ĆWICZENIE 2

Autor pierwotnej i nowej wersji; mgr inż. Leszek Widomski

UKŁADY LINIOWE

Celem ćwiczenia jest poznanie właściwości i metod opisu liniowych układów elektrycznych i elektronicznych przenoszących sygnały. Rozważane będą odpowiedzi liniowych układów biernych w dziedzinie częstotliwości i czasu.

WPROWADZENIE

Opis przenoszenia sygnałów przez układy fizyczne, nie tylko elektryczne, wymaga znajomości właściwości tego układu, charakteryzowanych za pomocą parametrów układu, n.p. R, L, C. Natomiast stan układu opisują wielkości fizyczne czyli współrzędne stanu, n.p. napięcie U, natężenie prądu I, ciśnienie p, prędkość v itd.

Zmienne w czasie wielkości fizyczne są sygnałami, przy czym rozróżnia się sygnały wejściowe, oddziałujące na stan układu, i sygnały wyjściowe, informujące o stanie układu i stanowiące jego odpowiedź na pobudzenie sygnałem wejściowym. W układach elektrycznych każde wejście lub wyjście zawiera dwa zaciski i taką parę nazywa się wrotami. Jednym z najprostszych układów jest czwórnik, który ma 4 zaciski, zwany też dwuwrotnikiemi. Znaczenie czwórników polega m.in. na tym, że w wielu zagadnieniach układy bardziej złożone można sprowadzić do równoważnych im czwórników. W układach praktycznych, jeden z zacisków może być wspólny dla wejścia i wyjścia.

W ćwiczeniu rozważać będziemy tylko czwórniki liniowe (czyli o parametrach niezależnych od współrzędnych stanu czyli od sygnałów), stacjonarne (czyli o parametrach niezależnych od czasu), o stałych skupionych (czyli o parametrach niezależnych od współrzędnych przestrzennych).

Czwórniki mogą być bierne lub czynne, zależnie od tego, czy w dowolnej chwili średnia energia sygnałów przekazywanych łącznie do i z czwórnika jest dodatnia czy ujemna. W tym ostatnim przypadku, czwórnik oddaje na zewnątrz więcej energii sygnału, niż jej pobiera ze źródła sygnału, oczywiście kosztem jakichś innych źródeł energii, najczęściej zasilającej, a nie tylko z samych źródeł sygnałów. Zwykle czwórniki zawierające tylko oporniki, cewki i kondensatory są czwórnikami biernymi, zaś czwórniki zawierające tranzystory bipolarne lub unipolarne (czyli polowe), lampy elektronowe, wzmacniacze operacyjne i t.d. są na ogół czwórnikami czynnymi.

Istotnym zagadnieniem w praktycznych zastosowaniach czwórników liniowych jest sposób przenoszenia sygnałów: wierny lub ze zniekształceniami. Metody analizy czy pomiarów sprowadzają się najczęściej do wyznaczenia odpowiedzi (reakcji) układu w dziedzinie czasu lub w dziedzinie częstotliwości. W dziedzinie czasu interesuje nas reakcja układu w stanie nieustalonym, a więc na pobudzenie funkcją skokową, zaś w dziedzinie częstotliwości reakcja w stanie ustalonym - na pobudzenie sygnałem harmonicznym. Do opisu analitycznego przydatne wtedy są odpowiednio: 1) rachunek operatorowy oparty na przekształceniu Laplace'a (stany nieustalone), 2) metoda symboliczna, wykorzystująca zapis sygnałów w postaci zespolonej (odpowiedź na sygnały harmoniczne). Między tymi dwoma opisami istnieje ścisły związek.

UKŁADY W DZIEDZINIE CZĘSTOTLIWOŚCI

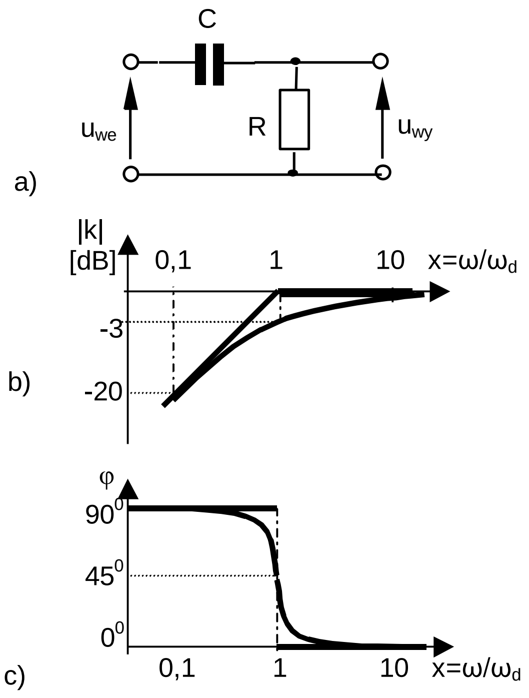
W dziedzinie częstotliwości $f = \omega/2\pi$ napięciom i prądom harmonicznie zależnym od czasu ($\sin\omega t$ lub $\cos\omega t$) przyporządkowuje się zespolone amplitudy napięcia U i prądu I.

Najprostsze elementy bierne cewki o indukcyjności L i kondensatory o pojemności C stanowią dwójniki, które charakteryzuje impedancja $Z = U/I = |Z|e^{j\phi}$ w przypadku elementów idealnych równa:

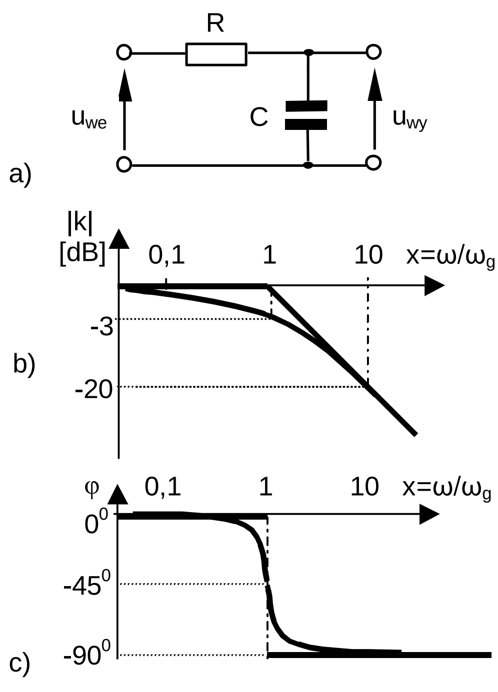
a) dla cewki $Z_L = j\omega L$, $|Z_L| = \omega L$, $\phi_L = +\pi/2$, więc moduł $|Z_L|$ zależy od częstotliwości wprost proporcjonalnie, zaś kąt fazowy impedancji cewki ϕ_L nie zależy od częstotliwości i wynosi $+90^0$ (napięcie na cewce zawsze wyprzedza prąd o ćwierć okresu sinusoidy)

b) dla kondensatora $Z_C = 1/j\omega C$, $|Z_C| = 1/\omega C$, $\phi_C = -\pi/2$, więc moduł $|Z_C|$ zależy od częstotliwości odwrotnie proporcjonalnie, zaś kąt fazowy impedancji cewki ϕ_L nie zależy od częstotliwości i wynosi -90^0 (napięcie na kondensatorze zawsze opóźnia się wobec prądu o ćwierć okresu).

Badane w ćwiczeniu układy z rys.1a i 2a stanowią czwórniki, które charakteryzuje m.in. transmitancja napięciowa $k_u = U_{wy}/U_{we} = |k_u|e^{j\phi}$, gdzie $|k_u|$ to moduł transmitancji napięciowej, ϕ – jej kąt fazowy.



Rys.1



Rys.2

Układ z rys.1a stanowi, jak się wkrótce okaże, filtr górnoprzepustowy o transmitancji:

$$k(\omega) = \frac{R}{R + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{\omega RC}{\omega RC - j} = \frac{\omega RC}{\sqrt{(\omega RC)^2 + 1}} e^{j\, ar\,\mathrm{ctg}(\omega RC)} \qquad \text{lub} \qquad k(x) = \frac{x}{\sqrt{x^2 + 1}} e^{j\, ar\,\mathrm{ctg}\, x}$$

Tu wprowadzono unormowaną częstotliwość $x = \omega RC = \omega/\omega_g$, gdzie $\omega_g = 1/RC$ jest charakterystyczną pulsacją tego układu. Zależności modułu |k| i fazy ϕ od częstotliwości przedstawiają rys.1b i 1c, przy czym sporządzono je we współrzędnych logarytmicznych, gdyż ważne są przypadki asymptotyczne tych funkcji w przyjętych układach współrzędnych, a mianowicie:

dla $x << 1$, co odpowiada $\omega << \omega_g$, jest: $20 \log |k| \approx + 20 \log x$, $\phi \approx +\pi/2$

dla $x >> 1$, co odpowiada $\omega >> \omega_g$, jest: $20 \log |k| \approx 0$, $\phi \approx 0$

Z wykresu 1a widoczne są właściwości filtrujące układu: przy x<<1 ($f<<f_g$) układ tłumi napięcie (|k| <1), zaś przy x>>1 ($f>>f_g$) układ przenosi sygnały prawie bez zmiany (|k| ≈ 1), $\phi \approx 0$; stąd jego nazwa – filtr górnoprzepustowy (przepuszcza sygnały o częstotliwościach $f >> f_g$, tłumi zaś sygnały o $f << f_g$. Częstotliwość graniczną (tutaj dolną) f_g definiuje się jako tę częstotliwość , przy której |k| = 1/√2 ≈ 0,707 ≈ –3 dB., co odpowiada t.zw. punktom połowy mocy. Dla filtru górnoprzepustowego z rys.1a dolna częstotliwość graniczna wynosi $f_g = \omega_g /2\pi = 1/2\pi RC$.

Podobne rozważania dla układu z rys.2a dają:

$$k(\omega) = \frac{\frac{1}{j\omega C}}{R + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{1}{1 + j\omega RC} = \frac{1}{\sqrt{(\omega RC)^2 + 1}} e^{-j\, ar\, \mathrm{tg}(\omega RC)} \quad \text{lub} \quad k(x) = \frac{1}{\sqrt{1 + x^2}} e^{-j\, ar\, \mathrm{tg}\, x}$$

Wprowadzono tu unormowaną częstotliwość $x = \omega RC = \omega/\omega_g$, gdzie $\omega_g = 1/RC$ jest charakterystyczną pulsacją tego układu. Zależności modułu |k| i fazy ϕ od częstotliwości przedstawiają rys.2 i 2c, przy czym sporządzono je we współrzędnych logarytmicznych, gdyż ważne są przypadki asymptotyczne tych funkcji w przyjętych układach współrzędnych, a mianowicie:

dla x << 1, co odpowiada $\omega<<\omega_g$, jest: 20 log |k| ≈ 0, $\phi \approx 0$

dla x >> 1, co odpowiada $\omega>>\omega_g$, jest: 20 log |k| ≈ – 20 log x, $\phi \approx -\pi/2$

Dla x << 1 ($f << f_g$) układ przenosi sygnały prawie bez zmiany: |k| ≈ 1, $\phi \approx 0$, zaś dla x >> 1 czyli przy $f >> f_g$ tłumi sygnały, gdyż |k| ≈ 1/x <<1. Jest to więc filtr dolnoprzepustowy przepuszczający sygnały o $f << f_g$ i tłumiący sygnały o $f >> f_g$, przy czym f_g jest teraz górną częstotliwością graniczną filtru dolnoprzepustowego, zdefiniowaną jak poprzednio dla zmniejszenia modułu |k| do wartości $|k_g|$ = 1/√2 ≈ 0,707 ≈ –3 dB, i równą $f_g = \omega_g /2\pi = 1/2\pi RC$

UKŁADY W DZIEDZINIE CZASU

Działanie idealnych elementów obwodu cewek o indukcyjności L i kondensatorów o pojemności C w dziedzinie czasu opisują równania wiążące ze sobą zależne od czasu napięcia u(t0 i prądy i(t):

a) dla cewki u(t) = L di/dt b) dla kondensatora i(t) = C du/dt

Istotne jest zachowanie tych elementów przy zmianach u(t) oraz i(t). Napięcie na cewce przy powolnych zmianach płynącego przez nią prądu jest małe i w przypadku granicznym prądu stałego (di/dt = 0) równe jest zeru; stwierdzamy, że **dla prądu stałego cewka stanowi zwarcie**. Przy **szybkich zmianach prądu** napięcie jest wielkie i w granicznym przypadku **cewka stanowi rozwarcie** (cewka jest dławikiem).

Napięcie na kondensatorze niewiele się zmienia, gdy prąd przez niego płynący jest mały, co w granicznym przypadku napięcia stałego powoduje, że i=0, a więc **dla prądu stałego kondensator stanowi rozwarcie**. Natomiast przy **szybkich zmianach napięcia** natężenie prądu jest wielkie i kondensator w granicznym przypadku **stanowi zwarcie**.

Aby zrozumieć działanie w czasie układów z rys.1a i 2a rozważmy sytuację, gdy kondensator C początkowo nie naładowany zostaje dołączony do źródła o SEM E w obwodzie zawierającym opornik R (dołączenie czwórnika z rys.1a do źródła napięcia E). Obowiązuje wtedy równanie:

$u_C + RC\, du_C/dt = E$ z warunkiem początkowym $u_C(0) = 0$

Jego rozwiązanie ma postać: $u_C(t) = E[1- \exp(-t/RC)] = E[1- \exp(-t/\tau)]$

Napięcie na kondensatorze C rośnie wykładniczo od 0 do E (ładowanie kondensatora) ze stałą czasu τ = RC; stan ustalony po naładowaniu kondensatora osiąga się teoretycznie po nieskończenie długim czasie, w praktyce zaś często umownie przyjmuje się, że następuje to po czasie równym 5τ (wtedy u_C=0,993E, błąd względny poniżej 1 %). Natężenie prądu w obwodzie podczas ładowania jest równe

$$i(t) = C\, du_C/dt = (E/R) \exp(-t/RC)$$

Napięcie na oporniku R równe jest $u_{wy}(t)$ = R i(t) = E exp(-t/RC), co tłumaczy przebieg z rys.1b. W chwili t=0 prąd jest równy i(0) = E/R, napięcie na oporniku $u_{wy}(0)$=E, napięcie na kondensatorze $u_C(0)$=0, co potwierdza wcześniejsze stwierdzenie, że przy gwałtownych zmianach napięcia źródła napięcie na kondensatorze nie może się zmienić, czyli kondensator stanowi zwarcie dla szybkich zmian w obwodzie.

W stanie ustalonym: napięcie na kondensatorze jest równe E, prąd w obwodzie nie płynie, a więc napięcie na oporniku jest równe zeru.

Jeśli następnie rozważyć sytuację polegającą na odłączeniu obwodu RC w opisanym przed chwilą stanie od źródła E i zwarciu wejścia obwodu z rys.1a do masy, to równanie ma postać:

$$u_C + RC\, du_C/dt = 0 \qquad \text{z warunkiem początkowym } u_C(0) = E$$

Jego rozwiązanie ma postać: $u_C(t) = E \exp(-t/RC) = E \exp(-t/RC)$

Napięcie na kondensatorze C maleje wykładniczo od E do 0 (rozładowanie kondensatora) ze stałą czasu τ = RC, zaś napięcie wyjściowe na oporniku R jest równe $u_{wy}(t)$ = –E exp(-t/τ).

Napięcie wyjściowe czwórnika z rys,1 opisane funkcjami: a) $u_{wy}(t)$ = E exp(-t/ τ) podczas ładowania kondensatora, b) $u_{wy}(t)$ = –E exp(-t/ τ) podczas rozładowania kondensatora - tłumaczy przebiegi otrzymane w ćwiczeniu w przypadku układu różniczkującego, stanowiącego szczególny przypadek filtru górnoprzepustowego, mianowicie przy pobudzaniu go przebiegiem okresowym o okresie T=2π/ω wtedy, gdy $\omega << \omega_g = 1/\tau$ = 1/RC (patrz poniżej WARUNKI RÓŻNICZKOWANIA)

Działanie układu przedstawionego na rys. 2a można opisać w dziedzinie czasu; mówimy wtedy, że w pewnych warunkach jest to układ całkujący napięcie wejściowe $u_{we}(t)$ (w przybliżeniu!). Zakładając, że wyjście układu nie jest obciążone, opisują go równania:

$$i = C\frac{du_{wy}}{dt} \quad \text{oraz} \quad u_{we} = Ri + u_{wy}, \qquad \text{prowadzące do} \qquad RC\frac{du_{wy}}{dt} + u_{wy} = u_{we}$$

a więc do liniowego równania różniczkowego pierwszego rzędu,.

$$\boxed{u_{wy}(t) = \frac{1}{RC}\int_0^t u_{we}(t)dt + u_{wy}(0)}$$

Tylko wtedy, gdy t<< τ = RC, zachodzi w przybliżeniu:

Jeśli do wejścia czwórnika z rys.2a, przyłożyć skok napięcia $U_1 \cdot \mathbf{1}(t)$ i przyjąć, że $u_{wy}(0)$ = 0, to odpowiedź układu dla t > 0 ma postać:

$$u_{wy}(t) = U_1(1 - e^{-\frac{t}{RC}})$$

i tylko dla t << τ = RC otrzymujemy w przybliżeniu (rys. 3b):

$$\boxed{u_{wy}(t) = \frac{U_1}{RC}t}$$

a więc napięcie wyjściowe jest proporcjonalne do czasu, jak w przypadku idealnego integratora.

WARUNEK RÓŻNICZKOWANIA PRZEBIEGÓW OKRESOWYCH

Napięcie wyjściowe czwórnika $u_2(t)$ ma być proporcjonalne (współczynnik proporcjonalności a) do pochodnej napięcia wejściowego $u_1(t)$:

$$u_2(t) = a\frac{du_1}{dt}$$

Jeśli $u_1=\cos(\omega t)$, to metoda symboliczna (metoda zespolonych amplitud):

1. przyporządkowuje funkcjom czasu $u_1(t)$, $u_2(t)$ zespolone amplitudy U_1, U_2,
2. operacji różniczkowania w dziedzinie czasu odpowiada mnożenie przez $j\omega$
3. przyporządkowanie jest liniowe i jednorodne.

Stąd otrzymujemy zespolone równanie: $U_2 = j\,\omega\, aU_1$

Transmitancja napięciowa układu całkującego $k_u = U_2/U_1 = |k_u|e^{j\phi}$ musi więc być następującą funkcją częstotliwości:

$$k_u = j\,\omega\, a$$

Odpowiednie warunki dla modułu i fazy transmitancji napięciowej k_u mają postać:

$$\mathbf{|k_u|= a\,\omega \qquad \phi = \arg k_u = +\pi/2}$$

Aby układ różniczkował przebiegi okresowe, faza jego transmitancji powinna wynosić $+\pi/2$ nie zależąc od częstotliwości, zaś jego moduł transmitancji musi zależeć wprost proporcjonalnie (liniowo) od częstotliwości, a więc w układzie współrzędnych podwójnie logarytmicznych ($|k_u|$ w dB od częstotliwości w skali logarytmicznej) rosnąć liniowo ze wzrostem częstotliwości z nachyleniem +20 dB/dec.

Konfrontując otrzymany warunek z wynikiem analizy układu z rys.2a widać, że jest on układem **różniczkującym tylko dla częstotliwości $f<<1/(2\pi RC)$,** zaś dla częstotliwości $f >>1/(2\pi RC)$ przenosi układy prawie bez zniekształceń ($|k_u| \approx 1$, $\phi= 0$).

Przy pobudzeniu sygnałem prostokątnym w warunkach $f>>1/(2\pi RC)$ parametrem charakterystycznym odpowiedzi wyjściowej jest **zwis**, zdefiniowany jako względna różnica wartości chwilowych początkowej i końcowej: $z = (U_1 - U_2)/U_1$

WARUNEK CAŁKOWANIA PRZEBIEGÓW OKRESOWYCH

Napięcie wyjściowe czwórnika $u_2(t)$ ma być proporcjonalne (współczynnik proporcjonalności a) do całki napięcia wejściowego $u_1(t)$:

$$u_2(t) = a\int u_1\,(t)dt$$

Jeśli $u_1=\cos(\omega t)$, to metoda symboliczna (metoda zespolonych amplitud):

1. przyporządkowuje funkcjom czasu $u_1(t)$, $u_2(t)$ zespolone amplitudy U_1, U_2,
2. operacji całkowania w dziedzinie czasu odpowiada dzielenie przez $j\,\omega$
3. przyporządkowanie jest liniowe i jednorodne.

Stąd otrzymujemy zespolone równanie: $U_2 = a\,U_1/j\,\omega$

Transmitancja napięciowa układu całkującego k_u musi więc być następującą funkcją częstotliwości:

$$k_u = a/j\,\omega$$

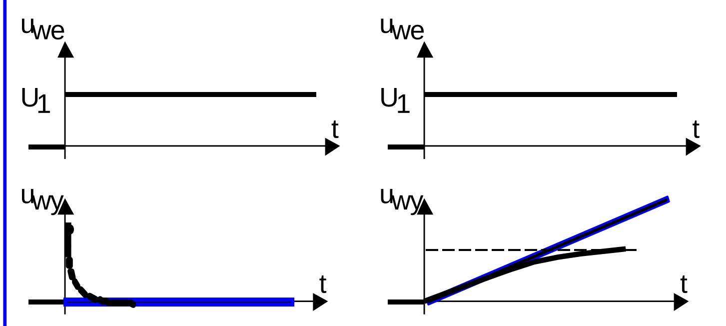
Odpowiednie warunki dla modułu i fazy transmitancji napięciowej k_u mają postać:

$$\mathbf{|k_u|= a/\omega \qquad \phi = \arg k_u = -\pi/2}$$

Aby układ całkował przebiegi okresowe, faza jego transmitancji powinna wynosić $-\pi/2$ nie zależąc od częstotliwości, zaś jego moduł transmitancji musi zależeć odwrotnie proporcjonalnie (hiperbolicznie) od częstotliwości, a więc w układzie współrzędnych podwójnie logarytmicznych ($|k_u|$ w dB od częstotliwości w skali logarytmicznej) musi maleć liniowo ze wzrostem częstotliwości z nachyleniem –20 dB/dec.

Konfrontując otrzymany warunek z wynikiem analizy układu z rys.2a widać, że jest on układem **całkującym tylko dla częstotliwości $f>>1/(2\pi RC)$**, zaś dla częstotliwości $f<<1/(2\pi RC)$ przenosi układy prawie bez zniekształceń ($|k_u| \approx 1$, $\phi \approx 0$)

Przy pobudzeniu sygnałem prostokątnym o $f \ll 1/(2\pi RC)$ parametrem charakterystycznym odpowiedzi wyjściowej filtru dolnoprzepustowego jest **czas narastania** $t_r = t_2 - t_1$, gdzie t_1 to czas osiągnięcia poziomu 0,1 wartości maksymalnej, zaś t_2 to czas osiągnięcia poziomu 0,9 tejże wartości.



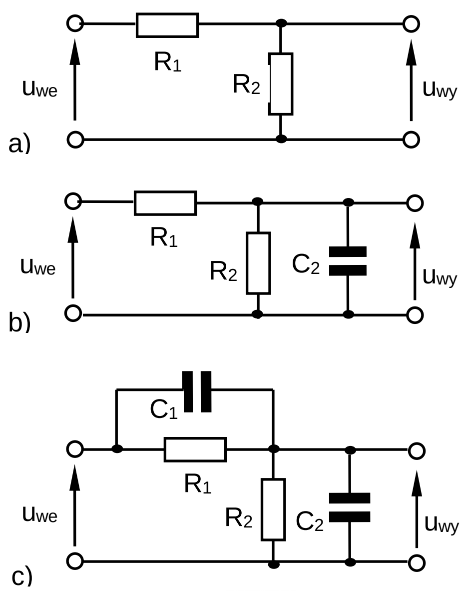
a) Układ różniczkujący
b) uklad całkujący
Rys.3

Gdyby pobudzenie miało postać periodycznego ciągu impulsów o okresie T i wypełnieniu ½, to całkowanie jest tym dokładniejsze, im mniejsze jest T (przy stałych R, C, U_1); towarzyszy temu zmniejszenie amplitudy przebiegu wyjściowego, równej $U_2 = U_1 T/(RC)$.

Znajomość charakterystyk częstotliwościowych transmitancji różnych układów elektrycznych pozwala ocenić, a często i obliczyć odpowiedź układu na pobudzenie dowolnym sygnałem. Przebieg charakterystyki w **zakresie wielkich częstotliwości** określa odpowiedź układu na szybk**ie zmiany** sygnału (krótkie przedziały czasu), zaś przebieg charakterystyki **w zakresie małych częstotliwości** - odpowiedź na **wolne zmiany** sygnału (długie przedziały czasu).

SONDA OSCYLOSKOPOWA

Przykładem praktycznego zastosowania powyższych uwag może być kompensacja wpływu pojemności na działanie oporowego dzielnika napięcia (rys.4a), stosowana w sondach biernych, zwiększających oporność wejściową oscyloskopów. Jeśli oscyloskop ma oporność wejściową R_2 (zwykle 1 MΩ), która zbytnio obciąża badany układ (jest zbyt mała), to najprościej można zredukować to obciążające działanie oscyloskopu, dodając opornik R_1, tworzący z opornikiem R_2 dzielnik napięcia o transmitancji $k_{u0} = R_2/(R_1+R_2)$; zwykle podział napięcia następuje w stosunku 10:1, a zatem $R_1 = 9R_2 = 9$ MΩ . Wprawdzie towarzyszy temu 10-krotne zmniejszenie czułości, ale nie to jest istotnym problemem. Natomiast źródłem kłopotów jest pojemność C_2 (rys.4b), na którą składa się pojemność wejściowa samego oscyloskopu i pojemność kabla koncentrycznego doprowadzającego sygnały z badanego obiektu do oscyloskopu. Skutki działania tej pojemności można opisać zarówno w dziedzinie częstotliwości, jak i w dziedzinie czasu.



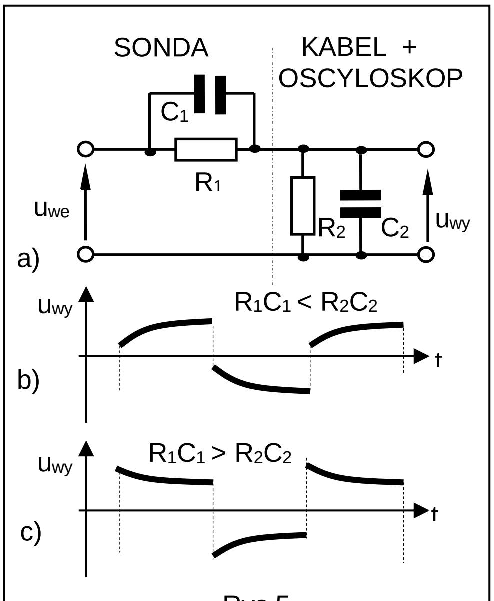
Rys.4

W dziedzinie częstotliwości, obecność C_2 powoduje załamanie płaskiej charakterystyki amplitudowej $|k_u(\omega)|$ czwórnika R_1, R_2, C_2 przy częstotliwości f_g takiej, że $\omega_g = (R_1+R_2)/(R_1R_2C_2)$. Natomiast w dziedzinie czasu, obecność C_2 powoduje to, że charakterystyka przejściowa, czyli odpowiedź układu na skok jednostkowy, ma skończony (tu w znaczeniu różny od zera) czas narastania, zdefiniowany jako czas pomiędzy zdarzeniami polegającymi na osiągnięciu przez sygnał poziomów napięcia równych 0,1 i 0,9 wartości w stanie ustalonym. Prowadzi to oczywiście do zniekształceń sygnałów przenoszonych przez rozważany czwórnik (szczególnie wyraźnie widać to w przypadku sygnałów prostokątnych - rys.5b).

Niekorzystny wpływ pojemności C_2 można skompensować, dodając do układu kondensator o pojemności C_1 (rys.4c) dobranej w ten sposób, by transmitancja całego układu nie zależała od częstotliwości. Kompensacja spowoduje to, że:

- w dziedzinie częstotliwości – charakterystyka amplitudowa będzie płaska ,
- w dziedzinie czasu – odpowiedź skokowa będzie minimalnie zniekształcona.

Proces kompensacji można śledzić doświadczalnie, obserwując na oscyloskopie kształt napięcia wyjściowego u_{wy}, stanowiącego reakcję układu (rys.5a) na pobudzenie sygnałem prostokątnym z generatora. Gdy brak jest kondensatora C_1 lub gdy jego pojemność jest za mała, to dzielnik działa jak filtr dolnoprzepustowy, silniej tłumiący składowe o wielkich częstotliwościach, niż składowe o małych częstotliwościach, co powoduje zniekształcenie przebiegu w zakresie jego szybkich zmian (zbocza), w sposób pokazany na rys.5b. Z drugiej strony, zbyt duża pojemność C_1 daje efekt przeciwny: dzielnik napięcia jest przekompensowany i zachowuje się jak filtr górnoprzepustowy, tłumiący silniej składowe o małych częstotliwościach, czyli względnie biorąc - podbijający składowe o wielkich częstotliwościach (rys.5c). Pomiędzy tymi wartościami skrajnymi znajduje się wartość C_1, usuwająca oba typy zniekształceń i spełniająca warunek (proszę go wyprowadzić!): $\mathbf{R_1C_1 = R_2C_2}$.



Rys.5

WYKONANIE ĆWICZENIA

Ćwiczenie ma dwie części: w pierwszej należy zasymulować działanie każdego z czterech układów, w drugiej należy dokonać pomiarów takich samych rzeczywistych układów. Pierwszą część wykonuje się przy pomocy programu NI Multisim, drugą natomiast realizuje się wykorzystując przyrząd NI ELVIS II+ wraz z jego programem NI ELVISmx. W obu przypadkach bada się zachowanie układów zarówno w dziedzinie częstotliwości, jak i w dziedzinie czasu

I. Symulacja układów w dziedzinie częstotliwości

1) W programie sporządzić schemat kolejno każdego z czterech układów, dołączając do niego przyrządy: generator napięć sinusoidalnych i analizator Bodego
2) Zdjąć charakterystyki amplitudowe $|k_u(f)|$ i fazowe $\phi(f)$ transmitancji napięciowej $k(f) = |k_u(f)|e^{j\phi(f)}$ dla przebiegów harmonicznych dla następujących układów (wyniki zapisać w pliku) :
   - filtru górnoprzepustowego (układu różniczkującego) z rys. 1a przy R = 3 kΩ, C = 51 nF,
   - filtru dolnoprzepustowego (układu całkującego) z rys.2a przy R = 27 kΩ, C = 5,6 nF,
   - czwórnika z rys.4b, zawierającego R_1 = 27 kΩ, R_2 = 3 kΩ, C_2 = 51 nF (nieskompensowany dzielnik napięcia, bez C_1!)

3) Wyznaczyć pojemność C_1 niezbędną do kompensacji częstotliwościowej badanego poprzednio nieskompensowanego dzielnika napięcia z rys.4b i po dołączeniu odpowiedniego kondensatora C_1 wyznaczyć identycznie jak poprzednio charakterystykę amplitudową Wyznaczyć w każdym z pierwszych trzech przypadków częstotliwość graniczną f_g, odpowiadającą zmniejszeniu modułu transmitancji napięciowej $|k_u(f)|$ czwórnika o 3 dB.

II. Symulacja układów w dziedzinie czasu

1) W programie Multisim wykorzystać schematy kolejno każdego z czterech układów, dołączając do nich przyrządy: generator napięć prostokątnych i oscyloskop dwukanałowy

2) Do wejścia każdego z układów doprowadzić sygnał prostokątny o częstotliwości kolejno dziesięciokrotnie mniejszej niż f_g, a następnie dziesięciokrotnie większej niż f_g i zapisać w pliku przebiegi wejściowe i wyjściowe każdego z układów, zachowując skale obu osi. Dla czwartego układu wyznaczyć odpowiedź na sygnał prostokątny dla tych samych częstotliwości, jak w przypadku dzielnika nieskompensowanego

III. Pomiary charakterystyk układów w dziedzinie częstotliwości wykorzystując ELVIS

1) Na pokładzie przyrządu sporządzić kolejno układ według każdego z czterech schematów dołączając do niego przyrządy: generator napięć sinusoidalnych i analizator Bodego, a następnie włączyć przyrząd do sieci i zasilić przyrządy pomiarowe ELVIS-a oraz uruchomić program obsługi

2) Zdjąć charakterystyki amplitudowe $|k_u(f)|$ i fazowe $\phi(f)$ transmitancji napięciowej $k(f) = |k_u(f)|e^{j\phi(f)}$ dla przebiegów harmonicznych dla następujących układów (wyniki zapisać w pliku) :

- filtru górnoprzepustowego (układu różniczkującego) z rys. 1a przy R = 3 kΩ, C = 51 nF,
- filtru dolnoprzepustowego (układu całkującego) z rys.2a przy R = 27 kΩ, C = 5,6 nF,
- czwórnika z rys.4b, zawierającego R_1 = 27 kΩ, R_2 = 3 kΩ, C_2 = 51 nF (nieskompensowany dzielnik napięcia, bez C_1!)
- czwórnika z rys.4c, zawierającego pojemność C_1 niezbędną do kompensacji

IV. Pomiary odpowiedzi układów w dziedzinie czasu wykorzystując ELVIS

1) Na pokładzie przyrządu sporządzić kolejno układ według każdego z czterech schematów, dołączając do niego przyrządy: generator napięć prostokątnych i oscyloskop dwukanałowy, a następnie włączyć przyrząd do sieci i zasilić przyrządy pomiarowe ELVIS-a oraz uruchomić program obsługi

2) Do wejścia każdego z układów doprowadzić sygnał prostokątny o częstotliwości kolejno dziesięciokrotnie mniejszej niż f_g, a następnie dziesięciokrotnie większej niż f_g i zapisać w pliku przebiegi wejściowe i wyjściowe każdego z układów, zachowując skale obu osi.

ZADANIA DO OPRACOWANIA

1) Przedstawić otrzymane z symulacji oraz z pomiarów rzeczywistych układów charakterystyki amplitudowe transmitancji napięciowej $|k_u(f)|$ i $\phi(f)$ badanych układów, Zapisać asymptotyczne charakterystyki, aproksymujące krzywe doświadczalne i ustalić ich nachylenie.
2) Dla zastosowanych rzeczywistych elementów RC obliczyć błędy graniczne częstotliwości górnej i dolnej i porównać obliczone częstotliwości graniczne z otrzymanymi z symulacji i z pomiarów.
3) Wyprowadzić warunek kompensacji dzielnika w sondzie oscyloskopowej.
4) Przedstawić odpowiedzi skokowe otrzymane z symulacji oraz z badanych układów i wyjaśnić je .