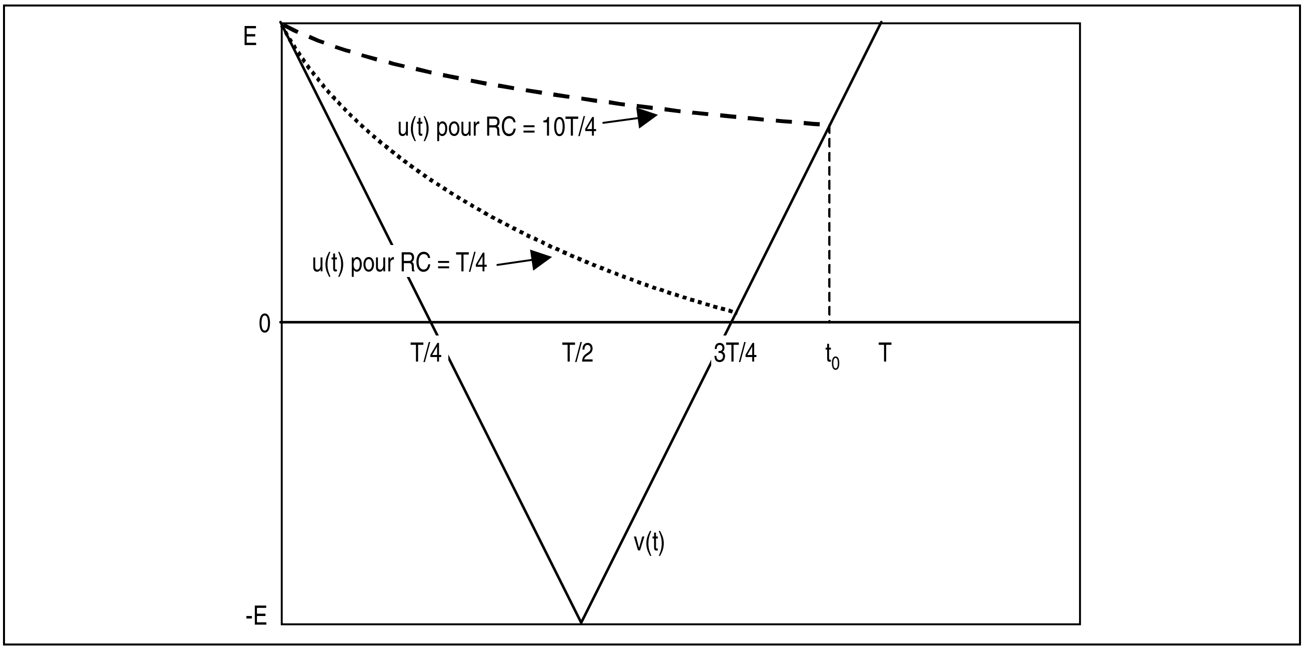
$\Delta U/U<0.1$ → $C>39T/4R \approx 195\ \mu F$ (V.N. : 220 µF)

Redresseur double alternance, par exemple pont de diodes.

5) $i_D = i_R+i_C = u(t)/R+Cdu/dt = E(-3+4t/T)/R+C4E/T$ (pour $t_0<t<T$)

$i_{Dmax} = E/R(1+4RC/T)$ pour $t = T$

A.N. : $i_{Dmax} = 550$ mA (11 fois celui sans filtrage capacitif)



V.DIO - POMPE A DIODES

Association diodes / capacités

Modèles linéarisés par morceaux des diodes en grands signaux

Lois physiques de base sur les capacités.

1. Transfert de charge

1) $Q_0 = Q_A+Q_B = C_AV_{A0}+C_BV_{B0}$

2) K fermé => $V_A = V_B$; $Q = C_AV_A+C_BV_B = (C_A+C_B)V_B$

3) La charge se conserve : $Q = Q_0$

$$V_B = \frac{C_A}{C_A+C_B}V_{A0} + \frac{C_B}{C_A+C_B}V_{B0} = kV_{A0} + (1-k)V_{B0} \text{ avec } k = C_A/(C_A+C_B)$$

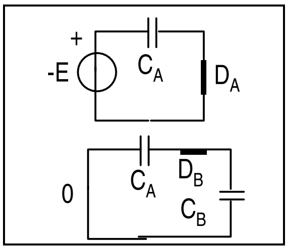
$\Delta V_B = kV_{A0}+(1-k)V_{B0} = k(V_{A0}-V_{B0})$

4) Energie stockée initiale : $E_0 = E_{A0}+E_{B0} = ½(C_AV_{A0}^2+C_BV_{B0}^2) = ½C_BV_{B0}^2$

Energie stockée finale : $E = ½(C_A+C_B)V_B = ½(C_A+C_B)V_{B0}+k(V_{A0}-V_{B0}) = ½(1-k)(C_A+C_B)V_{B0} = kE_0<E_0$

Pertes d' énergie par effet Joule dans les connexions + pertes par rayonnement (impulsion de courant)

2. Pompe à diodes

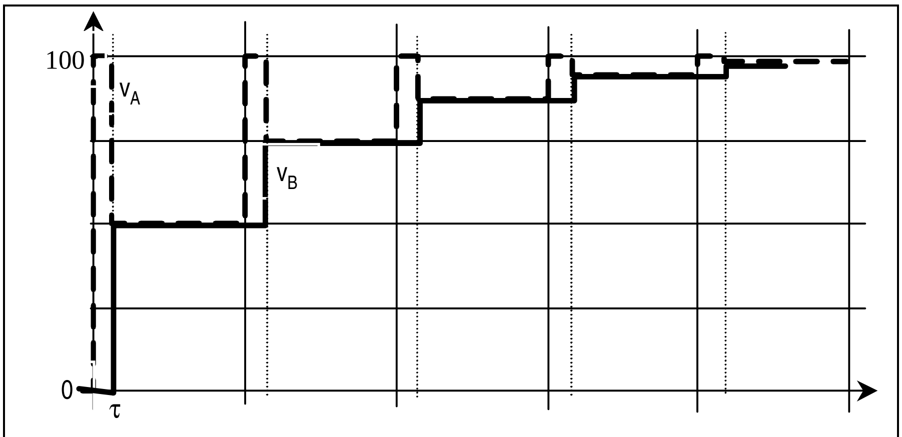


1) $v_e<0$ → D_B forcément bloquée : circuit ouvert
dans la maille A, D_A polarisée en direct : court-circuit
C_A se charge à $-v_e$, soit $+E$ => $v_{A0} = E$.
C_B reste déchargé => $v_{B0} = 0$

2) C_A chargé positivement → tension négative aux bornes de D_A : circuit ouvert
dans la maille A, D_B polarisée en direct : court-circuit
Transfert de charge entre C_A et C_B.
Cf transfert de charge→ $v_1 = kE$; $\Delta v_1 = kE$

3) Les mêmes commutations de diodes se produisent pendant toutes les périodes suivantes :
à nT : D_B se bloque, D_A est passante (C_A se charge à E, C_B garde sa charge)
à $nT+\tau$: D_A se bloque, D_B est passante (transfert de charge de C_A vers C_B)
$v_2 = kE+(1-k)kE = kE(2-k)$; $\Delta v_1 = kE(1-k)$

4) $v_3 = kE+(1-k)(2-k)kE = kE(3-3k+k^2)$; $\Delta v_1 = kE(1-k)^2$
On peut voir $\Delta v_3/\Delta v_2 = \Delta v_2/\Delta v_1 = (1-k) = r$; avec 1°terme $\Delta v_1 = kE$
On admettra que cette relation se généralise en $\Delta v_n = kE(1-k)^{n-1}$



5) $v_n = v_0+\Delta v_1+\Delta v_2+...+\Delta v_n$

$$= 0 + \sum_{i=1}^{n}\Delta v_i = kE\sum_{i=1}^{n}(1-k)^i$$

$$v_n = kE\frac{1-(1-k)^{n-1}}{1-1+k} \;;$$

$$= E\left[1-(1-k)^{n-1}\right]$$

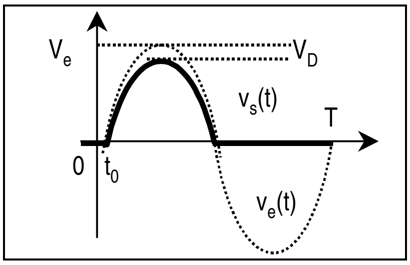
$$\lim_{n\to\infty} v_n = E \text{ car } 1-k<1$$

6) $k = ½$ → $r = ½$

VI.DIO - REDRESSEUR A DIODES

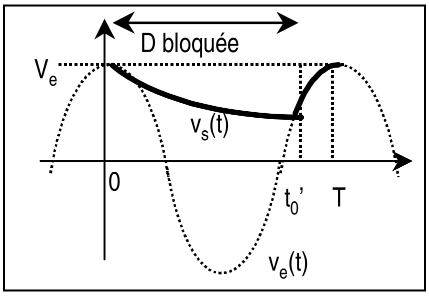
Diodes / redressement
Diodes
Redresseur, taux d'ondulation.

1. Redresseur simple alternance



1) $v_e < V_D$ → D bloquée, $v_e > V_D$ → D passante : $v_{e0} = V_D$.
2) $V_e\sin(2\pi f t_0) = v_{e0} = V_D$ → $t_0 = \mathrm{Arcsin}(V_D/V_e) / (2\pi f) = T/(2\pi)\ \mathrm{Arcsin}\ (V_D/V_e)$
3) $V_e<V_D$ → $i = 0$; $v_s = 0$.
$V_e > V_D$ → $i = (v_e-V_D)/(R+R_s)$; $v_s = R/(R+R_s)\ [V_e\sin(2\pi ft)-V_D]$
4) Pour V_D→0, $\mathrm{Arcsin}(V_D/V_e)$→0 : t_0→0 : la diode est passante pendant la demi-période où $v_e>0$
Avec $R_s = 0$, $v_s = v_e$ pendant cette demi-période, 0 ailleurs.
5) $v_{smoyen}=\frac{V_e}{T}\int_0^{T/2}\sin(2\pi ft)dt = \frac{V_e}{\pi}$; $v_{seff}=\sqrt{\frac{V_e^2}{T}\int_0^{T/2}\sin^2(2\pi ft)dt} = \frac{V_e}{2}$

2. Filtrage



1) $i = i_R+i_C = v_s/R + C dv_s/dt$, avec $v_s = v_e = V_e\cos(2\pi ft)$
$i = V_e/R\ [\cos(2\pi ft)-2\pi fRC\sin(2\pi ft)]$
2) à $t = t_e$, $i = 0$ → $\cos(2\pi ft_e) = 2\pi fRC\sin(2\pi ft_e)$
→ $t_e = T/(2\pi)\mathrm{Atan}[T/(2\pi RC)]$
3) RC >> T → t_e → 0
Pour $t>t_e$, D bloquée : $v_s = RC\ dv_s/dt$;
CI : $v_s(t_e) \approx v_s(0) = V_e$ → $v_s = V_e e^{-t/(RC)}$
4) Pour, RC >> T, t/RC << 1→ pendant la décharge : v_s → $V_e[1-t/(RC)]$
5 $\Delta v_s = v_s(t_e)-v_s(t_0') \approx v_s(0)-v_s(T) = V_e-V_e[1-T/(RC)]$ → $\eta \approx T/(RC)$ si $v_{smoyen} \approx V_e$
$\eta<10$ % → $C>T/(\eta R)$. A.N. : 200 µF

3. Redresseur double alternance

1) Pour $v_e>0$, D_1 et D_2 conduisent → $v_s = v_e$
Pour $v_e<0$, D_2 et D_4 conduisent → $v_s = -v_e$
→ $v_s = |\ v_e\ |$
2) $v_{smoyen} = 2\mathrm{x}v_{smoyen}(\mathrm{mono}) = 2V_e/\pi$
$v_{sefficace} = v_{sefficace}(\mathrm{sinus}) = V_e/\sqrt{2}$.
3) On déduit les résultats concernant le redressement double alternance en remplaçant T par T/2 dans les relations concernant le simple alternance : si RC >> T/2, on a $\eta \approx T/(2RC)$

4) Avantages :
- Diminution de η sans augmenter C → diminution du courant d'appel par les diodes + évite C trop grosse (peu fiable, et chère)
- Tension inverse moitié/ simple alternance ($-V_e$ au lieu de $-2V_e$)

Inconvénients :
- 2 diodes conduisent dans la maille → $2V_D$, et $2R_S$.
- 4 diodes : plus cher.
- surtout : montage en pont
  → PAS DE MASSE COMMUNE ENTRE v_e ET v_s

VII.DIO - REPARTITEUR DE SIGNAL A DIODES

Diodes / polarisation / schéma équivalent dynamique

Polarisation de diodes / caractéristique statique / droite de charge
Schéma équivalent aux petits signaux / résistance dynamique / capacités parasites
Diagramme de Bode

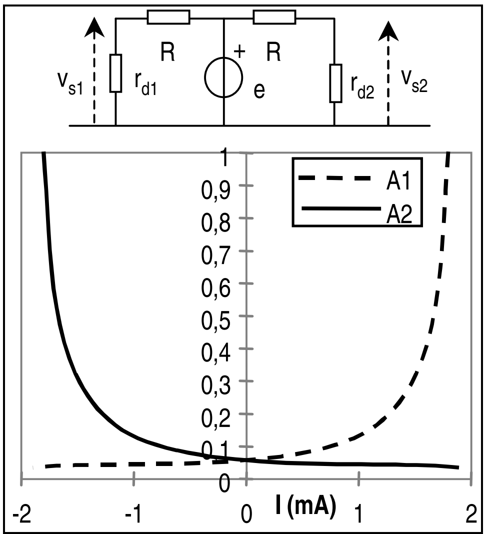
1. Etude de la polarisation

1a) Etude à l'équilibre :

1) $I_0 = (E-V_D)/R$ (AN ≈ 1.82 mA)
2) La ddc passe par (1 V, 0) et (0, 4.54 mA) → P_0 ≈ (0.6 V, 1.8 mA) : modèle bien approprié.

1b) Courant de contrôle :

1) $I_1 = I_2 = I_0$, car avec le modèle choisi, $V_{s1} = V_{s2} = V_D$ ne varie pas → $I_{D1} = I_0 - I$; $I_{D2} = I_0 + I$
2) Les diodes se bloquent quand $I_D = 0$ → $I_M = I_0$



2b) Effet du courant de contrôle :

1) $r_d = U_T/I_D$ → $A_1 = U_T/[U_T+R(I_0-I)]$; $A_2 = U_T/[U_T+R(I_0+I)]$
$I = 0$ → $A_1 = A_2 = U_T/(U_T+RI_0) \approx 61\ 10^{-3}$;
$A_{min} = U_T/(U_T+2RI_0) \approx 31\ 10^{-3}$; $A_{max} = 1$

2c) Vérification :

Dans le « pire » cas, A = 1 → amplitude v_s max = 10 mV << 600 mV de polarisation

2. Etude dynamique en petits signaux basse fréquence

2a) Schéma équivalent dynamique :

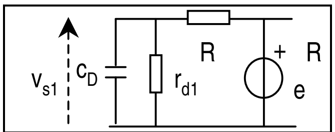
2) $A_1 = r_{d1}/(R+r_{d1})$; $A_2 = r_{d2}/(R+r_{d2})$

3. Etude dynamique en petits signaux en hautes fréquences

3a) Capacités parasites des jonctions PN :

1)2) capacités parasites aux bornes d'une jonction :
Capacité « géométrique » de transition, due à la zone désertée, dépend de la tension appliquée et varie donc surtout en polarisation inverse.
Capacité dynamique de diffusion provoquée par des variations de charges stockées lors de variations de courant → nulle en inverse, croît avec le courant direct.

3b) Schéma équivalent dynamique



1) $A_1 = \dfrac{r_d}{r_d + R}\,\dfrac{1}{1 + j\omega (R \| r_d) c_D}$

2) $A_1(j\omega) = \dfrac{U_T}{U_T + R(I_0 - I)}\,\dfrac{1}{1 + j\omega \dfrac{R\alpha U_T (I_0 - I)}{U_T + R(I_0 - I)}}$; $f_c = \dfrac{1}{2\pi}\,\dfrac{U_T + R(I_0 - I)}{R\alpha U_T (I_0 - I)}$

3c) Effet du courant de contrôle :

1) passe-bas du 1°ordre ; $-I_M$ → $A_{10dB} \approx -30$ dB, $f_c \approx 420$ MHz ; $-I_M/2$ → $A_{10dB} \approx -27$ dB, $f_c \approx 426$ MHz
0 → $A_{10dB} \approx -24$ dB, $f_c \approx 435$ MHz ; $I_M/2$ → $A_{10dB} \approx -18$ dB, $f_c \approx 460$ MHz

3d) Complément

$I \to I_M$ → $f_c \to \infty$. La diode se bloque → il ne faut plus négliger la capacité de transition. Dans ce cas, on ne peut plus écrire $c_p \approx c_D \approx \alpha I_D$.

VIII.DIO - RESTAURATEUR A DIODE

1. Introduction

1a) Signal reçu

1) $V_{rmoy} = V_{min}\theta/T+V_{max}(T-\theta)/T = \eta V_{min}+(1-\eta)V_{max}$.
2) $E = V_{max}-V_{min}$; $0 = \eta(V_{min}-V_{max})+V_{max}$ → $V_{max} = \eta E$; $V_{min} = (\eta-1)E$.
3) AN : $\eta = 1/16$; $V_{max} = ¼$ V ; $V_{min} = -15/4 = -3.75$ V

2. Restauration

2a) Charge du restaurateur.

1) $V_S = V+V_C+V_r$
2) Hyp : D bloquée → I = 0 → $V_s = V_r = -V_{AK} = V_{min}<0$ → contredit l'hypothèse → D est passante. $V_s = -V_D$ (AN ≈ 0.7 V)
3) à $t = 0^+$, $V_C = 0$ → $V = V_s-V_r = -(V_D+V_{min})$ → $I(0+) = -(V_D+V_{min})/R_g$
$t \to \infty$, C est complètement chargé → $I(\infty) = 0$. Charge d'un circuit CR de constante de temps $\tau = R_gC$ → équa. Diff. du premier ordre de solution exponentielle, avec les limites précédentes → $I(t)=I_0 e^{-\frac{t}{\tau_g}} = -\frac{V_D+V_{min}}{R_g} e^{-\frac{t}{\tau_g}}$.

4) $V_C(t) = V_s-V-V_r = -(V_D+V_{min})-R_gI(t) = -(V_D+V_{min})\left(1-e^{-\frac{t}{\tau_g}}\right)$; $V_C(\infty) = -(V_D+V_{min})$

5) $I_0 e^{-\frac{\theta}{\tau_g}} \le 0.05 I_0$ → $\frac{\theta}{R_g \ln 20} \ge C$.

6) AN : $I_0 = 3$ mA ; $E_C = 3$ V ; $C_M \approx 1.25$ nF

2b) Conservation de la charge du restaurateur

1) Hyp : D bloquée à t' = 0 → $V_S = V_r+V_C(0') = V_{max}+E_C>0$, cqfd.
2) $I_C = 0$ → $V_C = cte = E_C$ → $V_S = V_{max}+E_C = V_{max}-V_{min}-V_D = E-V_D$. On a aligné E sur $-V_D$.
3) $I_{e0} = (V_{max}+E_C)/(R_e+R_g)$
4) Décharge par R_g en série avec R_e → $\tau = C(R_g+R_e)$; $V_S(0+) \approx E-V_D$ (En réalité = $(E-V_D)R_e/(R_e+R_g)$) ; $V_S(\infty) = R_eI_e(\infty) = 0$.
→ $V_S(t) = V_{S0} e^{-\frac{t'}{\tau}}$

5) $0.95 V_{S0} \le V_{S0} e^{-\frac{T-\theta}{\tau}}$ → $C \ge \frac{T-\theta}{-(R_g+R_e)\ln 0.95}$; AN : $C_m \approx 1.16$ nF

6) Les deux contraintes sont presque incompatibles. On a peu de choix : en E12, on prend C = 1.2 nF