

LUCRAREA NR.18

CIRCUITE ELEMENTARE DE PRELUCRARE A IMPULSURILOR

1. Scopul lucrării constă în studierea comportării unor circuite RC de prelucrare liniară a impulsurilor precum și a funcționării unor circuite de axare și de limitare cu diode ; de asemenea, se urmărește însușirea deprinderii de utilizare a osciloscopului în scopul măsurării parametrilor impulsurilor.

2. Circuitul RC serie, cu ieșirea pe rezistență, reprezentat în fig.18.1.a, are comportări diferite în funcție de raportul dintre constanta de timp a circuitului $\tau = RC$ și durata impulsurilor (T_1) și a intervalului (T_2) dintre impulsurile aplicate la intrare, situații reprezentate în fig.18.1.b.

Astfel, dacă $\tau \ll T_1, T_2$, impulsurile de la ieșire au forma din fig.18.1.c și sunt caracterizate prin :

$$V_{\text{omax}} = E \quad (18.1)$$

$$t_1 = 2,3 \tau \quad (\text{pentru } \alpha = 0,1) \quad (18.2)$$

În acest caz, circuitul RC se comportă ca un circuit de derivare (de diferențiere) a impulsurilor.

Dacă $\tau \gg T_1, T_2$, în regim staționar, se obține, la ieșire, forma de undă din fig.18.1.d, în care :

$$E_1 = \frac{T_2}{T_1 + T_2} E \quad (18.3)$$

$$E_2 = \frac{T_1}{T_1 + T_2} E \quad (18.4)$$

$$\Delta V_1 = \Delta V_2 = \Delta V = E_1 \frac{T_1}{\tau} = E_2 \frac{T_2}{\tau} = \frac{E T_1 T_2}{\tau (T_1 + T_2)} \quad (18.5)$$

Se constată că, practic, impulsurile nu-și schimbă forma, circuitul RC comportându-se ca un circuit de trecere (de cuplaj).

În cazul în care constante de timp τ este comparabilă cu T_1 și T_2 , în regim staționar, se obține forma de undă din fig.18.1.e, tensiunile V_1 , V_2 , V_3 și V_4 fiind dependente de constanta de timp $\tau = RC$, de intervalele de timp T_1 și T_2 caracteristice impulsurilor de la intrare și de amplitudinea E a acestora.

În toate cazurile, în regim staționar, impulsurile de la ieșire (de pe rezistență) au componentă continuă nulă, componenta continuă a impulsurilor de la ieșire rămânând pe capacitate.

3. În cazul circuitului de derivare, pentru impulsuri caracterizate prin intervale de timp T_1 și T_2 relativ mici, îndeplinirea condiției $\tau \ll T_1, T_2$ se realizează mai greu. Micșorarea valorilor elementelor circuitului, R , C , are ca efect creșterea penderii elementelor parazite (capacitatea de intrare, C_p , care apare în paralel pe rezistența R și rezistența internă a generatorului de semnal, R_g , ce apare în serie cu capacitatea C).

În acest caz, pentru circuitul de derivare real, reprezentat în fig.18.2.a, se va constata atât o micșorare a amplitudinii impulsurilor cât și o mărire a duratei lor. De asemenea, așa cum se vede în fig.18.2.c, impulsurile derivate vor avea un front diferit de zero, determinat, practic, de constanta de timp $C_p R_g$.

Rezultă necesitatea îndeplinirii condițiilor :

$$R \gg R_g \rightarrow 0 \quad \text{și} \quad C \gg C_p \rightarrow 0 \quad (18.5)$$

(adică elementele adăugate în circuit să fie mult mai mari decât elementele parazite, deja prezente), condiții cu un grad de generalitate mare pentru circuite electronice de impulsuri.

4. Circuitul RC serie, cu ieșirea pe capacitate, reprezentat în fig.18.3.a, se comportă ca un circuit de integrare, fig.18.3.o, în cazul în care constanta de timp a circuitului, $\tau = RC$, este mare în comparație cu durata impulsurilor de intrare (T_1) și cu intervalul de timp dintre ele (T_2), precizate în fig.18.3.b.

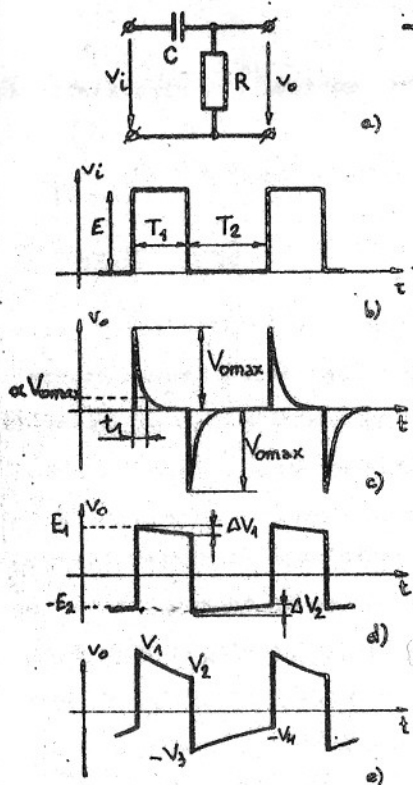


Fig. 18.1.

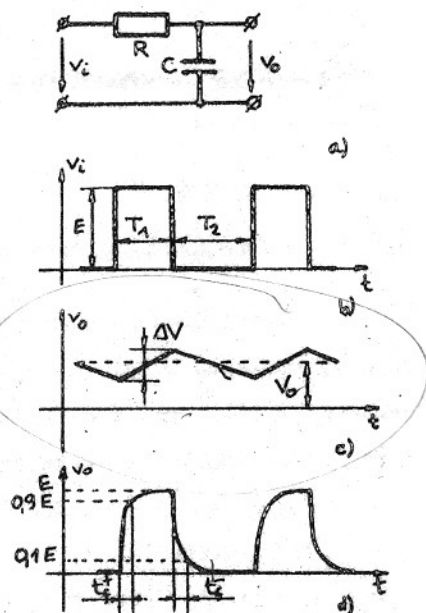


Fig. 18.3

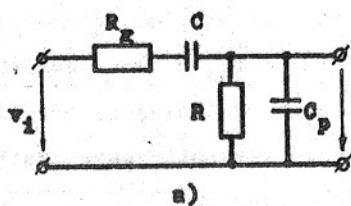


Fig. 18.2

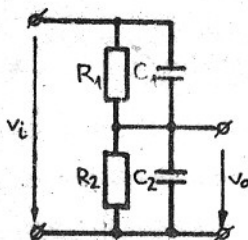
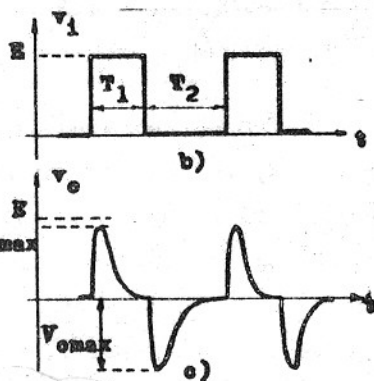


Fig. 18.4.

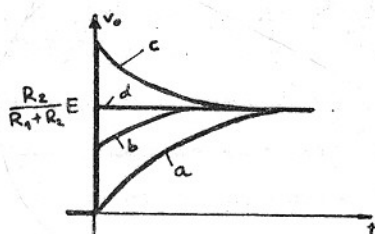


Fig. 18.5.

Mărimile caracteristice tensiunii de ieșire a circuitului de integrare vor fi :

$$V_0 = \frac{T_1}{T_1 + T_2} E \quad (18.6)$$

$$\Delta V = \frac{E T_1 T_2}{\tau (T_1 + T_2)} \quad (18.7)$$

În cazul în care constanta de timp $\tau = RC$ este foarte mică în comparație cu T_1 și T_2 , impulsurile de la ieșire, asemănătoare celor de la intrare, vor fi deformate prin apariția fronturilor finite, ca în fig.18.3.d ; se obțin relațiile :

$$t_f^+ = t_f^- = 2,3 \tau = 2,3 CR \quad (18.8)$$

Pentru circuitul de integrare, rezistența generatorului de semnal nu afectează funcționarea (este în serie cu rezistența de integrare) ; în schimb, rezistența de intrare a etajului următor, R_p , modifică atât tensiunea continuă de pe capacitate cât și constanta de timp a circuitului, conform relațiilor :

$$V_0' = E \frac{T_1}{T_1 + T_2} \frac{R_p}{R + R_p} \quad (18.9)$$

$$\tau' = \tau \frac{R_p}{R + R_p} \quad (18.10)$$

5. Pentru reducerea amplitudinii impulsurilor vizualizate pe osciloscop, se folosește un divizor compensat, a cărui schemă este reprezentată în fig.18.4, unde R_2 și C_2 reprezintă, de obicei, rezistența de intrare (de ordinul a 1 M Ω) respectiv capacitatea de intrare (de circa 10 - 30 pF) ale osciloscopului.

La aplicarea unui salt treaptă de tensiune, de valoare E , tensiunea de ieșire va avea expresia :

$$v_0(t) = \frac{R_2}{R_1 + R_2} E + \frac{C_1 R_1 - C_2 R_2}{(C_1 + C_2)(R_1 + R_2)} E \exp(-t/\tau) \quad (18.11)$$

cu $\tau = (C_1 + C_2) R_1 \parallel R_2$.

În funcție de raportul $\frac{C_1}{C_1 + C_2}$ (care dă saltul inițial al tensiunii de ieșire) și de raportul $\frac{R_2}{R_1 + R_2}$ (care dă valoarea fi-

nală a tensiunii de ieșire) se obțin următoarele cazuri, reprezentate în fig.18.5 :

- $C_1 = 0$: divizer necompensat (fig.18.5.a);
- $\frac{C_1}{C_1 + C_2} < \frac{R_2}{R_1 + R_2}$: divizer subcompensat (fig.18.5.b) ;
- $\frac{C_1}{C_1 + C_2} > \frac{R_2}{R_1 + R_2}$: divizer supracompensat (fig.18.5.c) ;
- $C_1 R_1 = C_2 R_2$: divizer compensat.

Utilizarea divizerului compensat de impulsuri prezintă și avantajul unei capacități echivalente de valeare redusă, ceea ce are importanță la vizualizarea unor fenomene rapid variabile în timp.

6. Pentru modificarea componentei continue a impulsurilor de la ieșire, se poate folosi un circuit de axare, de tipul celui din fig.18.6.a, în care, dacă se îndeplinește condiția : $\tau = CR \gg T_1, T_2$, la impulsurile de comandă din fig.18.6.b, aplicate la intrare, se obține răspunsul din fig.18.6.c (s-a presupus că dioda este ideală, altfel apare o translație suplimentară a componentei continue cu V_D).

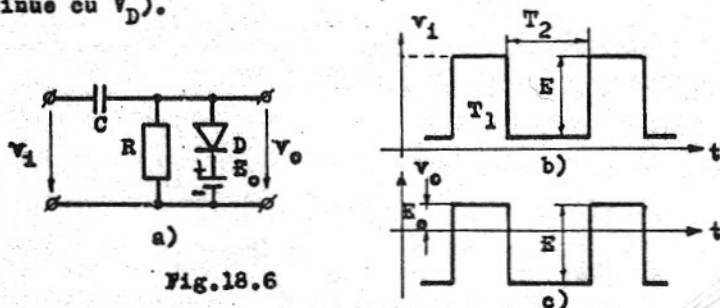


Fig.18.6

7. Circuitele de limitare cu diode pot realiza limitare inferioară, superioară sau bilaterală, așa cum se vede în caracteristicile de transfer, $v_o(v_1)$, reprezentate în fig.18.7.a, b și c.

Din punct de vedere practic, circuitele cu limitare cu diode se pot realiza în varianta serie sau în varianta paralel (fiind

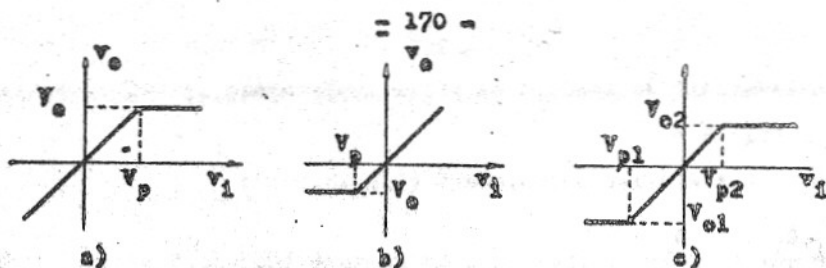


Fig.18.7

fiind posibil, pentru limitatoarele bilaterale și variante semisimetricale), așa cum se vede în fig.18.9.

Parametrii cei mai importanți ai unui limitator cu diode sînt : tensiunea (sau tensiunile de prag), panta caracteristicii de transfer în zona de limitare (care trebuie să fie cît mai aproape de zero), panta caracteristicii de transfer în zona liniară (care trebuie să fie cît mai aproape de 1) precum și viteza de comutare în cazul aplicării unor semnale rapid variabile.

Circuitele de limitare care se testează în cadrul lucrării sînt desenate în fig.18.9.

DESPASURAREA LUCRĂRII

1. Se identifică circuitul din fig.18.8 pentru testarea circuitelor liniare RC și a circuitului de axare.

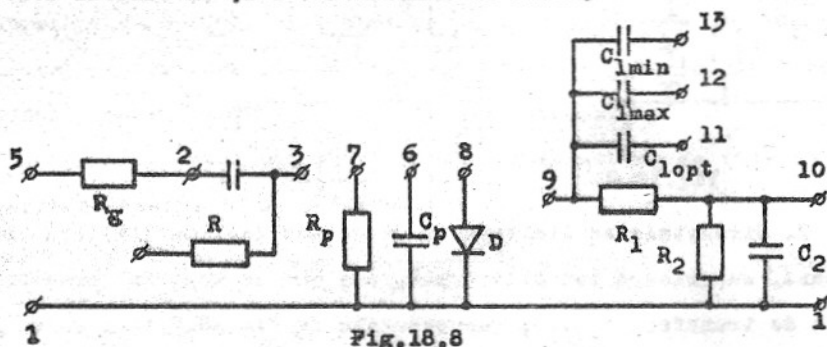


Fig.18.8

2. Pentru $E = 5 \text{ V}$, $C = 10 \text{ nF}$, $R = 10 \text{ k}\Omega$ se calculează mărimile ce caracterizează formele de undă conform diagramelor de timp

din fig.18.1 și fig.18.3, pentru următoarele valori ale intervalelor de timp T_1 și T_2 :

a) $T_1 = 100 \mu\text{sec}$; $T_2 = 200 \mu\text{sec}$;

b) $T_1 = 10 \mu\text{sec}$; $T_2 = 20 \mu\text{sec}$;

c) $T_1 = 1 \text{ msec}$; $T_2 = 2 \text{ msec}$;

3. Folosind montajul din fig.18.8 se vor efectua următoarele măsurători :

3.1 Circuitul RC cu $R = 10 \text{ k}\Omega$ și $C = 10 \text{ nF}$ este comandat în serie de un generator de semnale dreptunghiulare cu rezistență internă cât mai mică. Se măsoară tensiunea de pe rezistență (între borna 3 și borna 1, de masă, cu borna 4 la masă și cu intrarea la borna 2) și tensiunea de pe capacitate (între bornele 3 și 1, cu borna 2 la masă și cu intrarea la borna 4) pentru forme de undă de comandă cu parametrii de la punctul precedent. Parametrii măsurăți ai impulsurilor se compară cu valorile calculate la punctul 2.

3.2. Pentru circuitul de derivare din fig.18.2.a, se introduce o capacitate $C_p = 1 \text{ nF}$ în paralel cu rezistența R (borna 6 se cuplează cu borna 3) și se măsoară impulsurile obținute la ieșire (amplitudine, durată, front) ;

3.3 În aceleași condiții, se aplică impulsurile de comandă la borna 5 (introducînd $R_g = 1 \text{ k}\Omega$) și se repetă măsurătorile. Rezultatele de la punctele 3.2 și 3.3 se compară cu rezultatele teoretice ce se vor calcula pentru circuitele respective cu valorile numerice date în lucrare ;

3.4. Pentru circuitul de integrare din fig.18.3.a, se introduce o rezistență de sarcină $R_p = 30 \text{ k}\Omega$ (borna 7 la borna 3) și se măsoară tensiunile V_0 și V_1 , comparîndu-le cu valorile calculate cu relațiile (18.9) și (18.10).

4. Se experimentează divizorul de impulsuri din fig.18.4. Se calculează valorile inițială ($\frac{R C_1}{C_1 + C_2}$) și finală ($\frac{R R_2}{R_1 + R_2}$) ale

tensiunii de ieșire pentru $E = 5 \text{ V}$, $R_2 = 1 \text{ k}\Omega$, $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$, $C_2 = 1 \text{ nF}$; $C_{1\min} = 50 \text{ pF}$; $C_{1\max} = 200 \text{ pF}$ și $C_{1\text{opt}} = 100 \text{ pF}$.

Se vizualizează formele de undă obținute la ieșire atunci cînd la intrare se aplică impulsuri de amplitudine $E = 5 \text{ V}$ și cu durată și perioada suficient de mari; se vor realiza cele patru situații din fig.18.5 și se compară rezultatele cu cele teoretice.

Se reglează divizorul compensat al unei sonde de osciloscop cu raport de divizare a impulsurilor de 10:1.

5. Se realizează circuitul de axare din fig.18.6 cu $E = 0$ (bernele 8 și 3 împreună, borna 4 la masă și intrarea la borna 2); se aplică impulsuri cu parametrii de la punctul 2, de amplitudine 5 V și se desenează formele de undă de la ieșire pentru fiecare caz în parte, punînd în evidență și componenta continuă a impulsurilor.

6. Se vizualizează pe osciloscop caracteristicile de transfer ale circuitelor de limitare din fig.18.9. Pentru aceasta, se conectează la intrare un generator de semnal sinusoidal de frecvență 1 kHz și cu amplitudine mai mare decît $E = 3 \text{ V}$; semnalul de la intrare se aplică pe intrarea X a osciloscopului iar semnalul de la ieșire pe intrarea Y a osciloscopului. Se va lua $R = 10 \text{ k}\Omega$.

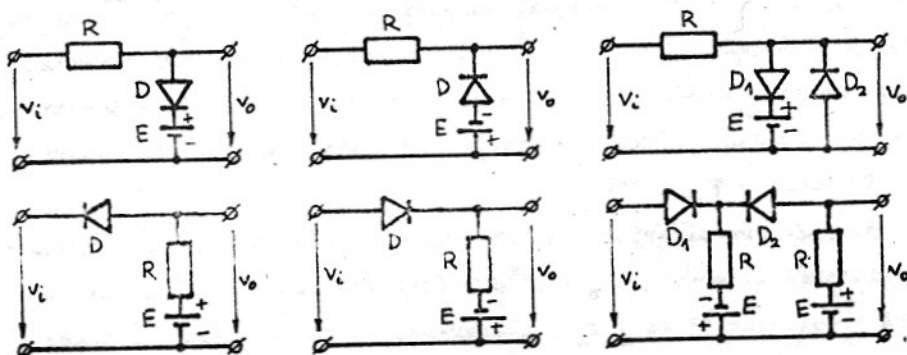


Fig. 18.9

7. Unuia dintre limitatoarele bilaterale 1 se aplică semnal sinusoidal de frecvență 1 kHz și se vizualizează forma de undă de la ieșirea circuitului ; se măsoară fronturile impulsurilor obținute și se studiază influența amplitudinii semnalului de la intrare asupra acestora.

Se mărește frecvența semnalelor de comandă și se constată influența acesteia asupra formelor de undă de la ieșire.

Se aplică circuitului de limitare superioară cu diodă serie impulsuri caracterizate prin $E = 5 \text{ V}$, $T_1 = T_2 = 5 \text{ } \mu\text{sec}$ și se măsoară fronturile impulsurilor obținute la ieșire.

8. Să se compare limitatoarele de tip serie cu cele de tip paralel din punct de vedere al performanțelor pe care trebuie să le realizeze, performanțe precizate la punctul 7.