

Fig. 2.19.

în fig. 2.19. În condițiile în care $R \gg \frac{1}{\omega C}$

atunci $U_R \gg U_C$ și se poate scrie că
 $U_i(t) = U_C(t) + U_R(t) \approx U_R(t)$

Dar cele două elemente fiind înseriate înseamnă că sunt parcurse de același curent
 $i_C(t) = i_R(t)$ de unde rezultă următoarea relație

$$U_o(t) = \frac{1}{C} \int i_c(t) \cdot dt = \frac{1}{C} \int \frac{U_R(t)}{R} \cdot dt \approx \frac{1}{RC} \int U_i(t) \cdot dt :$$

Cu alte cuvinte, în condițiile $R \gg \frac{1}{\omega C}$ tensiunea de ieșire este proporțională cu integrala tensiunii de intrare. Revizând răspunsul circuitului RC trece-sus la semnal sinusoidal se constată că defazajul între semnalul de intrare și cel de ieșire este $\varphi(\omega) = -\arctg(\omega RC)$. O integrare corectă ar presupune $\varphi = -90^\circ$ adică $\omega RC \rightarrow \infty$. Practic se constată că pentru $\omega RC = 10$ se obține un defazaj $\varphi \approx -84^\circ$ ceea ce poate fi acceptabil în unele cazuri.

În cazul unui semnal de intrare periodic, oarecare, este necesar ca componenta de frecvență minimă din spectrul semnalului să îndeplinească condiția $R \gg \frac{1}{\omega_{\min} C}$ și atunci răspunsul este practic proporțional cu integrala semnalului de intrare.

2.3. Aplicații ale circuitelor RC trece-sus și trece-jos

Cunoașterea comportării circuitelor RC trece-sus și trece-jos prezintă interes atât pentru utilizarea lor cât și pentru combaterea efectelor lor atunci când apar ca elemente parazite.

2.3.1. Aplicații ale circuitelor RC trece-sus

Vom descrie aici utilizarea circuitelor RC trece-sus ca circuite de separare în c.c. și ca circuite de derivare.

A. Utilizarea circuitului RC trece-sus ca circuit de separare în c.c.

Situația de principiu întâlnită în acest caz este cea prezentată în fig.2.20.

Condensatorul C care asigură cuplajul are rolul :

- de a asigura separarea între nivelul continuu de la ieșirea circuitului furnizor și nivelul continuu al intrării circuitului receptor (nivel eventual fixat printr-un divizor R_1, R_2 figurat cu linie întreruptă).
- de a transmite pe cât se poate nedeformată componenta alternativă a semnalului.

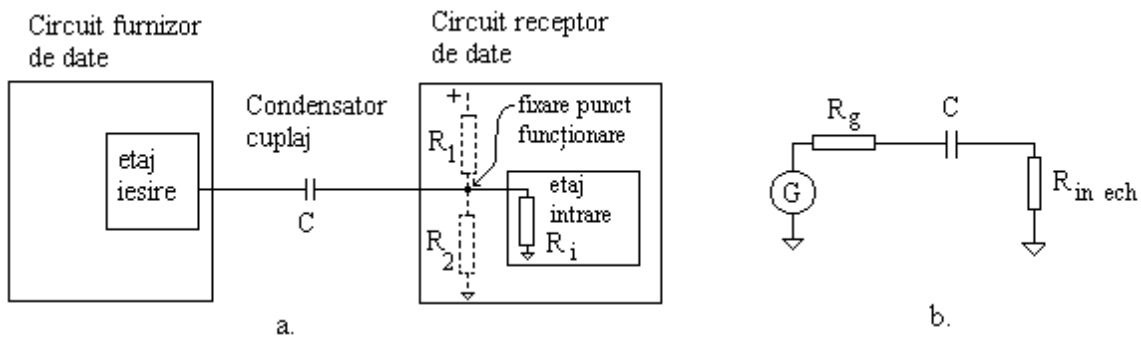


Fig.2.20. Cuplaj între două circuite asigurat prin condensator de cuplaj
 a. Situația concretă de cuplaj între două etaje
 b. Schemă echivalentă pentru analiza funcționării cuplajului

Așa cum se observă din fig.2.20.b în esență condensatorul de cuplaj se comportă identic cu condensatorul din circuitul RC trece-sus. Așa cum s-a precizat la analiza acestor circuite, **alegând o constantă de timp $R_{ech}C$ cât mai mare** ($R_{ech}C \rightarrow \infty$), condensatorul C se încarcă la tensiunea constantă corespunzătoare diferenței de nivel dintre cele două etaje (vezi fig. 2.18. – aici tensiunea continuă la intrarea etajului receptor este chiar potențialul masei!) și de asemenea deformările aduse componentei alternative a semnalului (vezi fig.2.10.) sunt mici. Ca urmare pentru a îndeplini corect cele două condiții amintite mai sus dimensionarea cuplajului se face astfel încât $R_{ech}C \rightarrow \infty$.

B. Utilizarea circuitului RC trece-sus ca circuit de derivare

Această utilizare a circuitului RC trece-sus are în vedere – în cazul circuitelor de impulsuri – de regulă obținerea unor impulsuri foarte înguste prin derivarea semnalelor dreptunghiulare, impulsuri care sunt folosite pentru comandarea unor circuite (de exemplu monostabile, bistabile, etc.). În acest caz constanta de timp RC trebuie aleasă cât mai mică. Există însă posibilitatea ca elementele parazite care intervin datorită generatorului de semnal (etajului de ieșire de la furnizor) sau care intervin datorită utilizatorului să deformeze răspunsul față de cel dorit în sensul diminuării amplitudinii și al lățirii impulsurilor, fig.2.21.

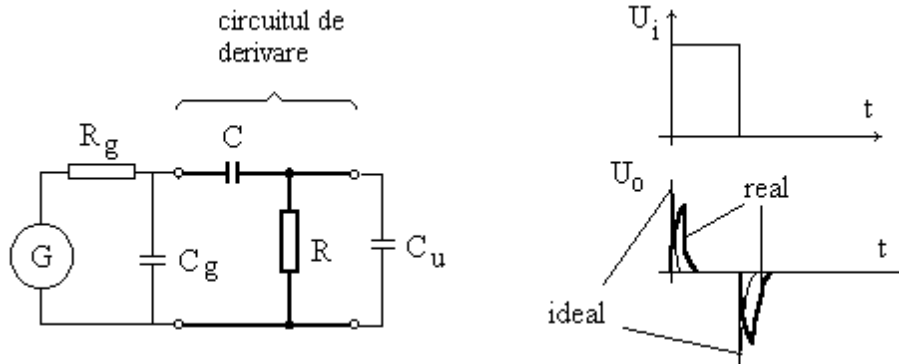
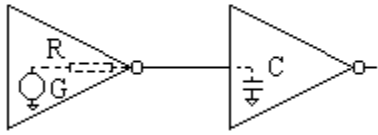


Fig.2.21. Circuit RC de derivare și efectul elementelor parazite

Efectul elementelor parazite se diminuează dacă se alege condensatorul de derivare mult mai mare (cel puțin 10 – 20 ori) decât acestea (totuși suficient de mic pentru a asigura o derivare corectă).

2.3.2. Aplicații ale circuitelor RC trece-jos



Cunoaștea comportării circuitelor RC trece-jos prezintă interes în cazul utilizării circuitelor logice deoarece la cuplajul direct dintre două circuite oarecare este foarte posibil să se pună în evidență o schemă echivalentă - fig.2.22. - formată din rezistența de ieșire a circuitului furnizor de date și capacitatea de intrare a circuitului receptor care arată. Se va reține aici numai

Fig.2.22. efectul de întârziere a semnalului pe care o va aduce

prezența acestor componente parazite (întârziere specifică circuitelor RC trece-jos așa cum s-a specificat la toate tipurile de răspuns analizat).

Utilizarea circuitului RC trece-jos ca circuit de selecție a impulsurilor după durată

Această utilizare a circuitului RC trece-jos este ilustrată în legătură cu circuitul din fig.2.23.

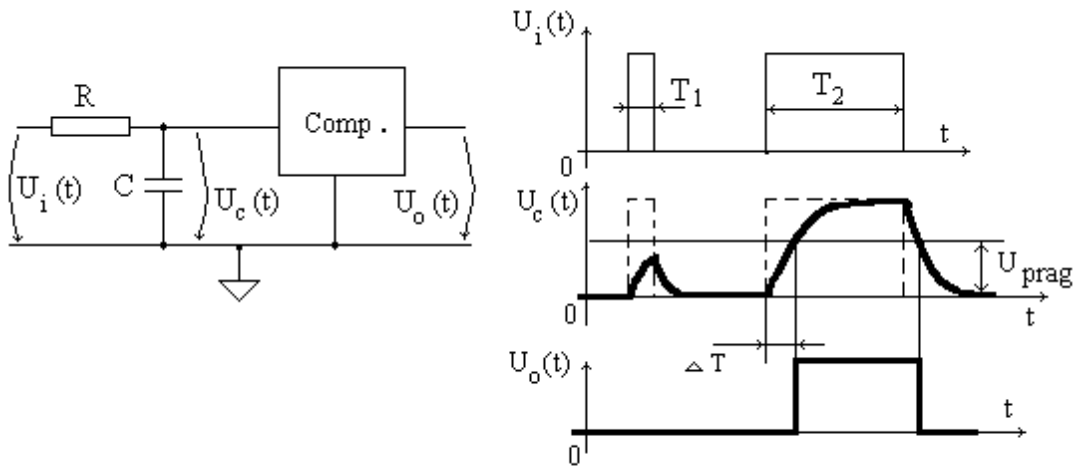


Fig 2.23. Circuit de selecție a impulsurilor după durată

Circuitul este compus dintr-un RC trece-jos urmat de un comparator care. Acesta din urmă compară tensiunea de la intrarea sa cu o tensiune notată U_{prag} (aplicată fie din interiorul circuitului fie din exterior pe una din intrările circuitului – nefigurată în cazul fig.2.23.). Tensiunea de ieșire de la comparator respectă este determinată conform regulei următoare :

$$U_o = \begin{cases} 0 & \text{daca } U_{in} < U_{prag} \\ +U & \text{daca } U_{in} > U_{prag} \end{cases}$$

În fig.2.23. se remarcă faptul că impulsul îngust, de durată T_1 , nu mai apare la ieșirea U_o în timp ce impulsul de durată mare T_2 apare la ieșire dar este **întârziat** cu durata ΔT .

Problemă Cunoscând amplitudinea impulsurilor de intrare E , tensiunea de prag U_{prag} precum și valorile componentelor R și C , determinați durata maximă a impulsului care este *filtrat* de circuitul din fig.2.23. : $T_{1\max} = f (R, C, E, U_{prag})$

În cazul circuitelor logice, soluția filtrării impulsurilor foarte înguste cu ajutorul unui circuit similar celui din fig.2.23., se poate adopta pentru **eliminarea hazardului**. Rolul comparatorului îl poate juca o poartă obișnuită, tensiunea de prag fiind chiar tensiunea de prag logic specifică circuitului. Soluția nu este dintre cele mai fericite deoarece atrage după sine și întârzierea impulsurilor utile.

2.4. Atenuator compensat

Atunci când se dorește bținerea unui semnal de aceeași formă cu cel de intrare se poate utiliza un divizor rezistiv ca în fig.2.24.a.

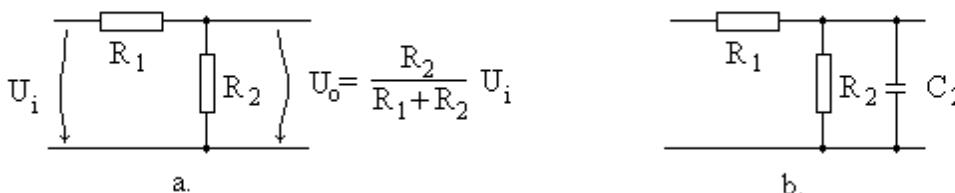


Fig.2.24. Divizor rezistiv

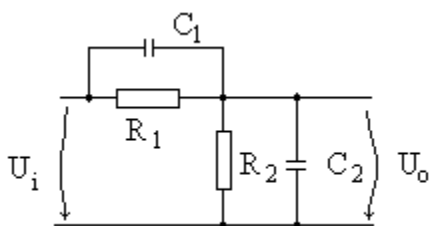
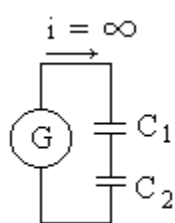


Fig. 2.25. Atenuator compensat

Dacă însă utilizatorul intervine cu o capacitate (C_2 în fig.2.24.b.) atunci atenuatorul are și o ușoară tentă de integrare ceea ce duce la deformarea semnalului ! Acest inconvenient poate fi remediat în anumite cazuri dacă în paralel cu R_1 se adaugă un condensator C_1 cu efect de compensare ,vezi fig.2.25.

Să analizăm răspunsul circuitului din fig.2.25. la un **semnal de intrare treaptă**. Se observă că circuitul este de ordinul unu deci se poate aplica rel.(1.3).



În scopul determinării condițiilor la limită se presupune că semnalul de intrare este furnizat de un **generator de putere infinită** care poate debita un curent de valoare infinită astfel încât să încarce instantaneu cele două condensatoare. Într-adevăr numai un curent infinit poate încărca

instantaneu un condensator - variația instantanee $\Delta U_C(t) = \frac{1}{C} \cdot \int_{t^-}^{t^+} i_C(t) \cdot dt$

poate fi diferită de zero numai într-un caz de **tipul 0∞** .

Pentru a determina răspunsul atenuatorului compensat la treptă de tensiune să presupunem că în momentul $t = 0$ se aplică un semnal treaptă de amplitudine E . Cele două condensatoare se încarcă instantaneu. Se poate calcula $E = U_{C_1}(0^+) + U_{C_2}(0^+) = \frac{q_1}{C_1} + \frac{q_2}{C_2} = q \cdot \frac{C_1 + C_2}{C_1 \cdot C_2}$

deoarece în primul moment curentul închizându-se numai prin capacități sarcina electrică este aceeași $q_1 = q_2 = q$. Se calculează $q = \frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2} E$ și încă $U_{C_2}(0^+) = \frac{q}{C_2} = E \cdot \frac{C_1}{C_1 + C_2}$

Se observă că tensiunea de ieșire coincide cu tensiunea la bornele capacității C_2 și deci se poate calcula astfel :

$$\left. \begin{aligned}
 U_0(0^+) &= E \cdot \frac{C_1}{C_1 + C_2} \\
 U_0(\infty) &= E \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} \\
 \tau &= \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} \cdot (C_1 + C_2)
 \end{aligned} \right\} \Rightarrow U_0(\infty) = E \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} + \left(E \cdot \frac{C_1}{C_1 + C_2} - E \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) \cdot e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (2.18)$$

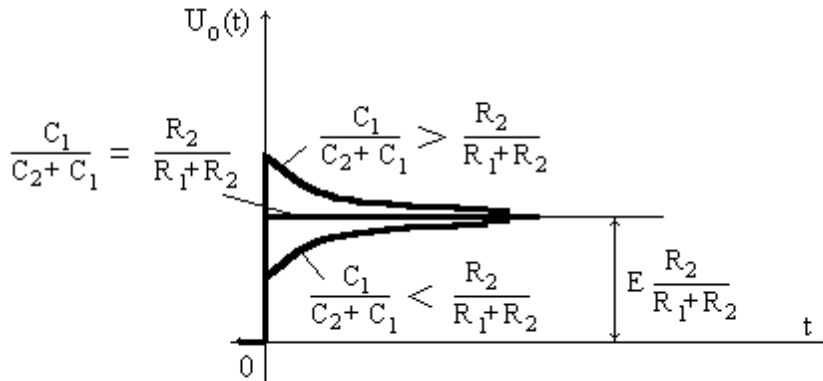


Fig.2.26. Răspunsul aatenuatorului compensat la semnal treaptă

Reprezentarea grafică a răspunsului pune în evidență trei situații

- atenuator supracompensat dacă $R_1 C_1 > R_2 C_2$
- **atenuator compensat** dacă $R_1 C_1 = R_2 C_2$
- atenuator subcompensat dacă $R_1 C_1 < R_2 C_2$

2.5. Polarizare dinamică; Circuite pentru fixarea nivelului

A. Unele observații privind utilizarea circuitului RC trece-sus ca circuit de separare

Așa cum s-a amintit , una din utilizările de bază ale circuitului RC trece-sus este de circuit de separare în curent continuu.

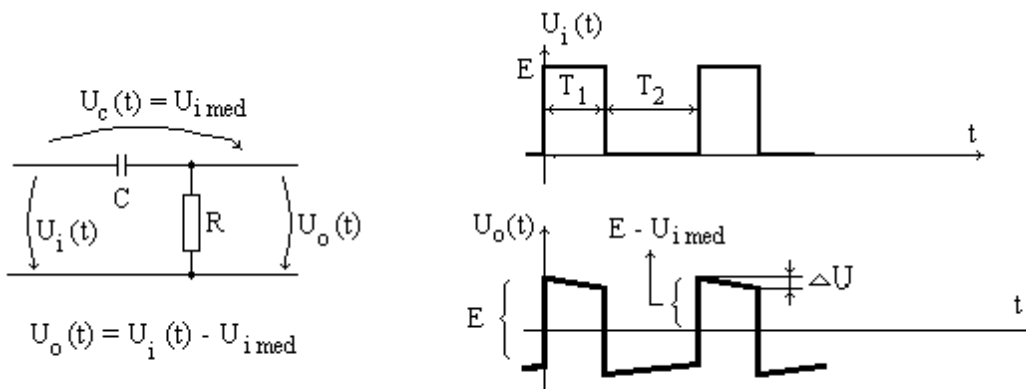


Fig.2.27. Circuit RC trece-sus utilizat ca circuit de separare în cazul semnalelor dreptunghiulare

În cazul impulsurilor dreptunghiulare, pentru realizarea unei bune separări se impun două cerințe, fig.2.27. :

- axarea răspunsului pe componenta medie;
- realizarea unei scăderi ΔU a palierului semnalului de valoare cât mai mică;

Prima cerință este îndeplinită dacă se alege $RC \gg T_1, T_2$ (în aceste condiții condensatorul C se încarcă la tensiunea continuă $U_{i\ med}$ - vezi fig.2.18.).

Pentru a verifica cea de-a doua cerință vom calcula căderea palierului semnalului ΔU și apoi vom evalua **denivelarea** D defintă cu relația $D = \frac{\Delta U}{E}$. , unde E este amplitudinea semnalului

dreptunghiular. Presupunem originea timpului $t = 0$ în momentul de început al impulsului de durată T_1 și apoi determinăm legea de variație a răspunsului în intervalul $t \in (0, T_1)$.

$$\left. \begin{array}{l} U_o(0^+) = E - U_{i\ med} \\ U_o(\infty) = 0 \\ \tau = RC \end{array} \right\} \Rightarrow U_o(t) = (E - U_{i\ med}) \cdot e^{-\frac{t}{RC}} \quad (2.19)$$

În ultima relație se dezvoltă exponențiala în serie de puteri (se reamintește că seria de puteri are expresia $f(x) = f(0) + f'(0) \cdot \frac{x}{1!} + f''(0) \cdot \frac{x^2}{2!} + f'''(0) \cdot \frac{x^3}{3!} + \dots$) și se obține relația

aproximativă $e^{-\frac{t}{RC}} \approx 1 - \frac{t}{RC}$. În ultima relație s-a reținut numai termenul în t deoarece pentru intervalul considerat $t \in (0, T_1)$ și în condiția impusă de o bună axare $RC \gg T_1$, puterile raportului $\frac{t}{RC}$ din dezvoltarea în serie au o pondere nesemnificativă.

Cu aceste aproximări relația (2.19) devine $U_o(t) = (E - U_{i\ med}) \cdot \left(1 - \frac{t}{RC}\right)$ de unde

$$\Delta U = U_o(0) - U_o(T_1) = (E - U_{i\ med}) - (E - U_{i\ med}) \cdot \left(1 - \frac{T_1}{RC}\right) = (E - U_{i\ med}) \cdot \frac{T_1}{RC} \quad (2.20)$$

Acum se poate calcula denivelarea D conform definiției, adică

$$D = \frac{\Delta U}{E} = \frac{E - U_{i\ med}}{E} \cdot \frac{T_1}{RC} = \left(1 - \frac{U_{i\ med}}{E}\right) \frac{T_1}{RC} = \left(1 - \frac{T_1}{T_1 + T_2}\right) \frac{T_1}{RC} \quad (2.21)$$

Un calcul asemănător efectuat pentru palierul de durată T_2 al impulsului ar fi dus la o relație similară.

Se observă că și cea de-a doua cerință impusă circuitului de separare conduce tot la condiția $RC \gg T_1, T_2$!

B. Polarizarea dinamică

Fenomenul de polarizare dinamică apare atunci când există un circuit RC trece-sus cu rol de separare (deci cu constanta RC foarte mare !) urmat de un element neliniar, de exemplu o diodă sau joncțiune B-E a unui tranzistor, înseriat cu o rezistență vezi situația de principiu din fig.2.28. În acest caz circuitul nu mai realizează o separare în curent continuu după modelul analizat în paragraful anterior ci apare fenomenul de polarizare dinamică ce este descris în continuare.

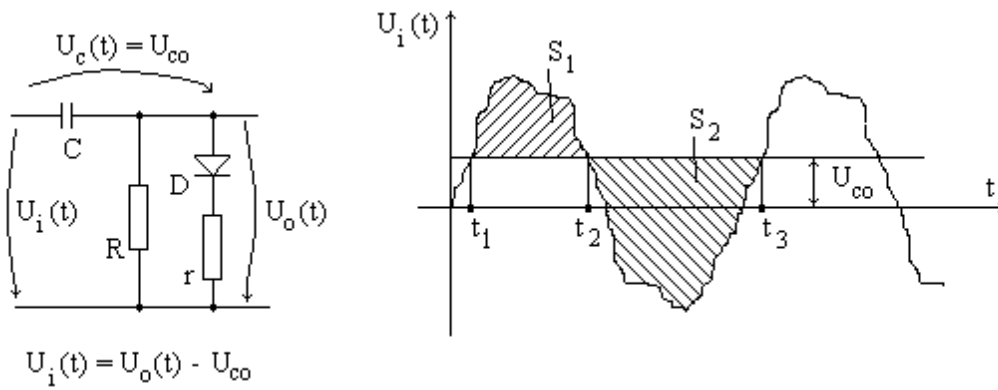


Fig.2.28. Fenomenul de polarizare dinamică

În cele ce urmează , pentru diodă vom propune modelul cel mai simplu :

- **dioda polarizată direct** are rezistență nulă, $R_d = 0$ și cădere de tensiune nulă pe ea;
- **dioda polarizată invers** are rezistență infinită $R_i = \infty$;

Așa cum s-a precizat, valoarea condensatorului fiind foarte mare, tensiunea pe el este practic constantă – se va nota cu U_{co} . Condensatorul nu se comportă totuși ca o sursă de tensiune perfect constantă, tensiunea pe el suferind mici denivelări notate ΔU - vezi fig.2.18. și 2.27 . Având în vedere aceste lucruri se poate observa că, în regim staționar, condensatorul se încarcă la o astfel de tensiune U_{co} încât variația la încărcare ΔU_{inc} este egală cu variația de tensiune la descărcare ΔU_{desc} adică $\Delta U_{inc} = \Delta U_{desc}$. Dar conform fig.2.28 se stabilește că :

- **pe intervalul $t \in (t_1, t_2)$** , atât timp cât $U_i > U_{co}$ are loc **încărcarea** condensatorului prin rezistența $R_{inc} = R || r$ (dioda este polarizată direct în acest interval) ; tensiunea de încărcare se poate calcula cu :

$$\Delta U_{inc} = \frac{1}{C} \int_{t_1}^{t_2} i_{inc} \cdot dt = \frac{1}{C} \int_{t_1}^{t_2} \frac{U_i(t) - U_{co}}{R_{inc}} \cdot dt = \frac{S_1}{C \cdot R_{inc}} \quad (2.22)$$

- **pe intervalul $t \in (t_2, t_3)$** , atât timp cât $U_i < U_{co}$ are loc **descărcarea** condensatorului prin rezistența $R_{desc} = R$ (dioda este polarizată invers în acest interval) ; tensiunea de descărcare se poate calcula cu :

$$\Delta U_{desc} = \frac{1}{C} \int_{t_2}^{t_3} i_{desc} \cdot dt = \frac{1}{C} \int_{t_2}^{t_3} \frac{U_{co} - U_i(t)}{R_{desc}} \cdot dt = \frac{S_2}{C \cdot R_{desc}} \quad (2.23)$$

Egalând cele două relații se obține :

$$\frac{S_1}{R_{inc}} = \frac{S_2}{R_{desc}} \quad (2.24)$$

Cu acestea se poate enunța : *pentru montajul din fig.2.28 în regim staționar condensatorul se încarcă la o tensiune practic constantă egală notată U_{co} și având o astfel de valoare încât să fie îndeplinită relația (2.24)*

Tensiunea de ieșire a circuitului se calculează aplicând teorema Kirchoff cu

$$U_o(t) = U_i(t) - U_{co} \quad (2.25)$$

Cazuri particulare

1. $R_{inc} = R_{desc}$ – de fapt lipsește ramura cu dioda ; în acest caz aplicând (2.24) rezultă $S_1 = S_2$ adică tensiunea la care se încarcă condensatorul este egală cu valoarea medie a tensiunii de intrare $U_{co} = U_{i\ med}$; aplicând (2.25) se constată că $U_o(t) = U_i(t) - U_{i\ med}$ adică ceea ce se știa de la circuitul RC trece-sus - în acest caz circuitul din fig.2.28 coincide de fapt cu RC trece-sus.
2. $R_{inc} \neq R_{desc}$ – în acest caz $S_1 \neq S_2$ și ca urmare și tensiunea de pe condensator diferă de valoarea medie a tensiunii de la intrare $U_{co} \neq U_{i\ med}$; tensiunea medie de la ieșire se calculează cu $U_{o\ med} = U_{i\ med} - U_{co}$ și se constată că nu este nici 0 nici egală cu cea de la intrare ! Fenomenul de polarizare dinamică se manifestă deci astfel : *pentru circuite de forma celor din fig. 2.28. în prezența unui semnal variabil la intrare, tensiunea de ieșire are aceeași componentă alternativă cu cea de intrare dar are și o componentă continuă*

C. Circuite pentru fixarea nivelului

Renunțând la rezistența r din fig.2.28. se obține circuitul următor.

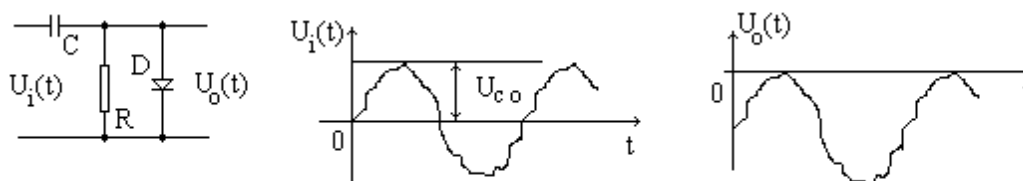


Fig.2.29. Circuit pentru fixarea nivelului

Și aici se produce fenomenul de polarizare dinamică dar rezistența de încărcare fiind $R_{inc} = 0$ rezultă că C se încarcă la o astfel de tensiune U_{co} încât $S_1 = 0$ - de fapt C se încarcă la valoarea de vârf a tensiunii de intrare ! Tensiunea de ieșire calculată cu (2.25) fiind translată cu U_{co} va fi tangentă la abscisă având numai valori negative.

Dacă în serie cu dioda se intercalează o sursă de tensiune E , tensiunea de ieșire este astfel translată încât este tangentă la orizontala de ordonată egală cu E , fig.2.30.



Fig.2.30. Circuit care fixează nivelul împreună cu o sursă E

Acest circuit este folosit atunci când se urmărește stabilirea unui anumit nivel al semnalului (de exemplu în televiziune impulsul de stingere al semnalului se fixează la așa numitul nivel de negru ce asigură invizibilitatea sa).

Observație : dacă dioda este conectată invers, atât la fixarea nivelului cât și la polarizare dinamică fenomenul se păstrează inversându-se locul celor două suprafețe S_1 și S_2 .