

Cursul 02**C01 CIRCUITE LINIARE DE PRELUCRARE A IMPULSURILOR****C01.4 Circuitul RC serie real**

Schema de principiu este prezentată în *fig.2.1*, circuitul fiind de această dată un circuit de ordinul II (funcția de transfer având 2 poli). El va fi tratat folosind transformata Laplace.

Astfel :

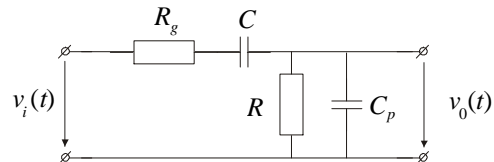


fig. 2.1

$$V_0(s) = \frac{R \frac{1}{sC_p}}{R + \frac{1}{sC_p}} V_i(s) = \frac{sRC}{s^2 R_g R C_p C + s(RC + RC_p + R_g C) + 1} V_i(s).$$

01.4.1 Cazul $R_g \neq 0$, $C_p = 0$ (*fig.2.2*)

Atunci:

$$u_0(t) = u_0(\infty) + (u_0(0) - u_0(\infty)) e^{-\frac{t}{\tau_a}}, \text{ unde}$$

$$\tau_a = (R_g + R)C, \tau_a > \tau, u_0(0) = \frac{R}{R + R_g} E, u_0(\infty) = 0$$

rezultă $u_0(t) = \frac{R}{R + R_g} E e^{-\frac{t}{\tau_a}}.$

Graficul dependenței tensiunii de ieșire de timp este prezentat în *fig.2.3*.

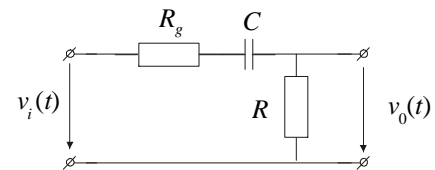


fig. 2.2

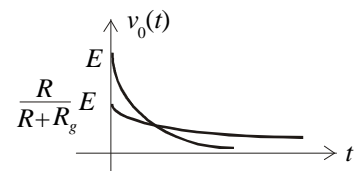


fig. 2.3

01.4.2 Cazul $R_g = 0$, $C_p \neq 0$ (*fig.2.4*).

Circuitul din *fig.2.4* poate fi echivalat cu un altul folosind schema de echivalare pentru divizorul capacitiv din

fig.2.5, unde $V_{1echiv}(s) = \frac{1}{\frac{1}{sC_1} + \frac{1}{sC_2}} V_1(s),$

deci

$$V_{1echiv}(s) = \frac{C_1}{C_1 + C_2} V_1(s)$$

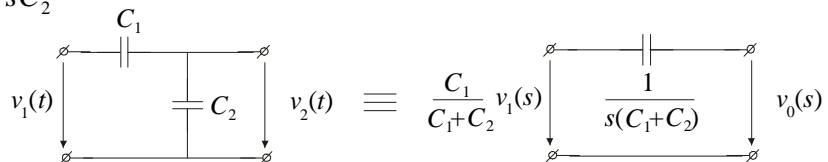


fig. 2.5

Pentru circuitul echivalent din *fig.2.6* avem:

$$u_0(t) = u_0(\infty) + (u_0(0) - u_0(\infty)) e^{-\frac{t}{\tau_b}},$$

unde $\tau_b = R(C + C_p) > \tau$, $u_0(0) = \frac{C}{C + C_p} E$, $u_0(\infty) = 0$

deci $u_0(t) = \frac{C}{C + C_p} E e^{-\frac{t}{\tau_b}}$

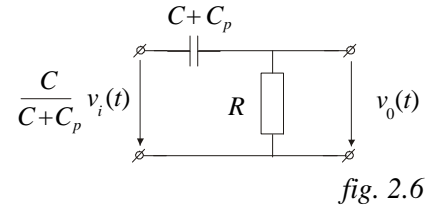


fig. 2.6

Graficul dependenței tensiunii de ieșire de timp este prezentat în *fig.2.7*.

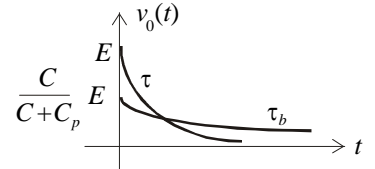


fig. 2.7

01.4.3 Cazul $R_g \neq 0$, $C_p \neq 0$

Pentru durate scurte de timp circuitul este echivalent cu cel din *fig. 2.8*, capacitatea C , fiind mare în comparație cu C_p , nu reușește să se încarce și o vom considera scurt.

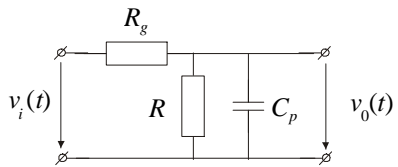


fig. 2.8

Avem $\tau_c = (R \parallel R_g)C_p$, $u_{01}(0) = 0$,

$$u_{01}(\infty) = \frac{R}{R + R_g} E$$

$$\Rightarrow u_{01}(t) = \frac{R}{R + R_g} E (1 - e^{-\frac{t}{\tau}}).$$

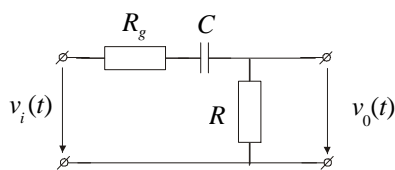


fig. 2.9

În mod similar pentru durate mari de timp capacitatea C_p nu poate urmări imediat variațiile de tensiune din circuit, astfel că efectul ei este neglijabil. Circuitul este echivalent cu cel din *fig. 2.9* unde

$$u_{02}(t) = \frac{R}{R + R_g} E e^{-\frac{t}{\tau_a}}$$

Graficul dependenței tensiunii de ieșire de timp este reprezentat în *fig.2.10* respectiv *2.11*.

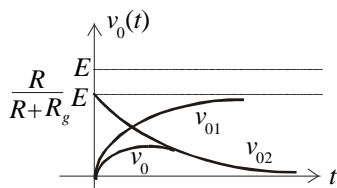


fig. 2.10

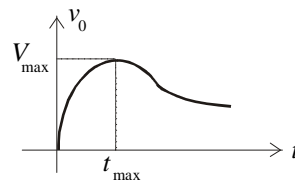


fig. 2.11

C01.5 Răspunsul circuitului RC real la un semnal cu front finit

$$\text{Fie semnalul } e(t) = \begin{cases} 0, & t < 0 \\ \frac{E}{\Delta} t, & t \in [0, \Delta] \\ E, & t > \Delta \end{cases}$$

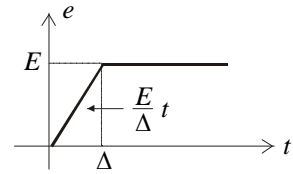


fig. 2.12

al cărui grafic este în fig.2.12. Acest semnal se poate descompune în două semnale conform fig.2.13. Se verifică ușor că $e(t) = e_1(t) + e_2(t)$.

Pentru circuitul din fig.2.14 avem:

$$E_1(s) = \mathcal{L} \left(\frac{E}{\Delta} t \right) = \frac{E}{\Delta} \frac{1}{s^2} \Rightarrow U_{R_1}(s) = \frac{R}{R + \frac{1}{sC}} E_1(s) =$$

$$= \frac{RC}{1 + sRC} \frac{E}{\Delta} \frac{1}{s} = \frac{E}{\Delta} \frac{1}{s(s + \frac{1}{\tau})} = \frac{E\tau}{\Delta} \left(\frac{1}{s} - \frac{1}{s + \frac{1}{\tau}} \right)$$

$$\text{de unde } u_{R_1}(t) = \frac{E\tau}{\Delta} \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right)$$

$$\text{analog și } u_{R_2}(t') = -\frac{E\tau}{\Delta} \left(1 - e^{-\frac{t'}{\tau}} \right), \text{ unde } t' \geq 0 \text{ și } t' = t - \Delta$$

$$\text{sau } u_{R_2}(t) = -\frac{E\tau}{\Delta} \left(1 - e^{-\frac{t-\Delta}{\tau}} \right), \text{ pentru } t \geq \Delta.$$

Rezultă expresia:

$$u_R(t) = u_{R_1}(t) + u_{R_2}(t) = \begin{cases} 0, & t < 0 \\ \frac{E\tau}{\Delta} \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right), & t \in [0, \Delta] \\ \frac{E\tau}{\Delta} \left(e^{-\frac{\Delta}{\tau}} - 1 \right) e^{-\frac{t}{\tau}}, & t \geq \Delta \end{cases}.$$

Graficul acestuia este prezentat în fig.2.15

În circuitele electronice de prelucrare a impulsurilor, este necesar ca sursele de semnale (în general tot circuite electronice) să asigure rezistență de ieșire R_g de valoare foarte mică și fronturi mici ale impulsurilor iar sarcinile (alte circuite electronice) să aibă impedanța de intrare formată din rezistență de intrare cât mai mare și capacitate parazită cât mai mică. De asemenea, este necesar ca elementele adăugate prin proiectare să fie cât mai importante în comparație cu elementele parazite.

C01.6 Divizorul compensat

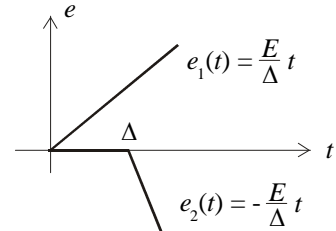


fig. 2.13

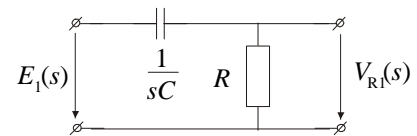


fig. 2.14

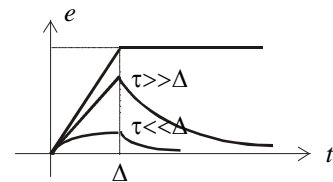


fig. 2.15

În unele situații este necesar să fie vizualizate impulsuri a căror amplitudine depășește sensibilitatea pe verticală a unui osciloscop și, ca urmare, este necesară folosirea unui divizor de tensiune precum cel din *fig. 2.16*.

Pentru circuitul din *fig.2.16* avem:

- $R_2 \approx M\Omega$ (rezistența de intrare a osciloscopului)
- pentru raportul de divizare = 10 $\Rightarrow R_1 = 9 R_2$
- pentru raportul de divizare = 100 $\Rightarrow R_1 = 99 R_2$
- $C_2 \in [5\text{pF}, 15\text{pF}]$
- $\tau = 10^{-11} \text{ F} \cdot 10^6 \Omega = 10 \mu\text{s}$.

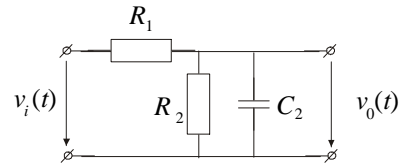


fig. 2.16

Răspunsul pentru acest circuit la un semnal treaptă este de forma:

$$u_0(t) = \frac{R_2}{R_1 + R_2} E (1 - e^{-\frac{t}{\tau_1}}) \text{ cu } \tau_1 = (R_1 \parallel R_2) C_2.$$

În practică se folosește schema echivalentă a divizorului compensat din *fig.2.17*.

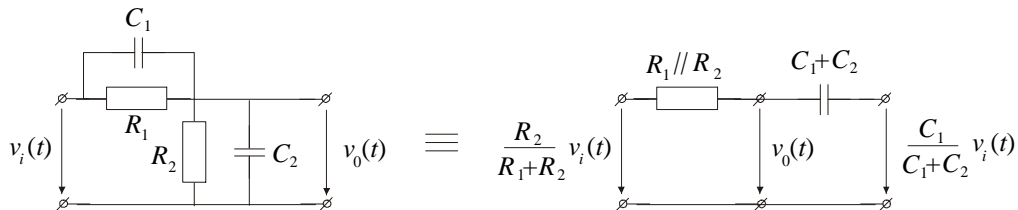


fig. 2.17

$$\text{Vom avea: } u_0(0) = \frac{C_1}{C_1 + C_2} E, \quad u_0(\infty) = \frac{R_2}{R_1 + R_2} E \text{ și } \tau = (R_1 \parallel R_2)(C_1 + C_2)$$

de unde va rezulta la ieșire variația:

$$u_0(t) = \frac{R_2}{R_1 + R_2} E + E \left(\frac{C_1}{C_1 + C_2} - \frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) e^{-\frac{t}{\tau}}.$$

În *fig.2.18* sunt prezentate grafic dependențele de timp ale răspunsului la un semnal treaptă de tensiune pentru:

- divizorul supracompensat $\frac{C_1}{C_2} > \frac{R_2}{R_1}$
- divizorul compensat $\frac{C_1}{C_2} = \frac{R_2}{R_1}$
- divizorul subcompensat $\frac{C_1}{C_2} < \frac{R_2}{R_1}$
- divizorul necompensat $C_1 = 0$

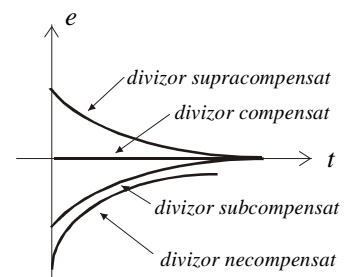


fig. 2.18