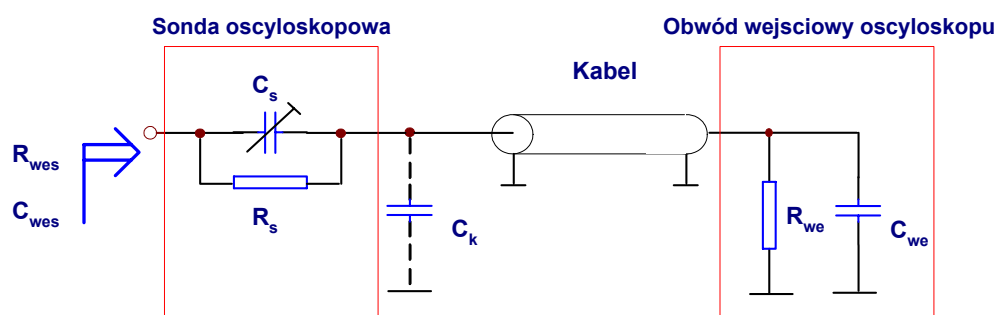


Układy RLC oraz układ czasowy '555



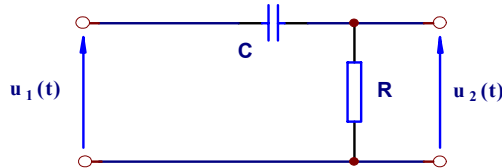
SPIS TREŚCI

1. Układ różniczkujący RC.....	3
1. 1 Podstawowe zależności i definicje.....	3
1. 2 Odpowiedź układu różniczkującego na skok napięcia.....	3
1. 3 Odpowiedź układu różniczkującego na impuls prostokątny.....	5
1. 4 Odpowiedź układu różniczkującego na falę prostokątną.....	7
1. 5 Sprzężenia pojemnościowe.....	8
2. Układ całkujący RC.....	9
2. 1 Podstawowe zależności i definicje.....	9
2. 2 Odpowiedź układu całkującego na skok napięcia.....	11
2. 3 Odpowiedź układu całkującego na falę prostokątną.....	13
2. 4 Wpływ układu całkującego na zniekształcenie przebiegów.....	13
3. Wpływ rezystancji generatora i pojemności obciążenia na własności układu różniczkującego i całkującego.....	15
4. Metoda „czoła i grzbietu”.....	17
5. Dzielnik skompensowany, a sonda bierna.....	20
6. Układy kształtujące RLC.....	21
6. 2 Odpowiedź na skok jednostkowy czwórników RLC przy sterowaniu ze źródła napięcia.....	24
7. Przykładowe zadania.....	26
8. Timer '555.....	29
8. 1 Budowa i zasada działania timera w oparciu o schemat blokowy.....	29
8. 2 Praca jako multiwibrator monostabilny.....	30
8. 3 Praca jako multiwibrator astabilny.....	32
8. 4 Praca jako przerzutnik astabilny zbudowany na układzie '555 z regulacją współczynnika wypełnienia.....	34

1. Układ różniczkujący RC

1.1 Podstawowe zależności i definicje.

Układem różniczkującym nazywa się w technice impulsowej elementarny górnoprzepustowy filtr RC.



Rys. 1.1 Schemat układu różniczkującego RC

Zależność napięcia wyjściowego $u_2(t)$ od napięcia wejściowego $u_1(t)$ przy zerowych warunkach początkowych jest określona równaniem różniczkowym:

$$\tau \frac{du_2}{dt} + u_2 = \tau \frac{du_1}{dt} \quad (1.1)$$

gdzie: $\tau = RC$ – stała czasowa układu.

W dziedzinie operatora s równanie (1.1) ma postać:

$$U_2(s) = U_1(s) \frac{R}{R + \frac{1}{sC}} = U_1(s) \frac{s\tau}{1 + s\tau} \quad (1.2)$$

Nazwa układu różniczkującego wywodzi się stąd, że w pewnych warunkach, a mianowicie przy odpowiednio dobranej, niewielkiej wartości τ , oraz dla tych przedziałów czasu, w których szybkość zmian napięcia u_2 jest niewielka napięcie wyjściowe jest w przybliżeniu proporcjonalne do pochodnej napięcia wejściowego du_1/dt . Wynika to wprost z zależności (1.1). Ta własność układu różniczkującego umożliwia kształtowanie impulsów o amplitudzie zależnej od szybkości narastania bądź opadania napięcia sterującego, a więc od impulsów wyzwalających w chwilach czasowych, odpowiadających zboczom dowolnego przebiegu impulsowego.

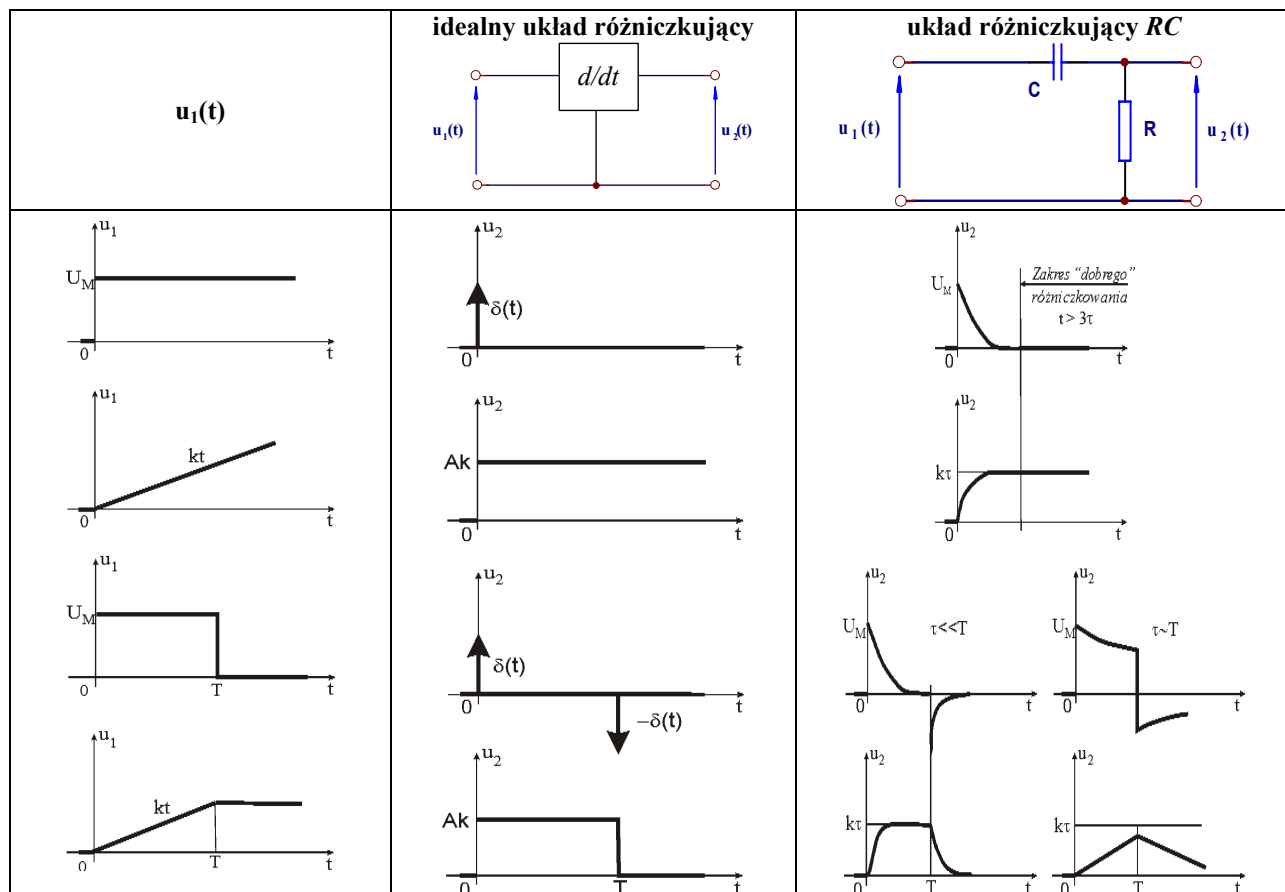
Funkcje przenoszenia układu różniczkującego RC oraz układu realizującego operację różniczkowania w ścisłym tego słowa znaczeniu są inne, co odzwierciedla się w różnych odpowiedziach czasowych tych układów na pobudzenia impulsowe. Na rys. 1.2 przedstawiono przykładowe układy ukazujące tę różnicę.

Kształtowanie impulsów w układzie różniczkującym RC jest tym bardziej zbliżona do różniczkowania, im mniejsza jest stała czasowa τ obwodu. W przypadku stosowania układu RC jako czwórnika sprzęgającego (np. we wzmacniaczach) należy spełnić warunek odwrotny, gdyż ze wzrostem τ maleją zniekształcenia przenoszonych impulsów.

1.2 Odpowiedź układu różniczkującego na skok napięcia

Rozważmy układ różniczkujący pobudzany skokiem napięcia o amplitudzie U_M .

$$e_g(t) = U_M 1(t) \leftrightarrow E_g(s) = \frac{U_M}{s} \quad (1.3)$$



Rys. 1.2 Porównanie odpowiedzi czasowych układów różniczkującego idealnego i rzeczywistego na kilka wymuszeń impulsowych

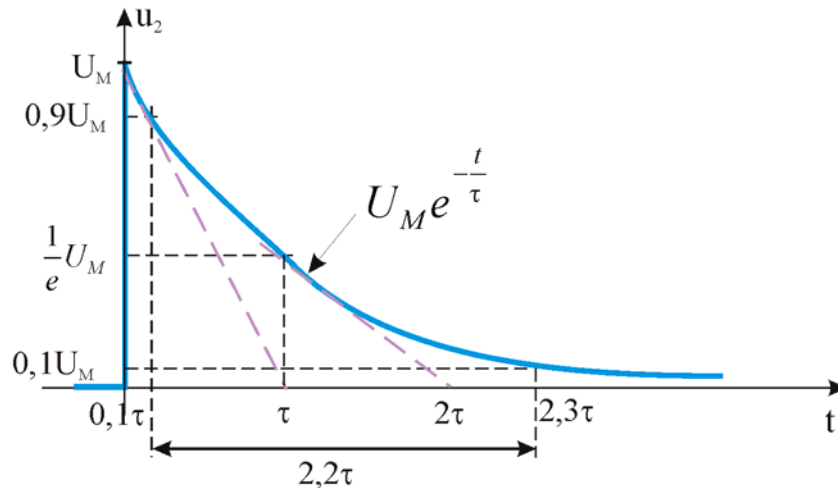
Na podstawie (1.2) napięcie wyjściowe jest określone zależnością:

$$U_2(s) = \frac{U_M}{s} \frac{s\tau}{1+s\tau} = U_M \frac{1}{s + \frac{1}{\tau}} \quad (1.4)$$

co po przejściu do dziedziны czasu daje:

$$U_2(t) = U_M e^{-\frac{t}{\tau}} 1(t) \quad (1.5)$$

Zostało to przedstawione na rys.1.3.



Rys. 1.3 Odpowiedź układu różniczkującego RC na wymuszenie skokiem jednostkowym o amplitudzie U_M

Właściwości odpowiedzi na skok napięcia:

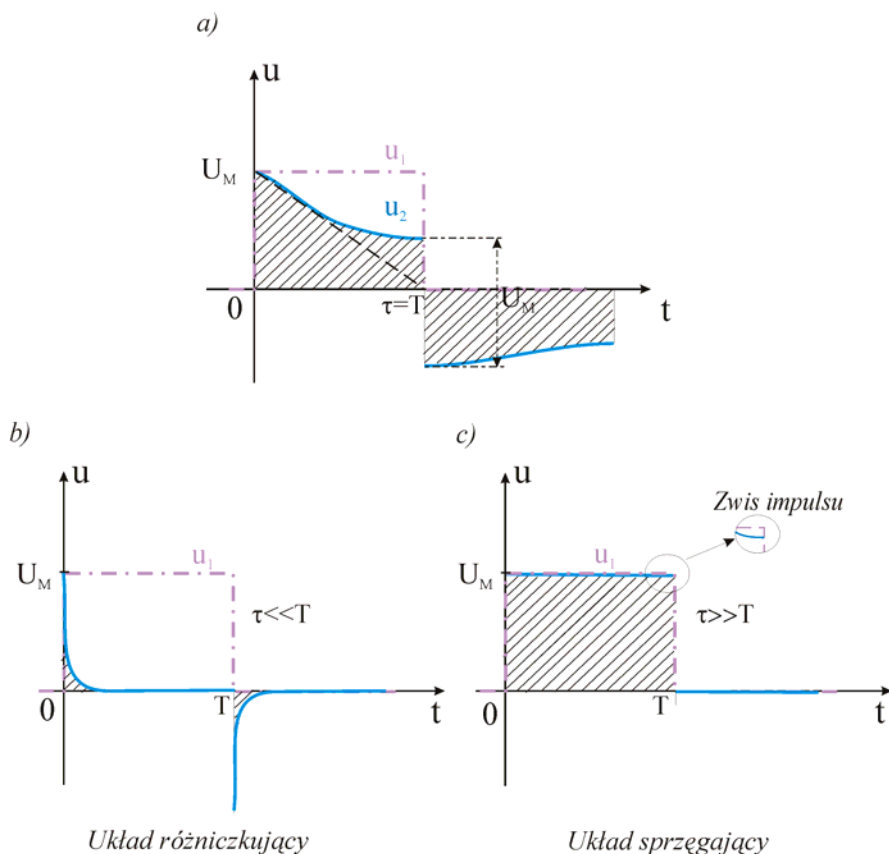
- nachylenie przebiegu $u_2(t)$ w chwili $t = 0+$ jest równe U_M/τ więc styczna wyprowadzona z punktu $(0, U_M)$ przecina oś czasu w punkcie $t = \tau$,
- każda styczna do przebiegu wykładniczego przecina oś odciętych w punkcie odległym o τ od rzutu punktu styczności na tę oś,
- amplituda przebiegu wynosi U_M , przy czym napięcie wyjściowe maleje do 90% wartości początkowej w chwili $t \approx 0,1\tau$, a do 10% w chwili $t \approx 2,3\tau$, więc czas opadania $t_{0,9-t_{0,1}}$ wynosi w przybliżeniu $2,2\tau$,
- sygnał wyjściowy maleje do 1% wartości po $4,6\tau$.

1.3 Odpowiedź układu różniczkującego na impuls prostokątny

Odpowiedź układu różniczkującego na impuls prostokątny u_1 przedstawiony na rys. 1.4 napięcia można wyznaczyć jako superpozycję odpowiedzi na dwa pobudzenia skokowe $U_M \cdot 1(t) - U_M \cdot 1(t-T)$. Korzystając z zależności (1.5) dla obydwu skoków jednostkowych napięcie na wyjściu ma postać:

$$u_2(t) = U_M \left[e^{-\frac{t}{\tau}} 1(t) - e^{-\frac{t-T}{\tau}} 1(t-T) \right] \quad (1.6)$$

Pole pod krzywą $u_2(t)$ jest proporcjonalne do ładunku gromadzonego w kondensatorze C. Ponieważ ładunek ten przed $(t < 0)$ i po $(t \rightarrow \infty)$ pobudzeniem jest równy zero (zakładając zerowe warunki początkowe), obszary zakreskowane pod i nad osią czasu mają równe powierzchnie.



Rys. 1.4 Odpowiedź układu różniczkującego RC na impuls prostokątny dla $T \approx \tau$ (a) oraz kształt odpowiedzi dla $\tau \ll T$ (b) oraz $\tau \gg T$ (c)

Gdy stała czasowa τ jest znacznie mniejsza od czasu trwania impulsu T , rozładowanie kondensatora następuje szybko (rys.1.4b). W przypadku układów sprzęgających czas powrotu do równowagi jest stosunkowo długi (rys.1.4c). Często używanym parametrem określającym stopień zniekształcenia przebiegów jest tzw. zwis impulsu z , równy procentowemu ubytkowi napięcia wyjściowego $u_2(t)$ przy wymuszeniu impulsem prostokątnym:

$$z = \frac{U_M - u_2(T)}{U_M} 100\% = \left(1 - e^{-\frac{T}{\tau}}\right) 100\% \quad (1.7)$$

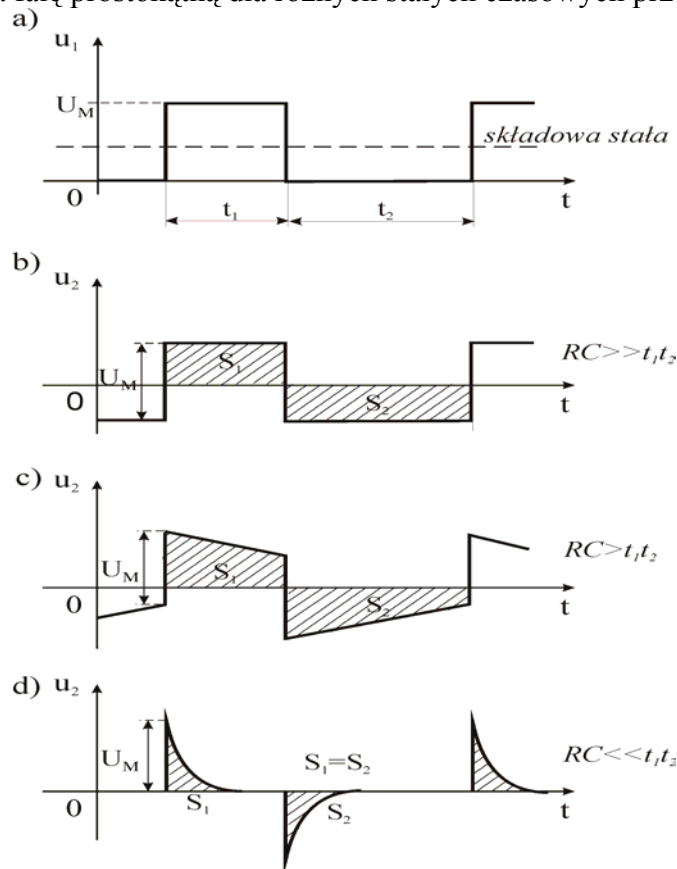
W układach, w których $\tau \geq 10T$ ($z < 10\%$) po rozwinięciu w szereg potęgowy zwis może być określony w przybliżeniu:

$$z \cong 100 \frac{T}{\tau} [\%] \quad (1.8)$$

Dla idealnego impulsu prostokątnego (czas narastania przebiegu wejściowego jest równy 0) zmiana amplitudy napięcia wyjściowego w chwili skokowej zmiany napięcia wejściowego jest równa amplitudzie zmian napięcia wejściowego (rys. 1.4). Dla rzeczywistych impulsów prostokątnych (czas narastania jest różny od 0) zmiana amplitudy napięcia na wyjściu będzie zawsze mniejsza od zmiany amplitudy na wejściu (w chwili skokowej zmiany napięcia wejściowego) (rys. 1.6) .

1.4 Odpowiedź układu różniczkującego na falę prostokątną.

Odpowiedzi na falę prostokątną dla różnych stałych czasowych przedstawiono na rys. 1.5.



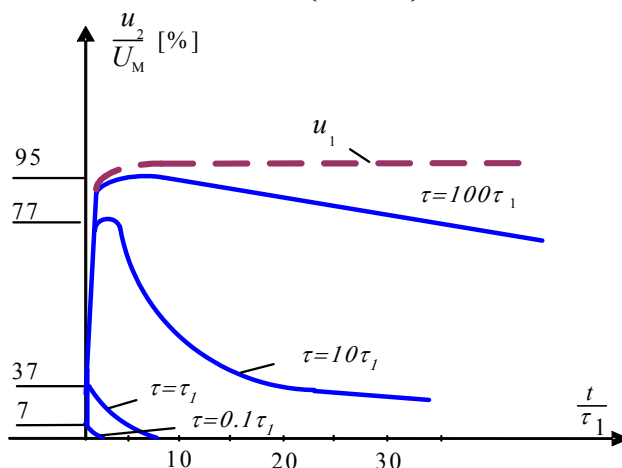
Rys. 1.5 Odpowiedź układu różniczkującego na pobudzenie napięciowe idealną falą prostokątną w stanie ustalonym : a – przebieg sterujący, b – odpowiedź układu o dużej stałej czasowej ($RC \gg t_1, t_2$), c – o średniej stałej czasowej ($RC > t_1, t_2$), d – o małej stałej czasowej ($RC \ll t_1, t_2$)

Warto zauważyć, że w stanie ustalonym ($t \rightarrow \infty$) przebieg napięcia wyjściowego nie zawiera składowej stałej (trywialne, bo kondensator nie przepuszcza składowej stałej; nie mniej jednak studenci często o tym zapominają). Na rys. 1.5b przedstawiono odpowiedź układu różniczkującego o dużej stałej czasowej w porównaniu z czasami trwania impulsów. Taki układ można wykorzystać jako układ sprzęgający. Na dalszych rysunkach widzimy coraz większe różniczkowanie wraz ze zmniejszającą się stałą czasową.

Z dotychczasowych rozważań wynika, że układ różniczkujący RC przenosi bez zmiany amplitudy wszystkich impulsów o charakterze skokowym, niezależnie od wartości stałej czasowej. W rzeczywistości jednak wszystkie przebiegi sterujące mają skończoną szybkość narastania zboczy, co powoduje, stratę amplitudy wraz ze zmniejszaniem stałej czasowej różniczkowania.

Na odpowiedź układu różniczkującego, unormowaną do maksymalnej amplitudy napięcia wejściowego, na najczęściej spotykany w praktyce wejściowy impuls wykładniczo narastający, określony wzorem:

$$u_1(t) = U_M \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_1}} \right) 1(t) \quad (1.9)$$



Rys. 1.6 Odpowiedź układu różniczkującego RC na impuls narastający wykładniczo ze stałą czasową τ_1 , w zależności od różnych stałych czasowych obwodu różniczkującego $\tau=RC$. Widoczna strata amplitudy przy małej wartości τ

Już przy stosunkowo słabym różniczkowaniu, gdy $\tau = 10\tau_1$, amplituda napięcia wyjściowego jest około 23% mniejsza od amplitudy napięcia sterującego. Przy równych stałych czasowych $\tau = \tau_1$ straty sięgają 2/3. Dodatkowe zmniejszenie napięcia wyjściowego mogą powodować elementy pasożytnicze, tzn. rezystancja wyjściowa układu sterującego i pojemność obciążenia.

W praktycznych układach kształtujących impulsy szpilkowe wartości stałych czasowych powinny być więc dobierane ze względu na kompromis między amplitudą i szerokością tych impulsów. Niekiedy konieczne jest stosowanie stopni wzmacniających, lub układów RLC (rozdział 6).

1.5 Sprzężenia pojemnościowe.

Niepożądane efekty związane z występowaniem układów różniczkujących przedstawiono na rys. 1.7. Przypadek z rys. 1.7a dotyczy sytuacji kiedy występuje sprzężenie pojemnościowe pomiędzy obserwowaną linią sygnałową a źródłem przebiegu prostokątnego występującego gdzieś w badanym układzie. Przyczyną takiego zjawiska może być brak dopasowania falowego obserwowanej linii (najczęściej brak zakończenia tej linii rezystorem obciążającym). Jeśli tak nie jest to należy zmniejszyć rezystancję źródła sygnału zasilającego linię lub zmniejszyć sprzężenie pojemnościowe linii z źródłem fali prostokątnej. Przypadek z rys. 1.7b to typowy przykład obserwacji fali prostokątnej, gdy jest przerwane połączenie układu, najczęściej w otoczeniu sondy oscyloskopowej. Bardzo mała pojemność przerwane połączenie tworzy z układami wejściowymi oscyloskopu układ różniczkujący. Z reguły w takich przypadkach amplituda obserwowanego przebiegu jest podejrzanie mała.

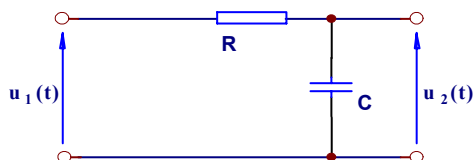


Rys. 1.7 a) Efekt sprzężenia pojemnościowego pomiędzy badaną linią sygnałową a źródłem przebiegu prostokątnego; b) Efekt sprzężenia pojemnościowego powstałego na skutek braku połączenia w obrębie sondy oscyloskopowej

2. Układ całkujący RC.

2.1 Podstawowe zależności i definicje.

Układem całkującym nazywa się w technice impulsowej elementarny filtr dolno-przepustowy RC (rys. 2.1).



Rys. 2.1 Schemat układu całkującego RC

Zależność napięcia wyjściowego $u_2(t)$ od napięcia wejściowego $u_1(t)$ przy zerowych warunkach początkowych jest określona równaniem różniczkowym:

$$u_1 = \tau \frac{du_2}{dt} + u_2 \quad (2.1)$$

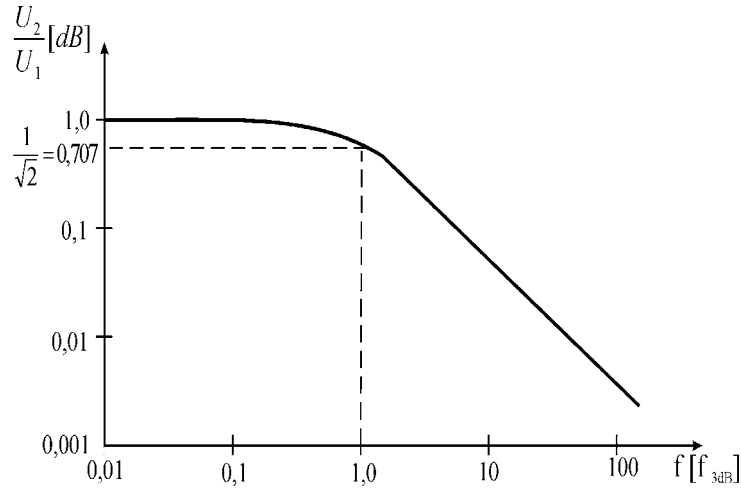
lub w dziedzinie operatora s :

$$U_2(s) = U_1(s) \frac{\frac{1}{sC}}{R + \frac{1}{sC}} = U_1(s) \frac{1}{1 + s\tau} \quad (2.2)$$

gdzie $\tau = RC$.

Jak łatwo zauważyć napięcie $U_2(s)$ powstaje w wyniku podziału napięcia wejściowego dzielnikiem zbudowanym z elementów R i C .

Charakterystyka przejściowa układu RC została przedstawiona na rys.2.2.



Rys. 2.2 Charakterystyka amplitudowa filtru dolnoprzepustowego

Punkt zmniejszenia wzmocnienia o 3dB (w przybliżeniu $\sqrt{2}$ raza) odpowiada częstotliwości

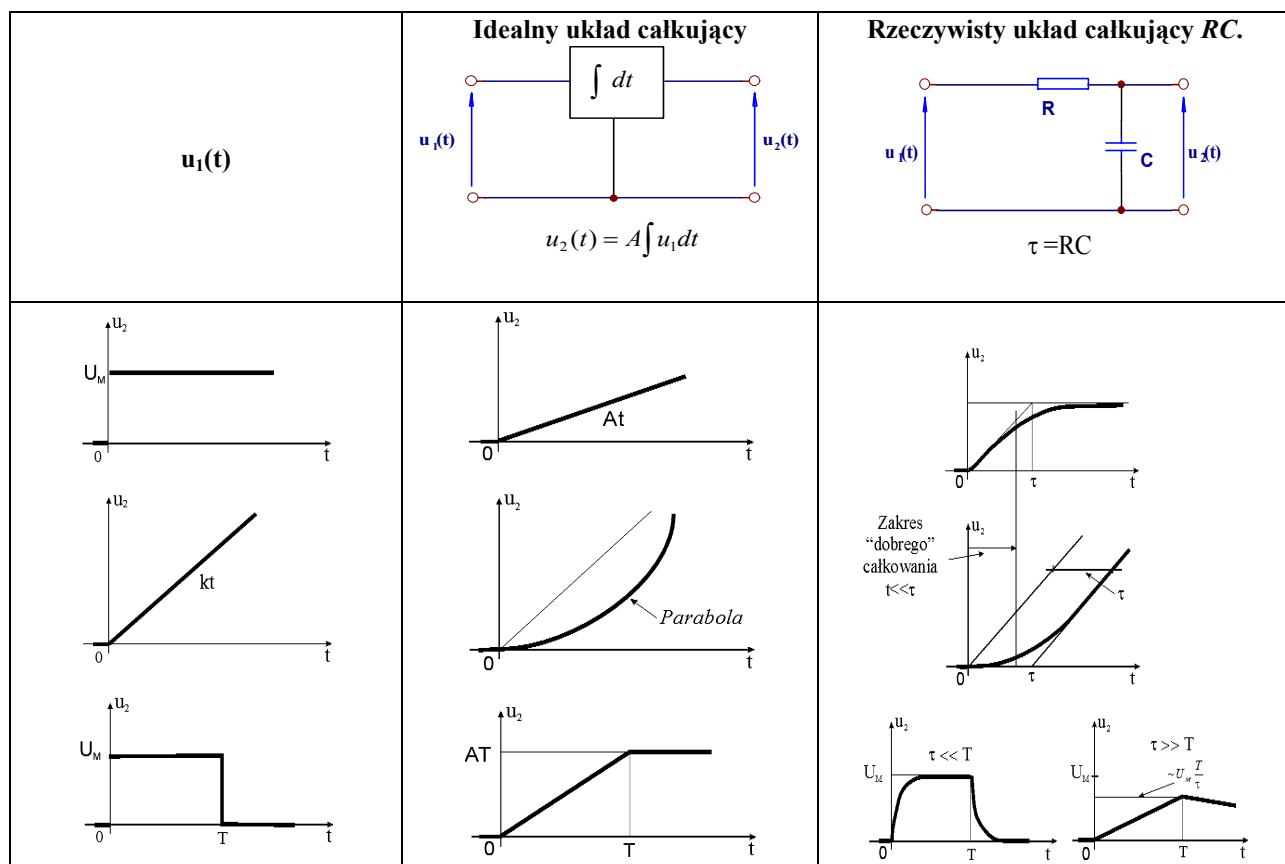
$$f_{3dB} = \frac{1}{2\pi RC} \quad (2.3)$$

Układ całkujący nie realizuje idealnie operacji całkowania. Przebieg wyjściowy $u_2(t)$ jest w przybliżeniu proporcjonalny do całki napięcia wejściowego, gdy zachodzi warunek:

$$\tau \frac{du_2}{dt} \ll u_2 \quad (2.4)$$

który jest spełniony dla $t \ll \tau$.

Powyższą regułę wyjaśnia rys.2.3.



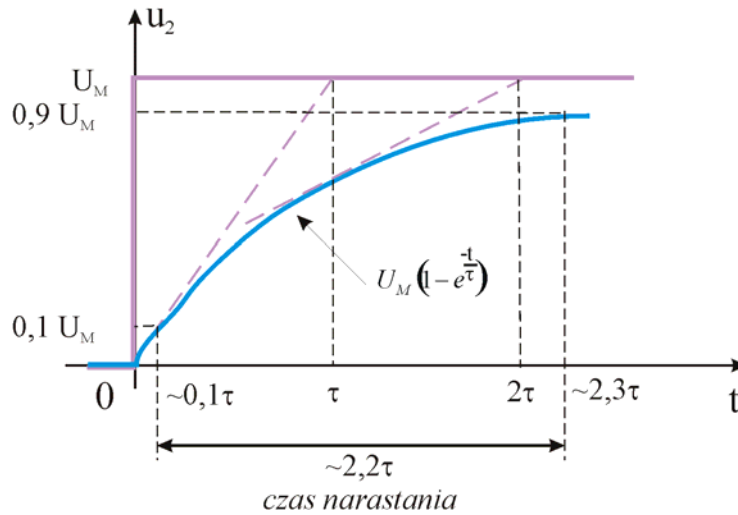
Rys. 2.3 Porównanie odpowiedzi idealnego układu całkującego oraz układu całkującego RC na trzy rodzaje wymuszeń impulsowych

W urządzeniach impulsowych układ całkujący RC jest wykorzystywany przede wszystkim do kształtowania przebiegów, których amplituda jest w przybliżeniu proporcjonalna do czasu np. w układach opóźniających, układach separacji impulsów o określonym czasie trwania. W zastosowaniach tych stała czasowa powinna być tak dobierana, aby spełniony był warunek (2.4), czyli w odróżnieniu od układu różniczkującego wartość τ powinna być jak największa.

2.2 Odpowiedź układu całkującego na skok napięcia.

Odpowiedzią układu całkującego RC na skok napięcia wejściowego $u_1 = U_M 1(t)$ jest przebieg wykładniczy ze stałą czasową $\tau = RC$.

$$u_2(t) = U_M \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right) 1(t) \quad (2.5)$$



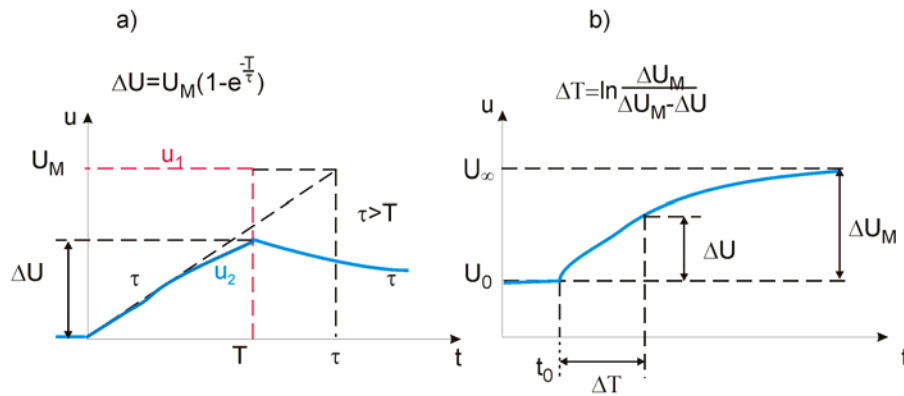
Rys. 2.4 Odpowiedź układu różniczkującego na skok napięcia wejściowego o amplitudzie U_M

Przebieg ten stanowi dopełnienie odpowiedzi obwodu różniczkującego do wartości U_M skoku napięcia wejściowego. Jest to oczywiste, ponieważ oba omawiane układy różnią się w zasadzie tylko oznaczeniem zacisków wyjściowych.

Wzrost stałej czasowej przy ustalonej długości kształtowanego impulsu prowadzi do zmniejszania się amplitudy napięcia wyjściowego $u_2(t)$ (rys. 2.5a). Na rys. 2.5b przedstawiono przyrost napięcia wykładniczego o wartość ΔU . Czas tego przyrostu określany jest wzorem:

$$\Delta T = \ln \frac{\Delta U_M}{\Delta U_M - \Delta U} \quad (2.6)$$

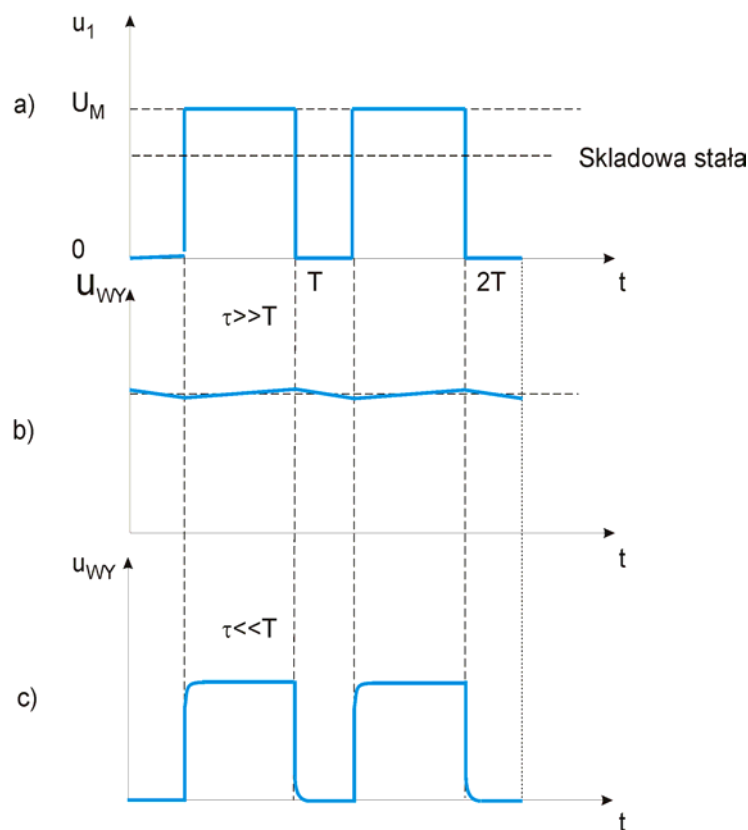
Przykładowo dla $\tau = 3T$ strata amplitudy przewyższa 72% (rys. 2.5a). Dlatego dla uzyskania dużej liniowości przebiegu $u_2(t)$ i znacznej jego amplitudy wymagane jest stosowanie stopni wzmacniających.



Rys. 2.5 Własności odpowiedzi układu całkującego RC: a – zmniejszenie amplitudy przebiegu związane z dużą stałą czasową RC, b – rysunek przedstawiający przyrost wykładniczego przebiegu o wartość ΔU oraz czas tego przyrostu - ΔT

2.3 Odpowiedź układu całkującego na falę prostokątną

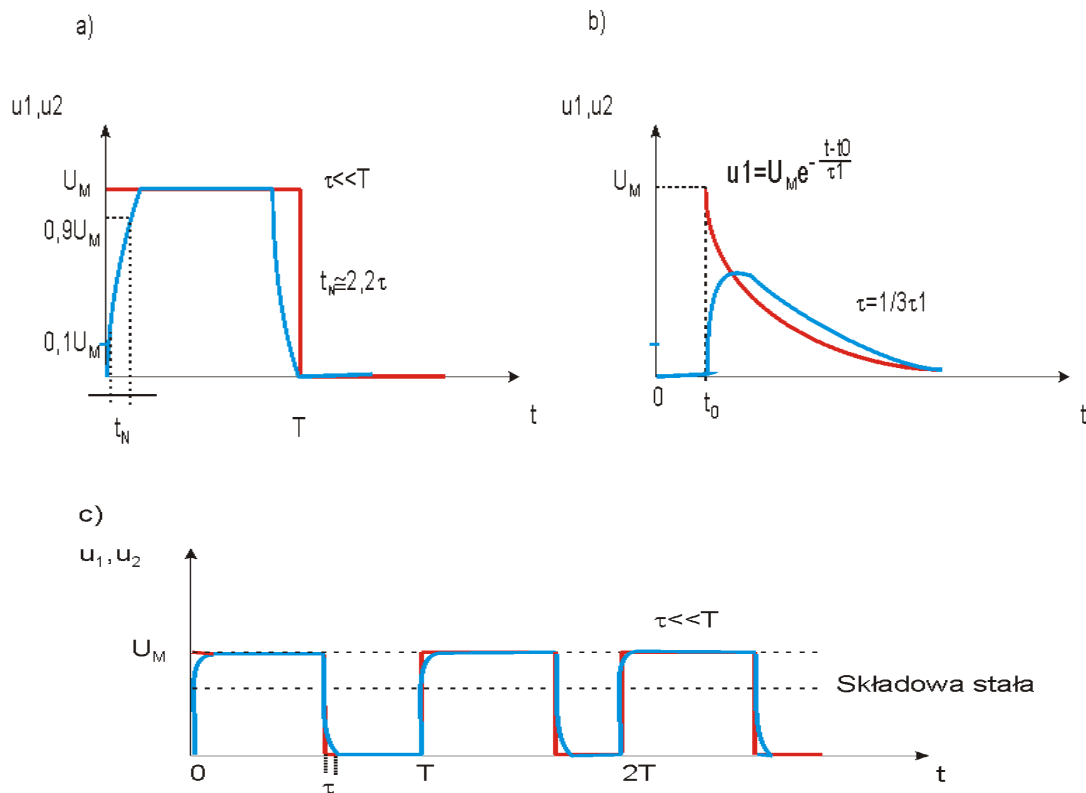
Odpowiedź układu całkującego na falę prostokątną została przedstawiona na rys.2.6. Dla dużych stałych czasowych napięcie wyjściowe oscyluje wokół składowej stałej natomiast dla małej stałej czasowej sygnał na wyjściu jest nieznacznie scałkowany. Im większe (proporcjonalnie do współczynnika wypełnienia) wygładzenie przebiegu ($\tau \gg T$), tym wolniej układ reaguje na zmiany składowej stałej napięcia wejściowego.



Rys. 2.6 Odpowiedź układu całkującego RC w stanie ustalonym na pobudzenie falą prostokątną: a) przebieg wejściowy, b) przebieg wyjściowy dla $\tau \gg T$ oraz c) dla $\tau \ll T$

2.4 Wpływ układu całkującego na zniekształcenie przebiegów.

Obok świadomie wprowadzonych, w każdym układzie elektronicznym istnieją obwody całkujące RC składające się z rezystancji układowych i pojemności własnych (lub rozproszonych) elementów. Stałe czasowe tak powstałych układów całkujących są małe, a ich wpływ przejawia się w zmniejszeniu stromości zboczy i amplitudy oraz wprowadzeniu opóźnień propagacji przenoszonych impulsów. Typowe zniekształcenia przebiegów wynikające z pasożytniczego całkowania przedstawiono na rys. 2.7.



Rys. 2.7 Zniekształcenia niektórych przebiegów impulsowych w wyniku całkowania pasywnego w układzie elektronicznym: a – impulsu prostokątnego, b – impulsu szpilkowego, c – fali prostokątnej

Jako miarę tych zniekształceń przyjmuje się czas narastania odpowiedzi na skok jednostkowy od 10% do 90% wartości amplitudy impulsu skokowego (patrz rys.2.4):

$$t_n = t_{0,9} - t_{0,1} \approx 2,2\tau \quad (2.7)$$

Miedzy czasem narastania, a trzydecybelową częstotliwością graniczną f_g pojedynczego ogniwa filtru dolnoprzepustowego RC (rys.2.2), czyli układu całkującego, zachodzi związek:

$$f_g = \frac{\omega_g}{2\pi} = \frac{1}{2\pi RC} \quad (2.8)$$

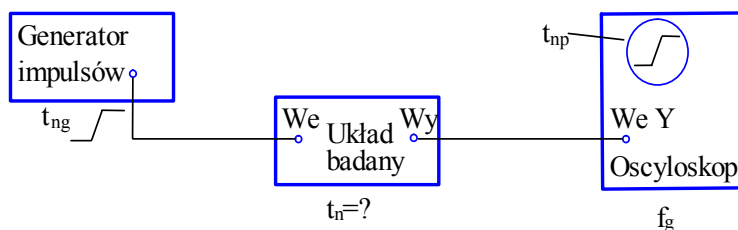
stąd:

$$t_n = 2,2\tau = 2,2RC = \frac{2,2}{2\pi f_g} \approx \frac{0,35}{f_g} \quad (2.9)$$

Wzór (2.9) ma jednak zastosowanie tylko dla układów o jednobiegunowej funkcji przenoszenia. W praktyce mamy jednak do czynienia z układami, w których sygnały podlegają wielokrotnemu całkowaniu. Wyznaczenie czasu narastania w takich przypadkach jest możliwe jedynie w przybliżeniu. Uogólniony wzór na czas narastania w układzie k – krotnego całkowania (błąd rzędu 5%) możemy przedstawić zależnością:

$$t_n \approx \sqrt{t_{n1}^2 + t_{n2}^2 + \dots + t_{nk}^2} \quad (2.10)$$

Wzory (2.9) i (2.10) mają duże znaczenie praktyczne. Przykładowe wykorzystanie przedstawiono na rys. 2.8 w celu wyznaczenia czasu narastania wprowadzonego przez badany za pomocą oscyloskopu.



Rys. 2.8 Pomiar czasu narastania impulsów z uwzględnieniem własnego czasu narastania oscyloskopu

Na ekranie oscyloskopu mierzy się czas wypadkowy t_{np} . Ponieważ impulsy z generatora mają skończony czas narastania t_{ng} , a oscyloskop – ograniczone pasmo f_g , więc na podstawie zależności (2.9) i (2.10) otrzymujemy:

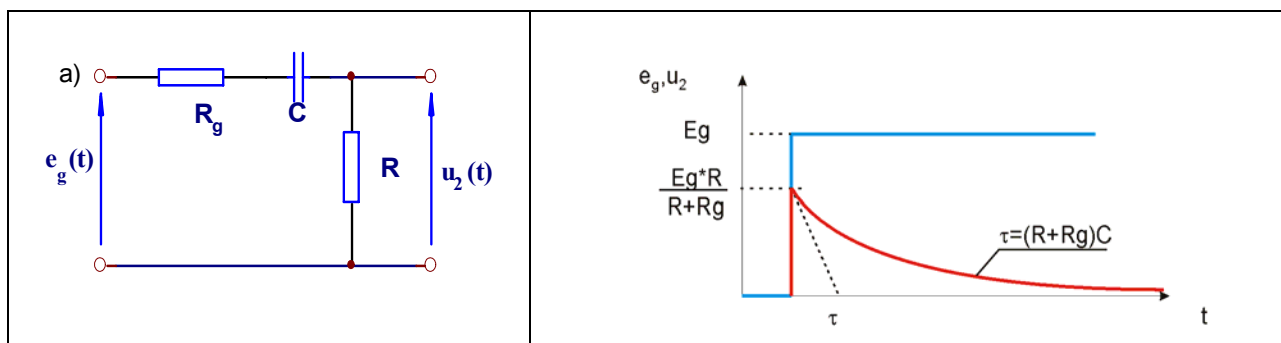
$$t_n^2 \approx t_{np}^2 - t_{ng}^2 - \frac{(0,35)^2}{f_g^2} \quad (2.11)$$

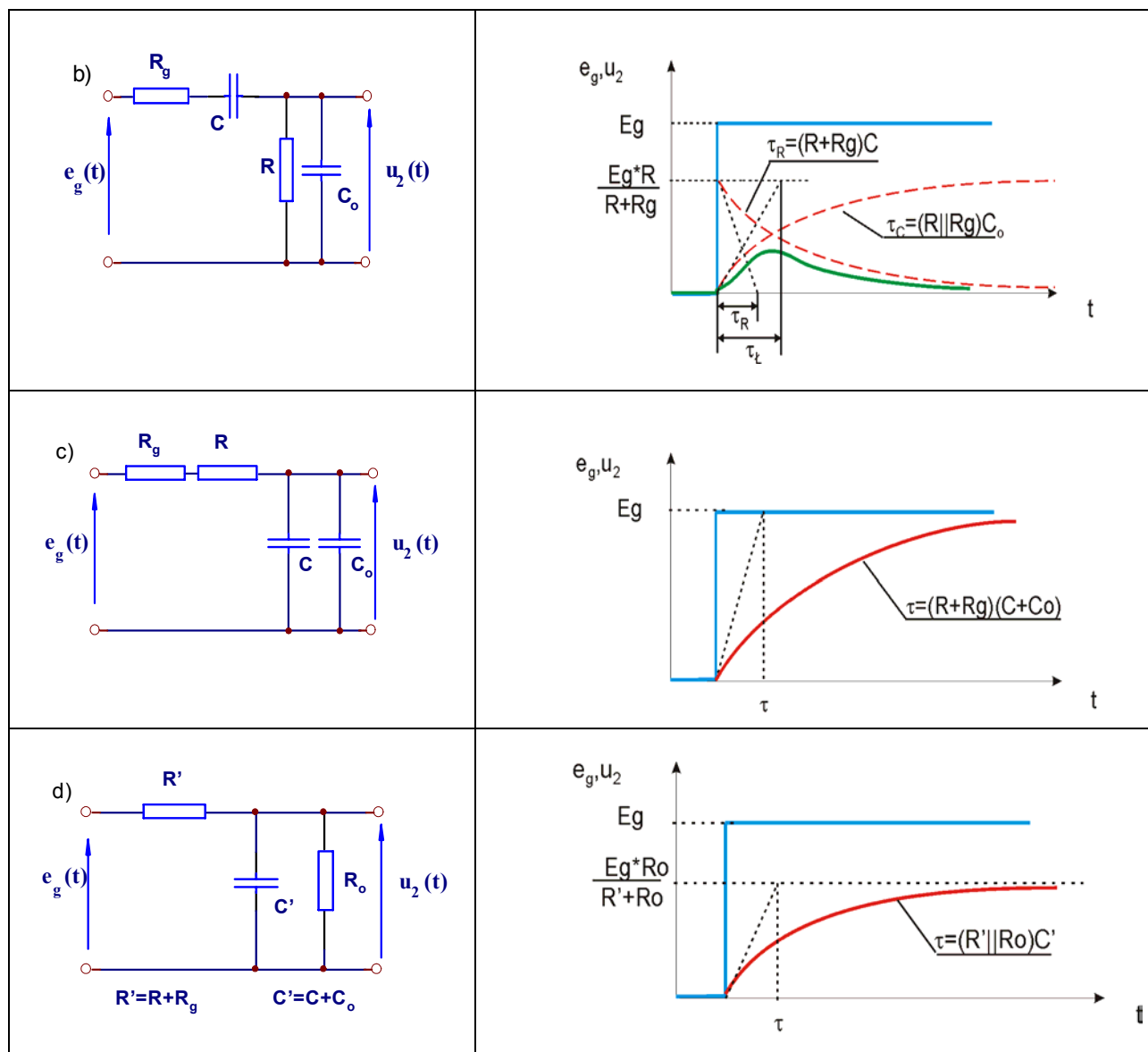
Jak widać, im mniejsze pasmo oscyloskopu, tym większy jego wpływ na mierzony czas narastania t_n .

3. Wpływ rezystancji generatora i pojemności obciążenia na własności układu różniczkującego i całkującego.

W dotychczasowych rozważaniach zakładaliśmy sterowanie napięciowe bez obciążenia. W rzeczywistości obwód sterujący (generator) ma skończoną rezystancję wewnętrzną, a wyjście układu kształtującego jest zwykle obciążone rezystancją i pojemnością następnego stopnia (np. wzmacniacza). Nie zawsze wpływy wymienionych czynników można pominąć.

Wpływ rezystancji generatora R_g objawia się zmniejszeniem amplitudy sygnału wyjściowego oraz zwiększeniem stałej czasowej układu. Kształt odpowiedzi układu zostaje bez zmian (rys.3.1a).





Rys. 3.1 Wpływ rezystancji generatora i impedancji obciążenia na odpowiedź układu różniczkującego RC (a, b) oraz całkującego (c, d)

Korzystając z metody „czoła i grzbietu” (rozdział 4) łatwo można określić kształt przebiegu na wyjściu w zależności od wielkości rezystancji generatora R_g i pojemności obciążającej C_o .

Poważniejsze zmiany wprowadza obciążenie układu różniczkującego pojemnością (rys. 3.1b). Analiza układu z takim obciążeniem jest określona sumą funkcji wykładniczych, a jej kształt można określić w przybliżeniu przyjmując, że zachodzi jednoczesny proces całkowania (elementy R_g , C_o , R) oraz różniczkowania (elementy R_g , C , R), przy czym dla $t \rightarrow 0$ dominuje efekt całkowania a dla $t \rightarrow \infty$ - efekt różniczkowania.

Układ charakteryzuje wyraźna strata amplitudy wynikająca ze spowolnienia narastania przebiegu. Dlatego w rozwiązaniach praktycznych dąży się do spełnienia warunku: $\tau_R \gg \tau_C$ rys. (3.1), co nie zawsze jest łatwe, szczególnie podczas tworzenia bardzo wąskich impulsów szpilkowych.

W układzie całkującym wpływ zarówno R_g jak i C_o jest nieznaczący (rys. 3.1c). Oba te elementy wprowadzają jedynie zmianę stałej czasowej i mogą być uwzględniane przy projektowaniu przez odpowiedni dobór wartości elementów R i C . Uwzględnienie w układzie całkującym rezystancji (rys. 3.1d) obciążenia powoduje zarówno zmianę wartości stałej czasowej, jak i asymptoty przebiegu wyjściowego.

4. Metoda „czoła i grzbietu”

Metoda „czoła i grzbietu” jest to metoda, dzięki której można szybko i praktycznie bez obliczeń określić odpowiedź większości układów na skok jednostkowy. W pierwszym kroku wyznaczamy amplitudę odpowiedzi układu na czoło impulsu pobudzającego (skokową zmianę amplitudy):

$$h(0) = \lim_{t \rightarrow 0} h(t) \quad (4.1)$$

Kondensatory dla czoła impulsu stanowią zwarcie natomiast cewki rozwarcie. W drugim kroku wyznaczamy asymptotyczną wartość $h(\infty)$, czyli odpowiedź układu w stanie ustalonym.

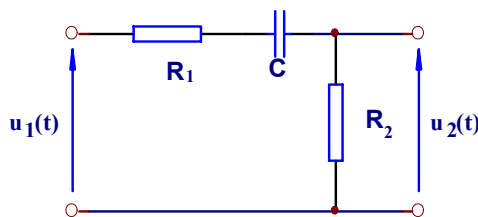
$$h(\infty) = \lim_{t \rightarrow \infty} h(t) \quad (4.2)$$

Wówczas kondensatory należy traktować jako zwarcie, natomiast cewki jako rozwarcie. Trzecim krokiem jest wyznaczenie stałej czasowej τ , określającej szybkość zmian napięć i prądów w układzie. Wartość τ wyznacza się, znajdując rezystancje obwodu widzianą z zacisków elementu reaktancyjnego, przy zwartym wejściu (sterowanie napięciowe) i rozwartym wyjściu (brak obciążenia). W przypadku, gdy element reaktancyjny jest kondensatorem to rezystancje obwodu mnożymy razy jego pojemność, gdy jest cewką dzielimy indukcyjność przez rezystancje obwodu. Znajac $h(0)$, $h(\infty)$ oraz τ wyznaczamy odpowiedź na skok jednostkowy:

$$h(t) = [h(0) - h(\infty)]e^{-\frac{t}{\tau}} + h(\infty) \quad (4.3)$$

Równanie (4.3) ma zastosowanie jedynie do takich układów kształtujących, których odpowiedź na skok jednostkowy jest opisana jednym słowem wykładniczym.

Jako przykład rozważmy następujący układ:



Aby wyznaczyć odpowiedź powyższego układu na skok jednostkowy najpierw obliczamy amplitudę odpowiedzi układu na czoło impulsu: (kondensator traktujemy jako zwarcie).

$$h(0) = 1 \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (4.4)$$

Następnie obliczamy asymptotyczną wartość: (kondensator traktujemy jako rozwarcie).

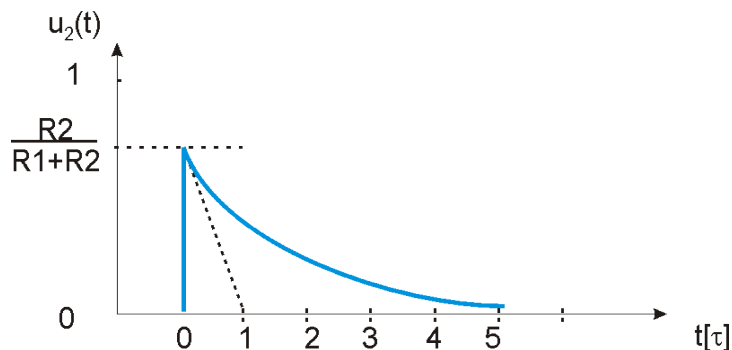
$$h(\infty) = 0 \quad (4.5)$$

Zatem widać, że przy pobudzeniu skokiem jednostkowym amplituda na wyjściu będzie się zmieniać od $R_2/(R_1+R_2)$ do 0.

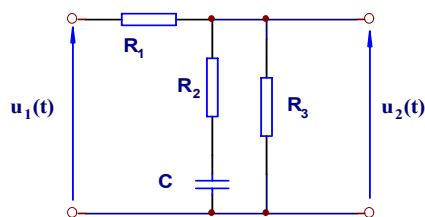
Stała czasowa zmian napięcia:

$$\tau = (R_1 + R_2)C \quad (4.6)$$

Na podstawie powyższych wyrażeń możemy narysować odpowiedź układu na pobudzenie skokiem jednostkowym. Wyraźnie widać, że przebieg osiąga wartość ustaloną po czasie równym około 5τ (patrz rozdział 1.2).



Rozważmy zatem odpowiedź na skok jednostkowy bardziej skomplikowanego układu.



Amplituda odpowiedzi układu na czoło impulsu:

$$h(0) = \frac{R_2 \parallel R_3}{R_1 + R_2 \parallel R_3} \quad (4.7)$$

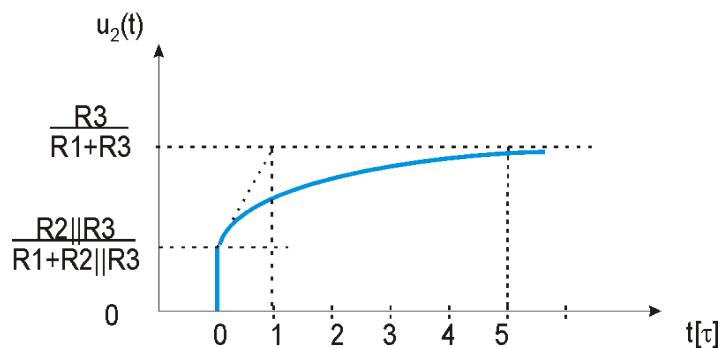
Asymptotyczną wartość napięcia:

$$h(\infty) = \frac{R_3}{R_1 + R_3} \quad (4.8)$$

Stałej czasowa zmian napięcia:

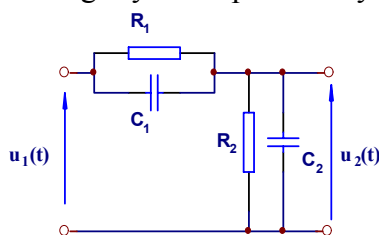
$$\tau = [(R_1 \parallel R_3) + R_2] \cdot C \quad (4.9)$$

Odpowiedź układu na pobudzenie skokiem jednostkowym przedstawia się następująco.



Pewnego komentarza wymaga wyznaczenie odpowiedzi na skok jednostkowy metodą „czoła i grzbietu” układów, w których występują dzielniki pojemnościowe lub indukcyjne. W takim przypadku elementy reaktancyjne można traktować jako zwarcie lub rozwarcie ale tylko w stosunku do rezystorów.

Rozpatrzmy przykład z poniższego rysunku pobudzany skokiem jednostkowym.



Dla czoła impulsu prąd rezystora nie odgrywa roli więc wystarczy rozpatrzeć sam dzielnik pojemnościowy C_1, C_2 .

Zatem:

$$h(0) = 1 \cdot \frac{C_1}{C_1 + C_2} \quad (4.10)$$

Dla grzbietu impulsu:

$$h(\infty) = 1 \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (4.11)$$

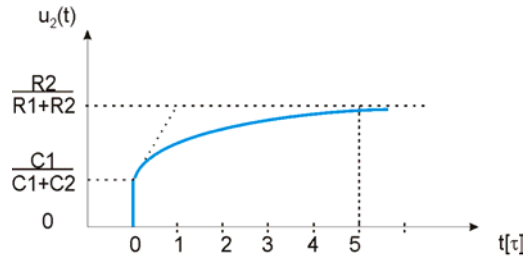
Stała czasowa zmian napięcia na wyjściu:

$$\tau = (R_1 \parallel R_2) \cdot (C_1 + C_2) \quad (4.12)$$

Kształt napięcia wyjściowego dla przypadku kiedy:

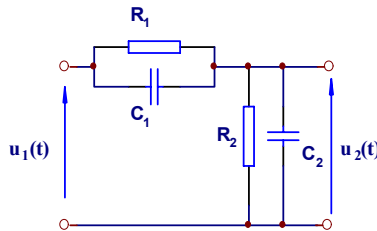
$$\frac{R_2}{R_1 + R_2} > \frac{C_1}{C_1 + C_2}$$

Przedstawiono na rysunku.



5. Dzielnik skompensowany, a sonda bierna.

Szczególnie przydatnym układem z punktu widzenia zastosowania układ przedstawiony na poniższym rysunku.



Rys. 5.1 Układ dzielnika skompensowanego

Przy spełnionym warunku równości odpowiedzi na „czoło i grzbiet” impulsu otrzymujemy:

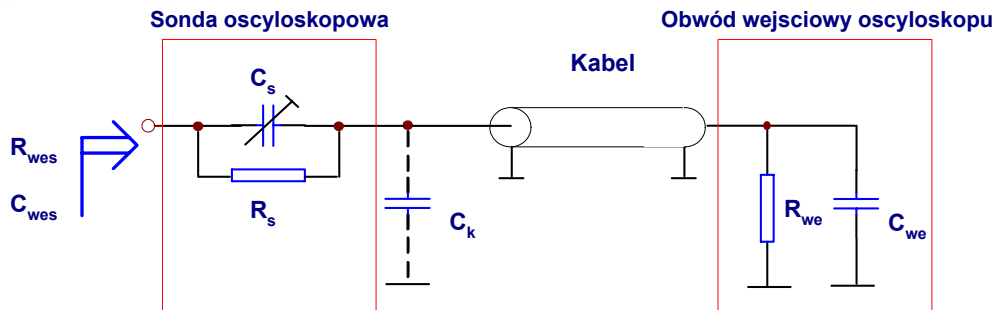
$$U_1 \cdot \frac{C_1}{C_1 + C_2} = U_1 \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (5.1)$$

stąd po przekształceniach:

$$R_1 C_1 = R_2 C_2 \quad (5.2)$$

Zatem jeśli spełniony jest warunek 5.2 wówczas skok napięciowy na wejściu jest przenoszony na wyjście układu ze stratą amplitudy, ale bez zniekształceń.

Przykładem zastosowania opisanego dzielnika skompensowanego RC jest sonda bierna, stosowana w celu zmniejszenia wpływu impedancji wejściowej przyrządów pomiarowych (np. oscyloskop) na wynik pomiaru.



Rys. 5.2 Przykład wykorzystania dzielnika skompensowanego utworzonego przez sondę bierną oraz obwód wejściowy oscyloskopu; R_{we} , C_{we} – rezystancja i pojemność wejściowa oscyloskopu; C_k – pojemność kabla; C_s , R_s – parametry sondy oscyloskopowej; R_{wes} , C_{wes} – rezystancja i pojemność widziana z zacisków sondy oscyloskopowej

Warunkiem braku zniekształceń jest:

$$C_s R_s = R_{we} (C_{we} + C_k) = R_{we} C'_{we} \quad (5.3)$$

Przy spełnieniu zależności (5.3) otrzymujemy:

$$u_{we}(t) = \frac{1}{k} u_s(t) \quad (5.4)$$

gdzie: k – krotność sondy, ($k > 1$). Krotność sondy można obliczyć z zależności:

$$\frac{1}{k} = \frac{R_{we}}{R_{we} + R_s} = \frac{C_s}{C'_{we} + C_s} \quad (5.5)$$

Pojemność oraz rezystancja wejściowa widziana z zacisków sondy oscyloskopowej wynoszą:

$$R_{wes} = R_s + R_{we} = k R_{we} \quad (5.6)$$

$$C_{wes} = \frac{C_s C'_{we}}{C_s + C'_{we}} = \frac{C'_{we}}{k} \quad (5.7)$$

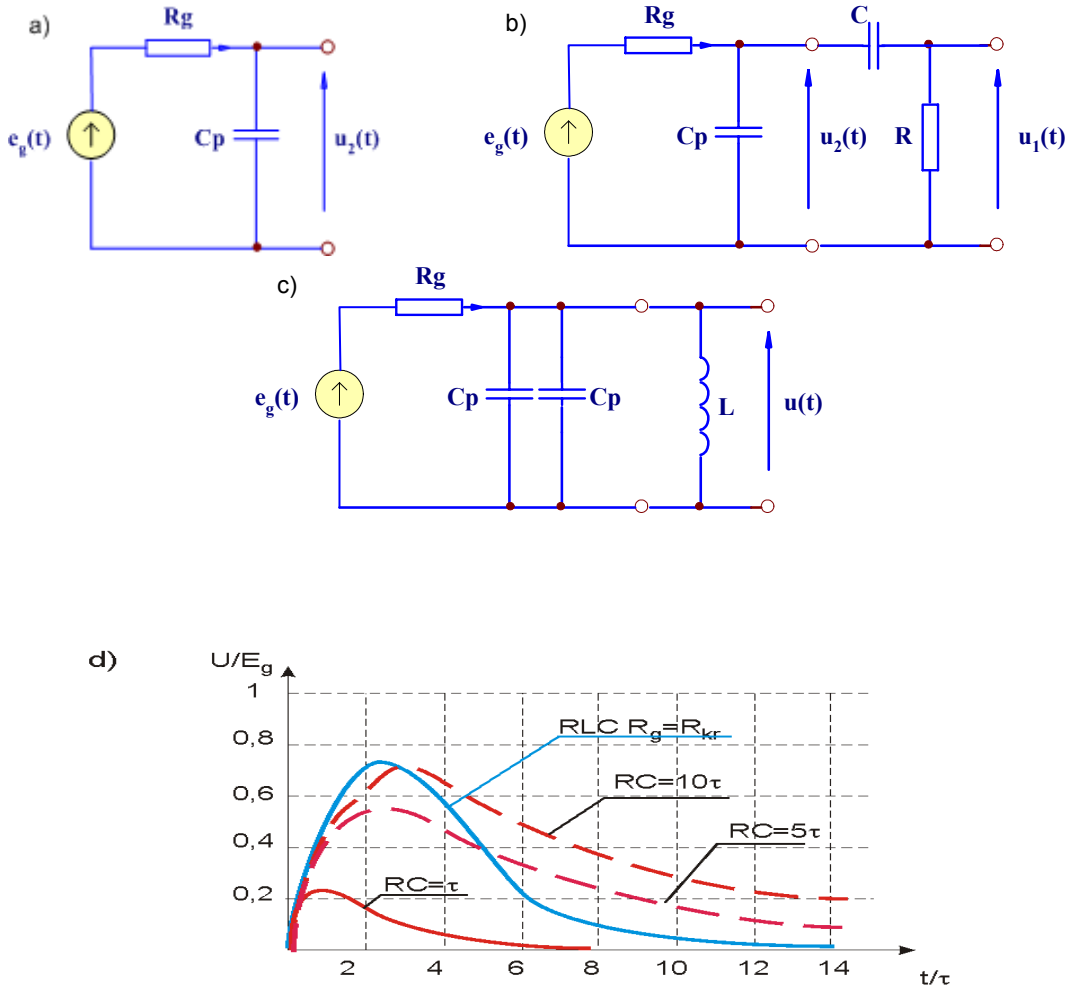
Wykorzystanie właściwości dzielnika skompensowanego umożliwia więc zmniejszenie wypadkowej pojemności wejściowej „widzianej” z zacisków sondy oscyloskopowej w takim stosunku, w jakim zmniejsza się amplituda obserwowanego przebiegu. Warto przy tym podkreślić, że w praktyce pomiarowej, strata amplitudy, jak również proporcjonalny wzrost rezystancji wejściowej R_{we} ma zwykle znaczenie drugorzędne wobec stosunkowo dużych sygnałów i małej rezystancji wyjściowej spotykanych w układach impulsowych.

Przy obserwowaniu bardzo szybkich impulsów o czasach narastania rzędu nanosekund i mniejszych sonda bierna wnosi zakłócenia, ponieważ kabel pomiarowy nie jest skupionym elementem pojemnościowym, ale niedopasowanym odcinkiem linii długiej.

6. Układy kształtujące RLC

Wykorzystanie obwodów różniczkujących RC do kształtowania impulsów szpilkowych jest efektywne tylko wtedy, gdy szybkość narastania czoła impulsu sterującego jest duża, a pojemności pasożytnicze tworzące szkodliwe obwody całkujące – niewielkie. W przypadkach, gdy szybkość ta jest ograniczona pojemnościami pasożytniczymi, lepsze rezultaty można osiągnąć przez zastosowanie tłumionych obwodów rezonansowych. Pojemności szkodliwe mogą być wtedy włączone do obwodu rezonansowego RLC bez wpływu na amplitudę przebiegu wejściowego, która może być ustalona przez odpowiedni dobór stosunku L do C .

Dla przykładu rozpatrzmy często spotykane w praktyce zagadnienie przekształcenia impulsu skokowego (o skończonym czasie narastania) generowanego przez źródło o określonej rezystancji R_g i pojemności wewnętrznej C_p (rys. 6.1a) w impuls szpilkowy. Na podstawie poprzednich rozważań z rozdziału 1.3 problem ten można rozwiązać za pomocą układu różniczkującego RC (rys. 6.1b). Jednak warto sobie przypomnieć, że uzyskanie wąskiego impulsu jest okupione dość znaczną stratą amplitudy. Innym rozwiązaniem, jak się okaże lepszym, jest zastosowanie elementu indukcyjnego stworzenie tym samym układu kształtującego obwodem rezonansowym (rys. 6.1c).



Rys. 6.1 Kształtowanie impulsów szpilkowych w obwodzie $R_g L C_p$: a) schemat zastępczy typowego źródła impulsowego o określonej rezystancji i pojemności wewnętrznej, b) układ kształtujący RC, c) układ kształtujący $R_g L C_p$, d) porównanie przebiegów wyjściowych

Transmitancja czwórnika dla układu z rys. 6.1c przyjmuje postać:

$$H(s) = \frac{s \frac{1}{R_g C_p}}{s^2 + \frac{1}{R_g C_p} s + \frac{1}{L C_p}} = \frac{s}{s^2 + \gamma s + \omega_r^2} \quad (6.1)$$

przy czym :

$$\gamma = \frac{1}{R_g C_p} \quad \omega_r^2 = \frac{1}{L C_p} \quad (6.2)$$

Napięcie na wyjściu przy pobudzeniu skokiem jednostkowym $u_1(t)=1(t)$ obliczymy zakładając zerowe warunki początkowe:

$$U_2(s) = U_1(s)H(s) \quad (6.3)$$

$$U_2(s) = \frac{1}{s} \frac{\gamma s}{\left(s + \frac{\gamma}{2}\right)^2 + \omega_0^2} = \frac{\gamma}{\omega_0} \frac{\omega_0}{\left(s + \frac{\gamma}{2}\right)^2 + \omega_0^2} \quad (6.4)$$

gdzie:

$$\omega_0^2 = \omega_r^2 - \frac{\gamma^2}{4} \quad (6.5)$$

W warunkach, gdy układ jest niedotłumiony, a więc gdy $\omega_r > \frac{\gamma}{2}$, napięcie wyjściowe przyjmuje postać:

$$u_2(t) = \frac{\gamma}{\omega_0} e^{-\frac{\gamma}{2}t} \sin \omega_0 t \quad (6.6)$$

Układ tłumiony krytycznie, a więc taki, dla którego $\omega_r = \gamma/2$, odpowie przebiegiem:

$$u_2(t) = \gamma t e^{-\frac{\gamma}{2}t} \quad (6.7)$$

Natomiast na wyjściu układu przetłumionego charakteryzującego się zależnością $\omega_r < \gamma/2$ otrzymamy:

$$u_2(t) = \frac{\gamma}{2\sqrt{-\omega_0^2}} e^{-\frac{\gamma}{2}t} \left(e^{\sqrt{-\omega_0^2}t} - e^{-\sqrt{-\omega_0^2}t} \right) \quad (6.8)$$

W układzie formującym RLC przedstawionym na rys. 6.1c często wprowadza się pojęcie tzw. rezystancji krytycznej, przy której zanikają oscylacje i jednocześnie dla której układ najszybciej osiąga stan stabilny.

Jej wartość możemy obliczyć z zależności:

$$\omega_r = \frac{1}{2}\gamma \quad (6.9)$$

Stąd dla układu z rys. 6.1c otrzymujemy:

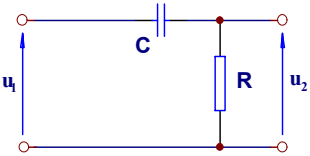
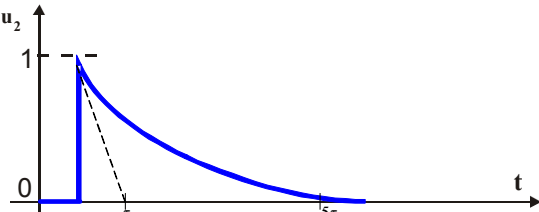
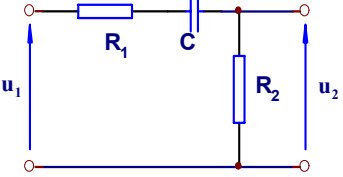
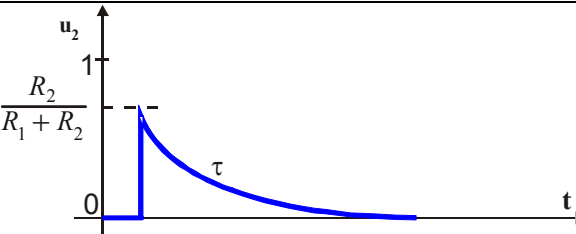
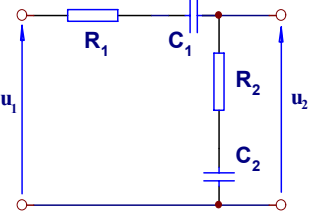
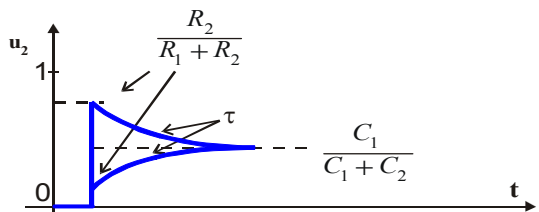
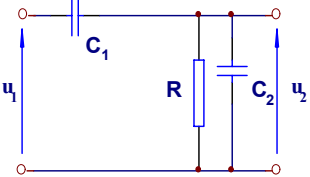
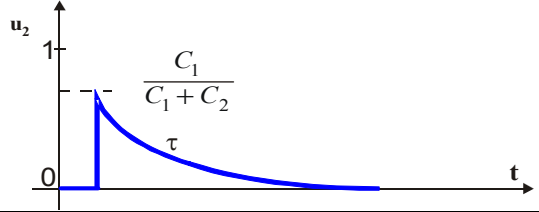
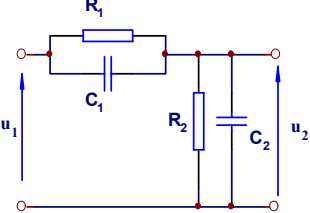
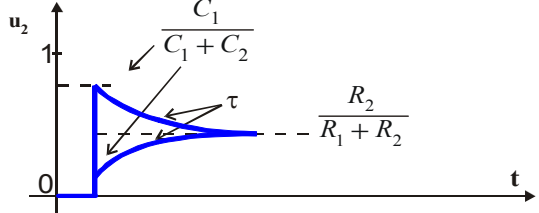
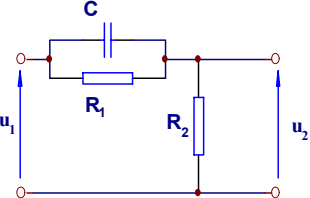
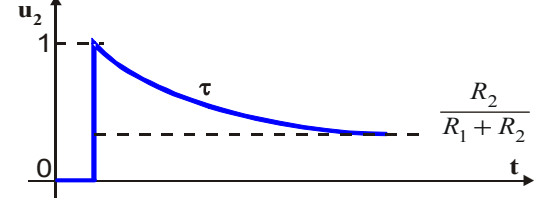
$$R_{kr} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (6.10)$$

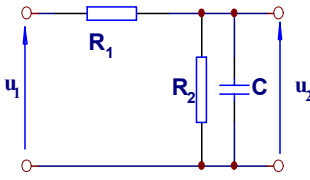
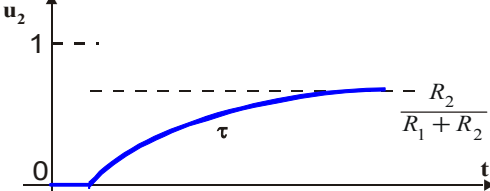
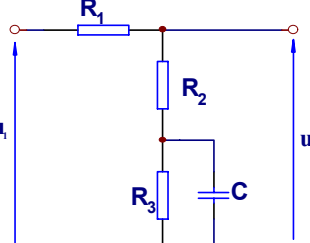
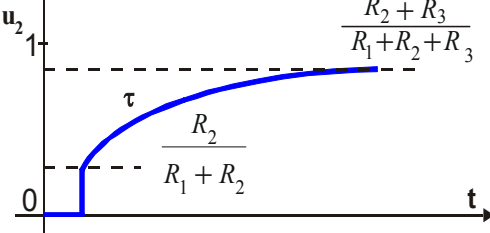
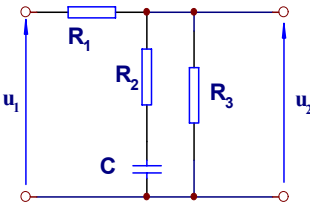
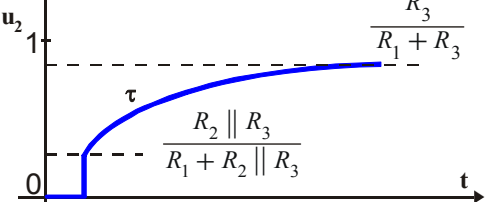
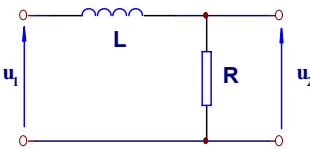
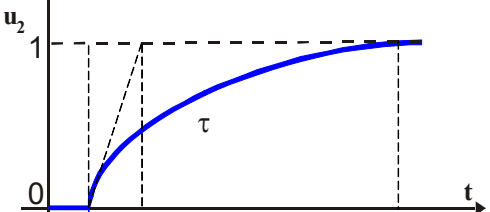
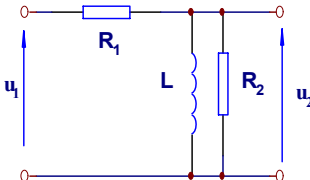
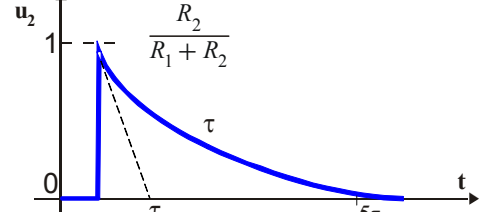
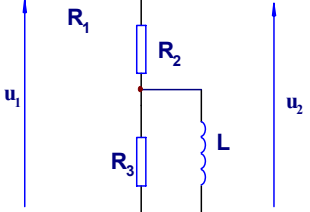
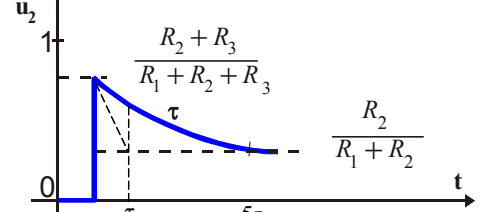
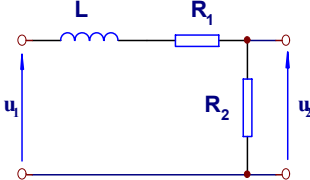
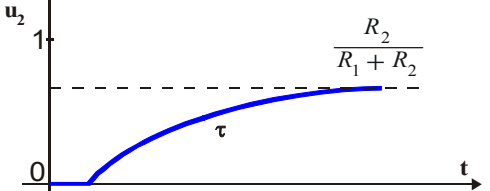
Warto zaznaczyć, że dla $R < R_{kr}$ w układzie występują drgania tłumione, a dla $R > R_{kr}$ przebieg nie będzie wykazywał oscylacji. Przy czym dla $R = R_{kr}$ odpowiedź układu będzie najszybsza.

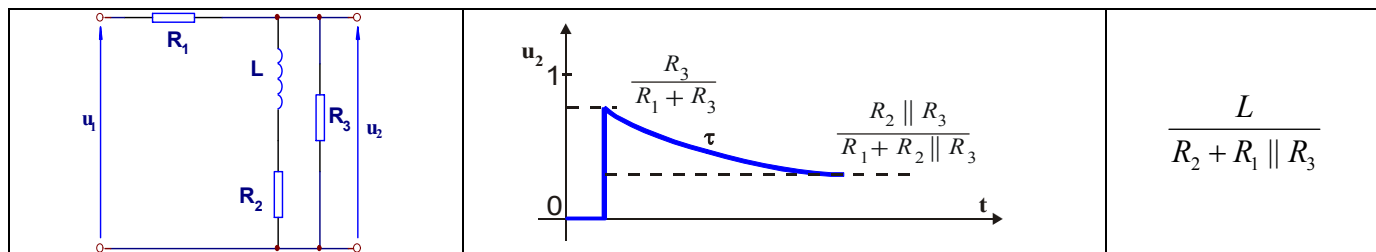
Wyniki obrazujące kształtowanie impulsów w układzie $R_g L C_p$ oraz w układzie różniczkującym RC przedstawiono na rys. 6.1d.

6.2 Odpowiedź na skok jednostkowy czwórników RLC przy sterowaniu ze źródła napięcia.

Poniżej znajdują się charakterystyki wybranych układów RLC w odpowiedzi na skok jednostkowy oraz ich stałe czasowe:

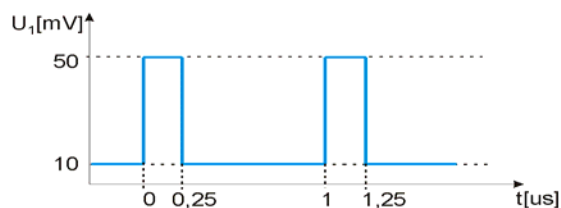
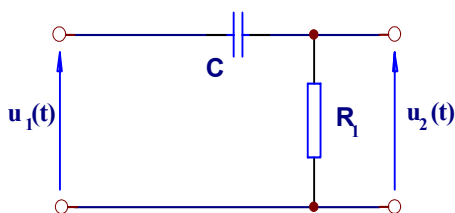
<i>Układ</i>	<i>$h(t)$</i>	<i>Stala czasowa τ oraz uwagi</i>
		RC Zwykły układ różniczkujący
		$(R_1 + R_2)C$
		$(R_1 + R_2) \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$ szeregowy dzielnik skompensowany
		$R(C_1 + C_2)$
		$(R_1 R_2)(C_1 + C_2)$ równoległy dzielnik skompensowany
		$(R_1 R_2)C$

		$(R_1 \parallel R_2)C$
		$[(R_1 + R_2) \parallel R_3]C$
		$(R_1 \parallel R_3 + R_2)C$
		$\frac{L}{R}$
		$\frac{L}{R_1 \parallel R_2}$
		$\frac{L}{(R_1 + R_2) \parallel R_3}$
		$\frac{L}{R_1 + R_2}$



7. Przykładowe zadania.

Zadanie 1.



Dane:

$$w=0,25$$

$$R=1\text{k}\Omega$$

$$C=1\mu\text{F}$$

$$f=1\text{MHz}$$

Szukane:

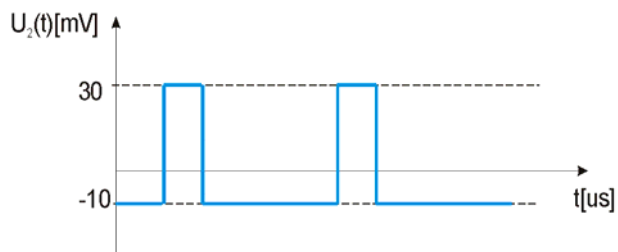
- 1) $U_2(t)$ w stanie ustalonym
- 2) wpływ rezystancji wejściowej generatora na kształt przebiegu zakładając $R=500\Omega$.

Rozwiązanie:

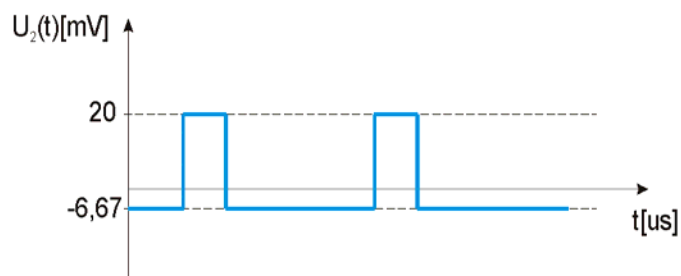
Obliczamy stałą czasową układu: $\tau=RC=10^3 \cdot 10^{-6} = 10^{-3} = 1\text{ms}$

Okres przebiegu wynosi: $T=f^{-1}=1\mu\text{s}$

W stanie ustalonym ($t \rightarrow \infty$) przebieg napięcia wyjściowego układu różniczkującego nie zawiera składowej stałej. W naszym przypadku $\tau \gg T$. Sprawia to, że odpowiedź układu możemy traktować jako ciąg impulsów prostokątnych, ale bez składowej stałej. Należy zauważyć, że pole powierzchni pod krzywą jest równe polu powierzchni nad krzywą

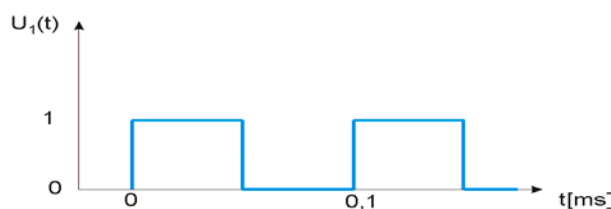
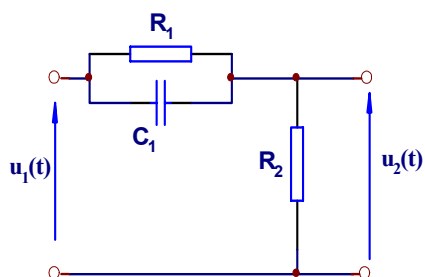


Rezystancja generatora zwiększa stałą czasową układu do wartości $\tau = C(R + R_g) = 1,5 \text{ ms}$ oraz powoduje, że dla „czoła impulsu” sygnał na wyjściu osiąga amplitudę $\Delta U \cdot \frac{R}{R + R_g}$. W naszym przypadku $\Delta U = (50 - 10) \text{ mV}$. Stąd przyrost napięcia na wyjściu wynosi $\frac{2}{3} \Delta U$ czyli $26,67 \text{ mV}$. Wzrost stałej czasowej powoduje, że układ dłużej dochodzi do stanu ustalonego, jednak w naszym przypadku ze względu na fakt iż $\tau \gg T$ efekt całkowania jest niezauważalny.



Zadanie 2.

Zajmiemy się teraz wyznaczeniem odpowiedzi poniższego układu RC na falę prostokątną.



Dane:

$$R_1 = R_2 = 2 \text{ k}\Omega$$

$$C = 100 \text{ pF}$$

$$f = 10 \text{ kHz}$$

$$w = 0,5$$

Szukane:

$$u_2(t) = ?$$

Rozwiązanie:

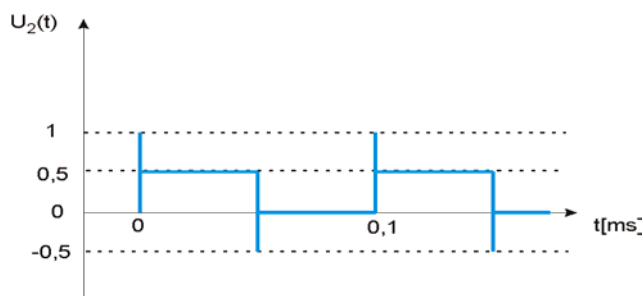
Obliczamy stałą czasową obwodu:

$$\tau = C (R_1 \parallel R_2) = 0,1 \mu\text{s}$$

Okres przebiegu:

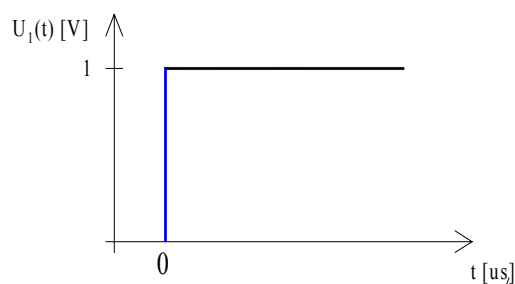
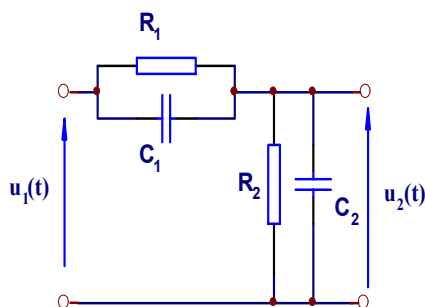
$$T = 1/f = 0,1 \text{ ms}$$

Zatem mamy przypadek gdzie $T \gg \tau$. Więc układ będzie przepuszczał zbocza impulsów, natomiast dla czasów $t \gg \tau$ napięcie będzie malało do wartości $R_2 / (R_1 + R_2)$ ze stałą czasową τ . Stąd poniższy kształt napięcia na wyjściu.



Zadanie 3.

Przedstaw odpowiedź poniższego układu na skok jednostkowy.



Dane:

$$C_1=1\text{nF} \quad C_2=7\text{nF} \quad R_1=1\text{k}\Omega \quad R_2=3\text{k}\Omega$$

Rozwiązanie:

Stosujemy metodę „czoła i grzbietu”.

W pierwszym kroku wyznaczamy amplitudę odpowiedzi układu na czoło impulsu pobudzającego:

$$h(0)=1 \cdot [C_1 / (C_1+C_2)] = 0.125$$

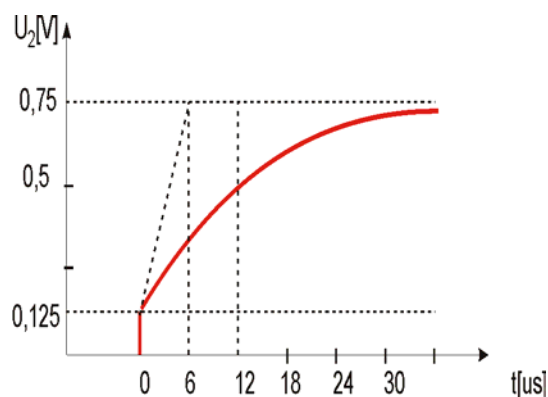
W drugim kroku wyznaczamy odpowiedź układu w stanie ustalonym:

$$h(\infty)=R_2 / (R_1+R_2) = 0.75$$

Trzecim krokiem jest wyznaczenie stałej czasowej τ . Szukamy rezystancji obwodu widzianą z zacisków elementu reaktancyjnego (w tym przypadku kondensatorów C_1 i C_2 połączonych równolegle), przy zwartym wejściu i rozwartym wyjściu.

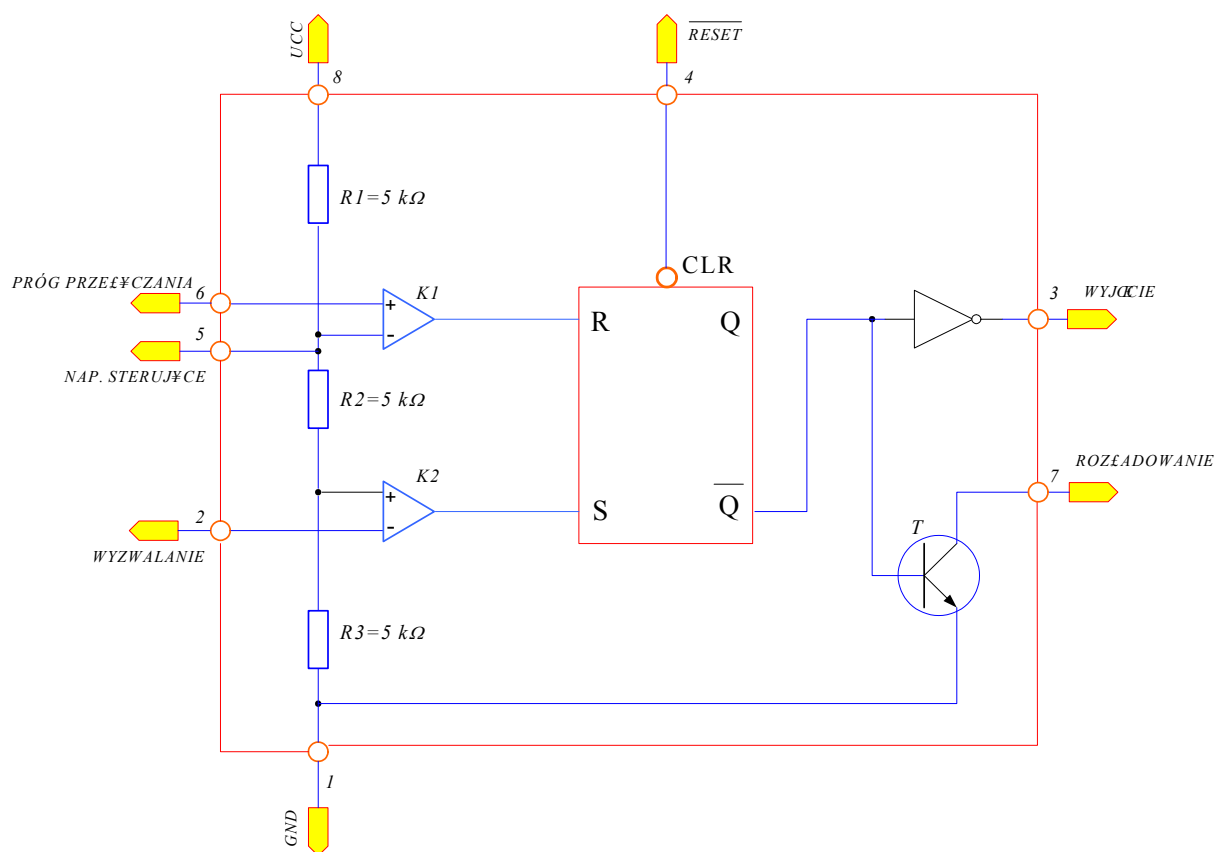
$$\tau = (R_1 \parallel R_2) (C_1+C_2) = 6\mu\text{s}$$

Wykorzystując obliczone wartości rysujemy odpowiedź układu na skok jednostkowy.



8. Timer '555

8.1 Budowa i zasada działania timera w oparciu o schemat blokowy.



Rys. 8.1 Schemat blokowy układu '555

Układ 555 jest uniwersalnym układem czasowym, umożliwiającym zależnie od podłączenia końcówek realizację wielu różnych funkcji, takich jak opóźnienie zbocza sygnału, wytwarzanie pojedynczego impulsu czy wytwarzanie przebiegu prostokątnego. Układ może być zasilany napięciem $U_{CC}=5...15$ [V].

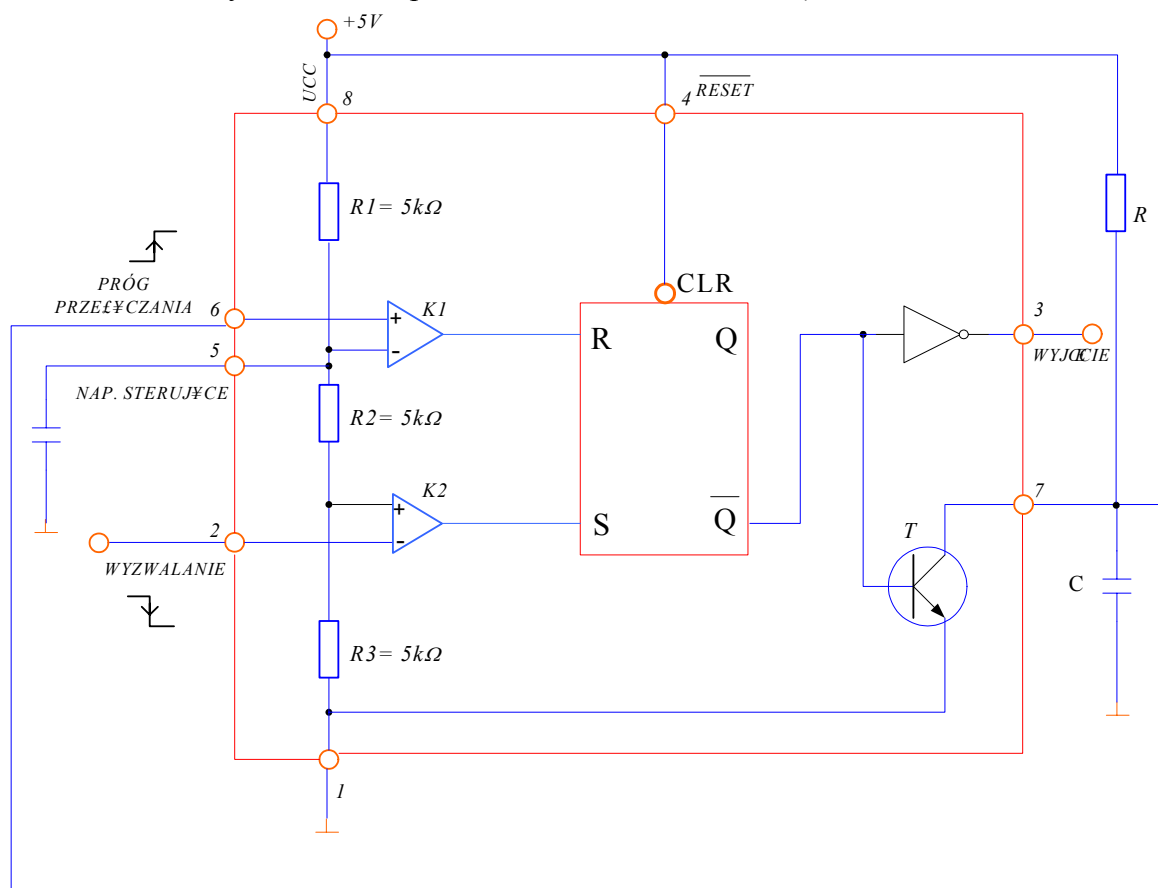
“Sercem” układu jest przerzutnik RS, który jest ustawiany bądź kasowany sygnałami pochodzącymi z dwóch komparatorów (odpowiednio K2 i K1). Komparator K1, dołączony do wejścia R przerzutnika kasuje go wówczas, gdy napięcie doprowadzone do wejścia 6 przekroczy

napięcie na doprowadzeniu 5. Napięcie panujące na nóżce 5 może być doprowadzone z zewnątrz, bądź też można skorzystać z wewnętrznego źródła napięcia odniesienia jaki stanowi dzielnik rezystorowy. W drugim przypadku, przerzutnik zostanie zresetowany, wówczas gdy napięcie na nóżce 6 przekroczy $2/3 U_{cc}$. Podobnie, przerzutnik jest ustawiany, wówczas gdy napięcie na nóżce 2 spadnie poniżej $1/3 U_{cc}$. Dodatkowo przerzutnik można zresetować zewnętrznym sygnałem RESET (aktywny stan niski).

Jeżeli przerzutnik jest ustawiony (na wyjściu 3 panuje stan wysoki około 4,9V, a wewnętrzny tranzystor T) wówczas ROZŁADOWANIE jest nieaktywne. Odwrotnie jeśli na wyjściu 3 panuje stan niski (około 0,3V) to tranzystor T jest włączony (ROZŁADOWANIE aktywne).

8.2 Praca jako multiwibrator monostabilny.

Na rys. 8.8 przedstawiono schemat układu '555 w trybie multiwibratora monostabilnego. Układ umożliwia wytwarzanie impulsów o czasach trwania od $5\mu s$ do kilku minut.



Rys. 8.2 Multiwibrator '555 pracujący w trybie monostabilnym

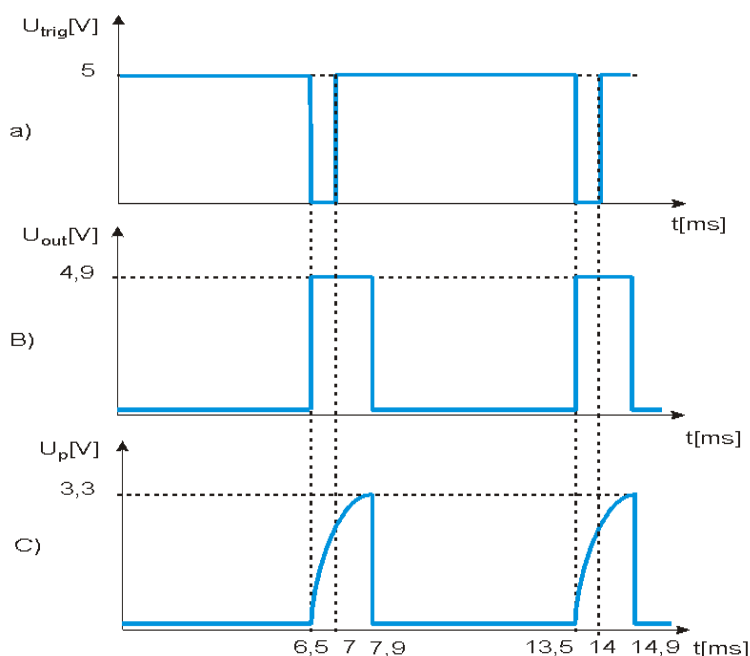
W stanie stabilnym (stan niski na wyjściu) kondensator C jest rozładowany przez przewodzący tranzystor T. Po podaniu ujemnego impulsu (czas trwania tego impulsu powinien być większy od czasu 50ns) przerzutnik zmienia stan (na wyjściu pojawia się wysoki stan napięcia) i odcięty zostaje tranzystor T. Rozpoczyna się wykładnicze ładowanie kondensatora C ze stałą czasową RC. Gdy wartość napięcia na kondensatorze przekroczy $2/3 U_{cc}$ wówczas komparator K1 wyzeruje przerzutnik i na wyjściu układu pojawi się niski poziom napięcia.

Czas trwania dodatniego impulsu wyjściowego t_w można obliczyć na podstawie zależności (2.5).

Wynosi ona w przybliżeniu:

$$t \cong 1,1RC \quad (8.1)$$

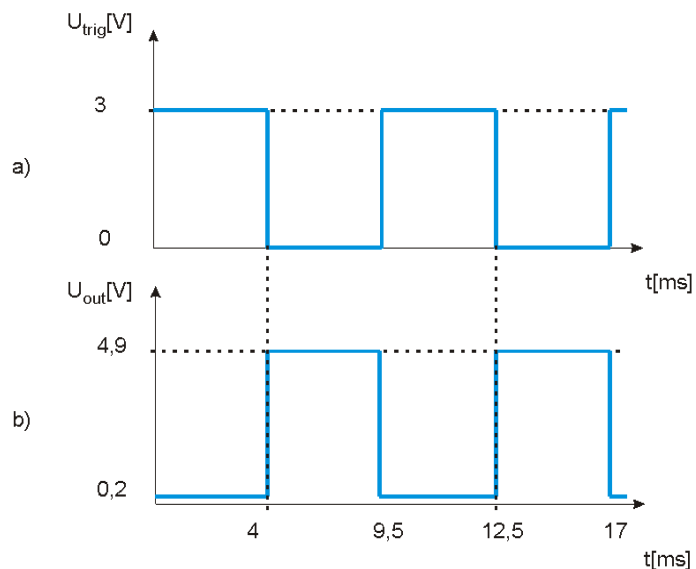
Przykładowe przebiegi dla $R=10k\Omega$ oraz $C=0,1\mu F$ przedstawiono na rys.8.3.



Rys. 8.3 Przebiegi dla przerzutnika monostabilnego, wyzwalanego impulsem o standardowej długości. a) przebieg napięcia na nóżce 2 (wyzwalanie), b) przebieg napięcia na nóżce 3 (wyjście), c) przebieg napięcia na nóżce 2 (próg przełączania)

Na rys. 8.3c ukazano przebieg napięcia na wejściu 6 (próg przełączania). Można zauważyć eksponentalne narastanie napięcia na kondensatorze C i natychmiastowe rozpoczęcie procesu rozładowywania kondensatora C, po tym jak napięcie na 6 osiągnie poziom $2/3U_{cc}$ (około 3.3V).

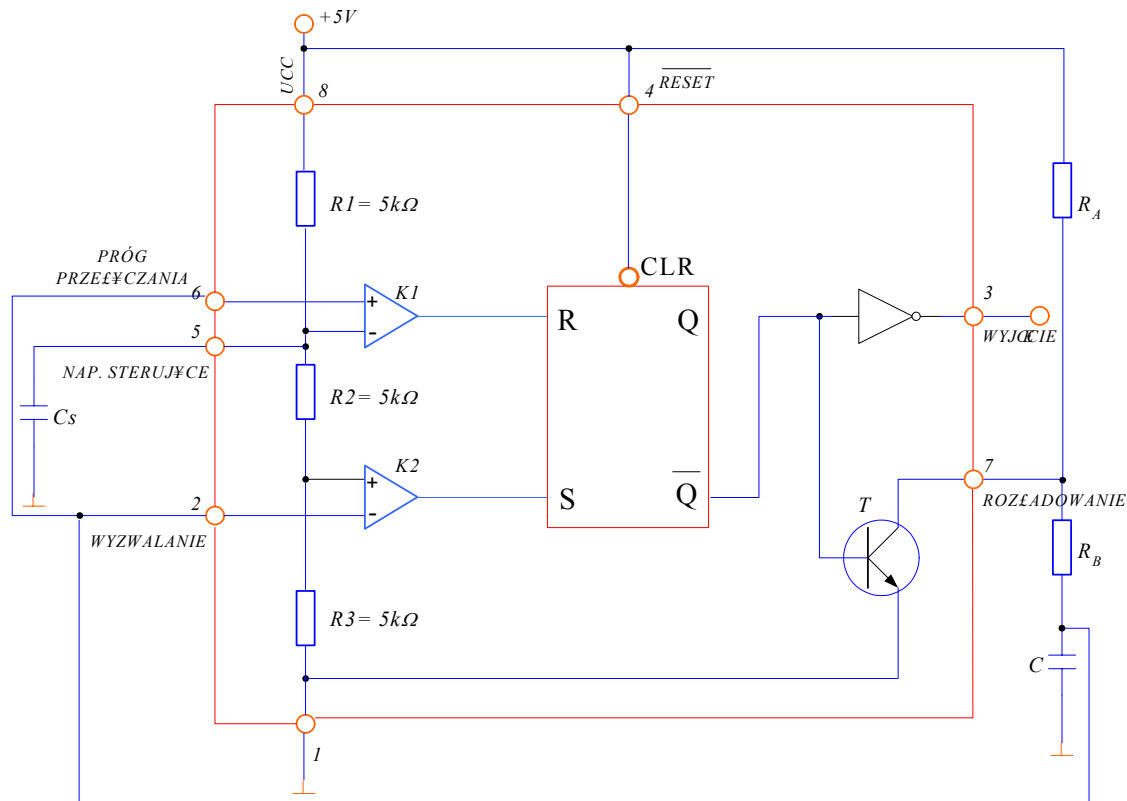
Na rys.8.4 przedstawiono co się dzieje na wyjściu przerzutnika, gdy jest on wyzwalany impulsem dłuższym od generowanego. Początek procesu jest identyczny. Przerzutnik zostaje ustawiony, a C zaczyna być ładowane przez R. Cały czas na wejściu przerzutnika S panuje stan wysoki, co powoduje, że w momencie gdy napięcie na C przekroczy $2/3U_{cc}$ i na wyjściu komparatora dołączonego do R pojawi się stan wysoki, to nie wpłynie on na pracę przerzutnika (i na WYJŚCIU 3 dalej pozostanie stan wysoki, a C może doładowywać się do U_{cc} , jest to tak zwany stan zabroniony przerzutnika, który objawia się tym, że na jego wyjściach są jedynki.) Dopiero, gdy zniknie sygnał wyzwalający, na wejściu S pojawi się stan niski, przerzutnik zostanie zresetowany. Oznacza to, że wyzwalanie impulsem dłuższym od generowanego powoduje uzyskanie na wyjściu przerzutnika 3 impulsu wyzwalającego, opóźnionego jedynie o czas propagacji przez układu 555.



Rys. 8.4 Przebiegi dla przerzutnika monostabilnego, wyzwalanego impulsem dłuższym od generowanego, a) przebieg wyzwalający, b) przebieg wyjściowy

8.3 Praca jako multiwibrator astabilny.

Na rys. 8.8 przedstawiono schemat układu '555 w trybie multiwibratora astabilnego. W układzie tym wejścia progu przełączania i wyzwalania są ze sobą połączone.



Rys. 8.5 Schemat multiwibratora '555 pracującego w trybie astabilnym

Zewnętrzny kondensator C jest ładowany przez prąd płynący przez rezystory R_A i R_B oraz rozładowywany przez prąd płynący przez rezystor R_B i wewnętrzny tranzystor T. Stąd wypełnienie przebiegu wyjściowego D zależy od stosunku rezystancji R_A i R_B . W czasie pracy układu kondensator C jest kolejno przeładowywany i napięcie na nim zmienia się w zakresie między $1/3U_{CC}$ a $2/3U_{CC}$. Zależności czasowe dla układu są następujące:

$$t_{wH} = 0.693(R_A + R_B) \cdot C \quad (8.2)$$

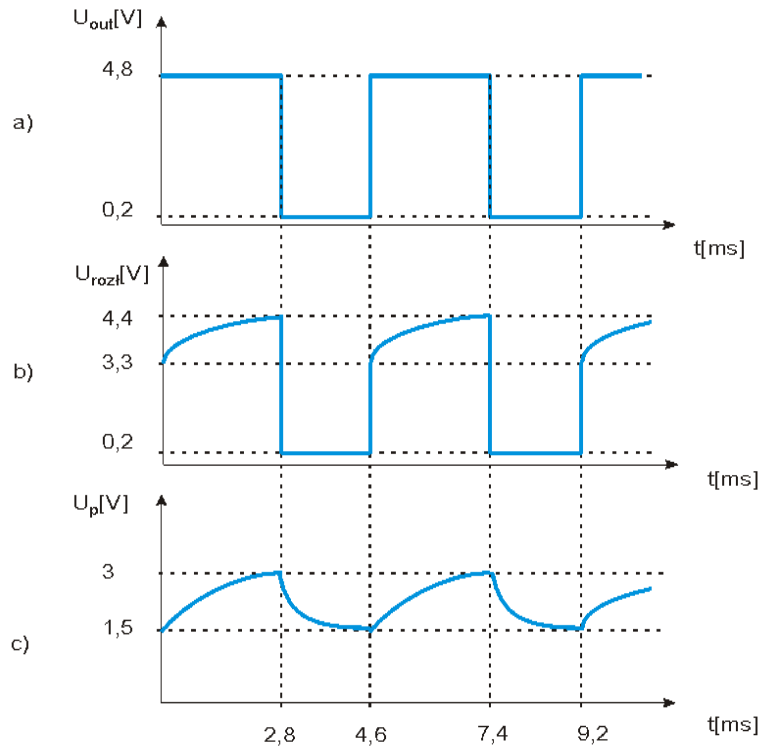
$$t_{wL} = 0.693R_B \cdot C \quad (8.3)$$

Przy czym:

$$f = \frac{1.44}{(R_A + 2R_B)C} \quad (8.4)$$

$$D = \frac{R_B}{R_A + 2R_B} \quad (8.5)$$

Wyprowadzenie tych zależności nie powinno czytelnikowi sprawić większych trudności. Przykładowe oscylogramy dla $R_A=R_B=10k\Omega$ i $C=0,1\mu F$ przedstawiono na rys.8.6.

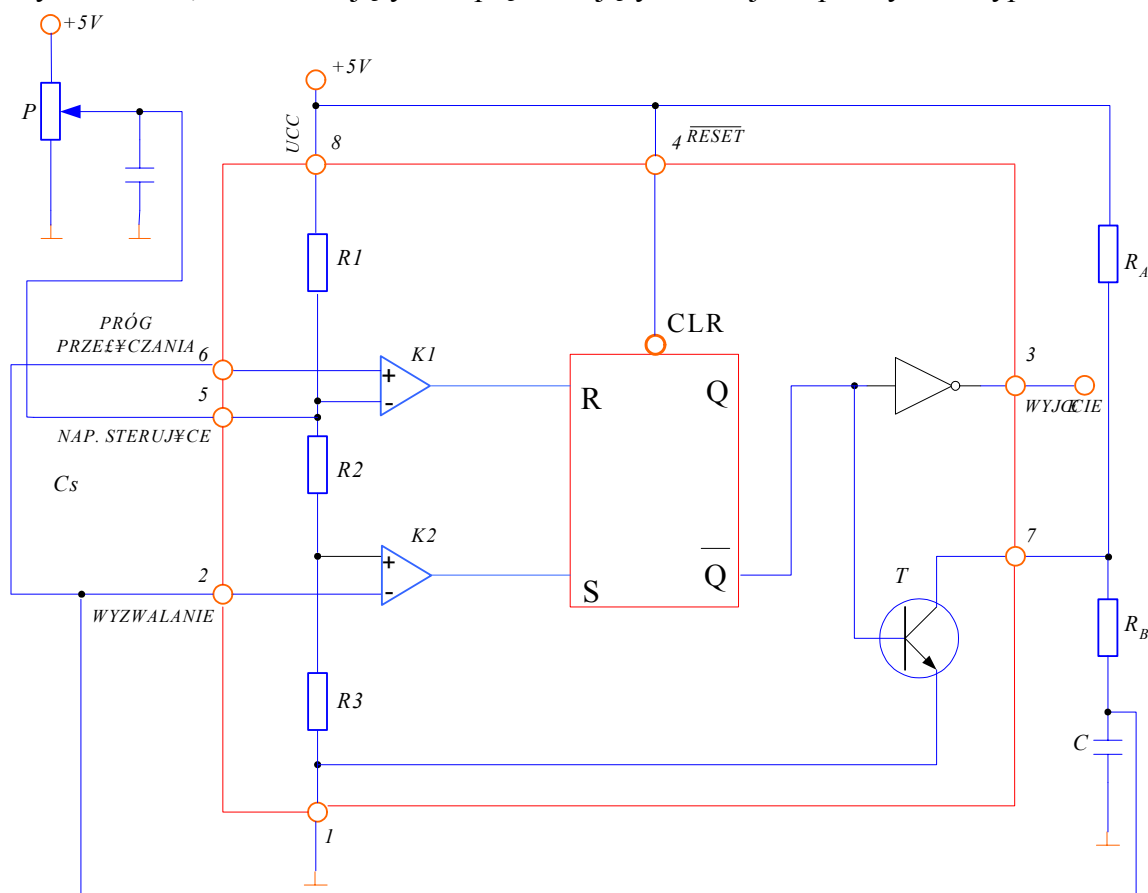


Rys. 8.6 Przebiegi dla multiwibratora astabilnego zbudowanego na 555. a) przebieg napięcia na nóżce 3 (wyjście), b) przebieg napięcia na nóżce 7 (rozładowanie), c) przebieg napięcia na nóżce 6 (próg załączania)

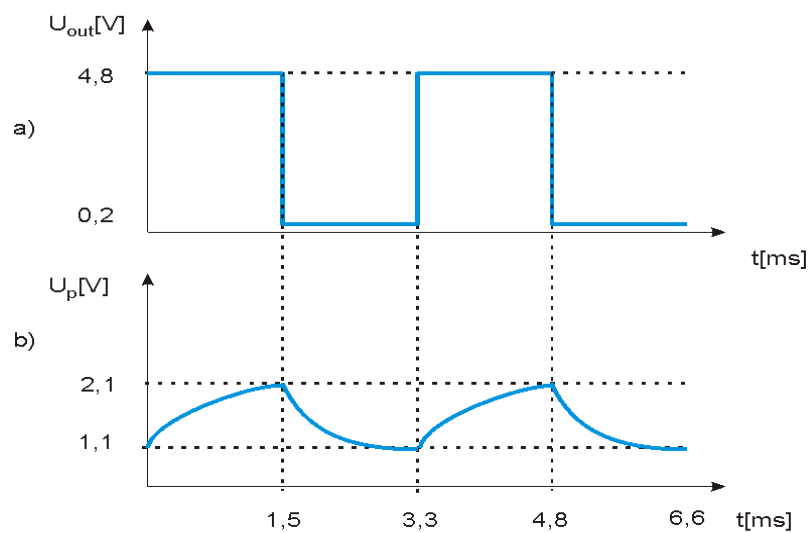
8.4 Praca jako przerzutnik astabliny zbudowany na układzie '555 z regulacją współczynnika wypełnienia.

Na rys. 8.7 zaproponowano układ umożliwiający regulacji współczynnika wypełnienia za pomocą zewnętrznego potencjometru P dołączonego równoległe do dwóch rezystorów wewnętrznego dzielnika napięcia układu '555.

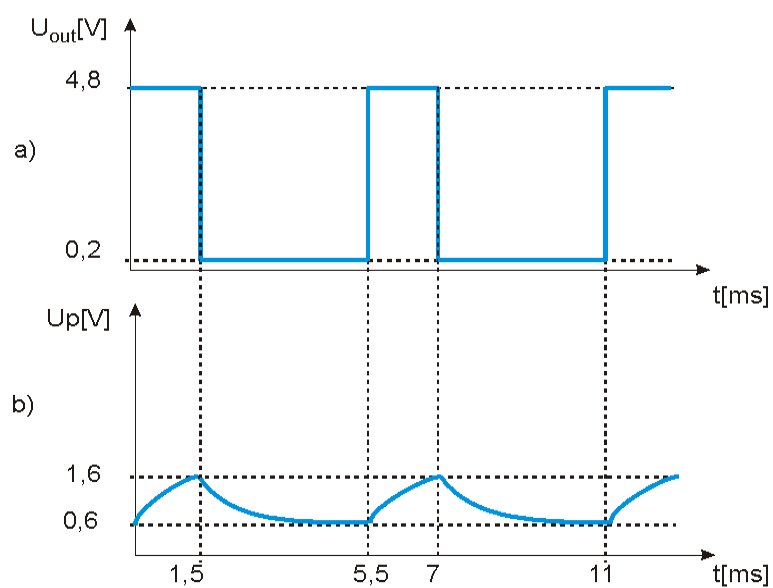
Na rys. 8.8 i 8.9 przedstawiono oscylogramy z wpływem napięcia sterującego na zmianę współczynnika wypełnienia. Napięcie sterujące stanowi maksymalną wartość napięcia do jakiej może naładować się kondensator, a jego 1/3 napięcia do jakiego może się rozładować. Generalnie należy stwierdzić, że dla malejących napięć sterujących maleje współczynnik wypełnienia.



Rys. 8.7. Multiwibrator astabliny z regulacją współczynnika wypełnienia



Rys. 8.8 Przebiegi napięć w układzie dla napięcia sterującego równego 2V



Rys. 8.9 Przebiegi napięć w układzie dla napięcia sterującego równego 1,6V