

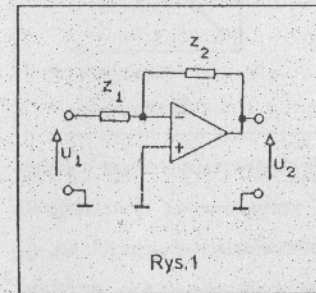
ZASTOSOWANIA WZMACNIACZY OPERACYJNYCH

Celem ćwiczenia jest zaznajomienie się z podstawowymi zastosowaniami wzmacniaczy operacyjnych i poznanie właściwości praktycznie używanych układów elektronicznych z wzmacniaczami operacyjnymi.

WPROWADZENIE

Wzmacniacze operacyjne mogą współpracować z pętlami ujemnego sprzężenia zwrotnego zawierającymi nie tylko oporniki  $R_1, R_2$ , lecz również inne elementy zajmujące ich miejsce w układzie. Jeśli są to cewki lub kondensatory, to układ jest zwykle liniowy (zastosowania: układy całkujące, różniczkujące, filtry różnych rodzajów i t.d.). Jeśli natomiast elementami obwodów ujemnego sprzężenia zwrotnego są diody lub tranzystory, to układ jest zwykle nieliniowy (zastosowania: wzmacniacze logarytmujące, potęgujące i t.d.). W tym ćwiczeniu rozważane będą jedynie niektóre zastosowania wzmacniaczy operacyjnych w układach liniowych. Charakterystyki częstotliwościowe przedstawiane będą najczęściej w układzie współrzędnych podwójnie logarymicznych (log-log): na osi rzędnych modul transmitancji napięciowej wyrażony w decybelach, na osi odciętych częstotliwość w skali logarymicznej.

Transmitancja napięciowa (zdefiniowana jako iloraz zespolonych amplitud  $U_{wy}/U_{we}$  napięć harmonicznych) liniowego wzmacniacza odwracającego (rys.1), wynosi:  $k_u = -Z_2/Z_1$  przy założeniu,

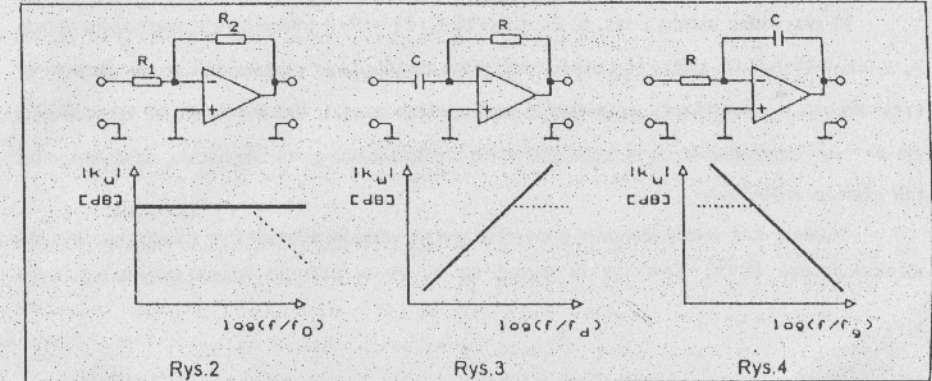


Rys.1

ze wzmacniacz operacyjny jest idealny i ma wzmocnienie z otwartą pętlą sprzężenia zwrotnego A nieskończenie wielkie, zaś  $Z_2, Z_1$  są impedancjami wskazanych na rysunku dwójników (na schemacie nie uwidoczniło zasilania).

Jeśli  $Z_1 = R_1, Z_2 = R_2$ , to układ jest wzmacniaczem o wzmocnieniu  $k_u = -R_2/R_1$ , którego napięcie wyjściowe jest proporcjonalne do napięcia wejściowego w całym zakresie częstotliwości pasma przenoszenia wzmacniacza, t. zn. od

prądu stałego do górnej częstotliwości granicznej (rys. 2), gdyż  $|k_u|$  nie zależy od częstotliwości.



Rys.2

Rys.3

Rys.4

Jeśli  $Z_1 = 1/j\omega C$ ,  $Z_2 = R$ , to układ przedstawiony na rys.3 charakteryzuje transmitancja napięciowa  $k_u = -j\omega RC$ , której moduł  $|k_u| = \omega RC$  rośnie proporcjonalnie do częstotliwości. Jak się przekonamy później, ten sam układ w inny sposób opisany, mianowicie w dziedzinie czasu, a nie w dziedzinie częstotliwości, zachowuje się jak układ różniczkujący napięcie wejściowe.

Jeśli  $Z_1 = R$ ,  $Z_2 = 1/j\omega C$ , to otrzymuje się układ z rys.4, którego transmitancja napięciowa  $k_u = -1/j\omega RC$ , zaś moduł  $|k_u| = 1/\omega RC$  maleje odwrotnie proporcjonalnie do częstotliwości (w przyjętym na rys.4 układzie współrzędnych  $|k_u|_{[dB]}$ , częstotliwość w skali logarytmicznej, ta zależność ma postać pokazanej tam prostej). Jak można pokazać, ten sam układ opisany w dziedzinie czasu, zachowuje się jak układ całkujący napięcie wejściowe.

Jako  $Z_1$  i  $Z_2$  można też użyć dwójników biernych złożonych z dwóch i więcej elementów R i C, gdyż w praktyce unika się stosowania elementów indukcyjnych ze względu na ich znaczne wymiary i masę.

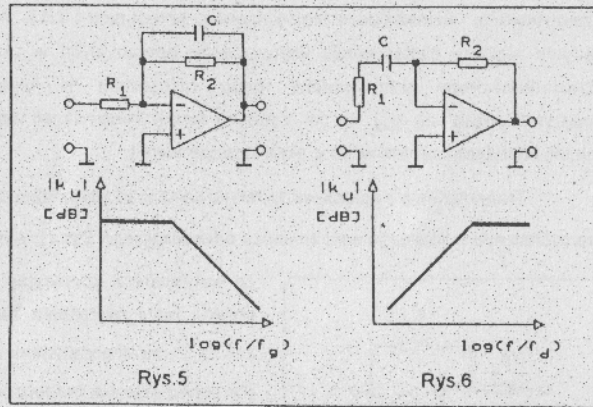
Jeśli  $Z_1 = R_1$ , zaś jako  $Z_2$  użyć dwójnika złożonego z równolegle połączonych opornika  $R_2$  i kondensatora o pojemności C (rys.5), tak, że jego impedancja wypadkowa  $Z_2 = R_2/(1+j\omega R_2 C)$ , to transmitancja napięciowa całego układu ma postać funkcji jednobiegunowej:

$k_u = -R_2/[R_1(1+j\omega R_2 C)]$ ; biegun występuje przy częstotliwości

$\omega_0 = 1/R_2 C$ . O takim układzie można też powiedzieć, że jest filtrem dolnoprzepustowym o górnej częstotliwości granicznej  $\omega_0$ , a to dlatego, że jak wynika z przedstawionej charakterystyki częstotliwościowej przenosi on wiernie sygnały harmoniczne o częstotliwościach mniejszych niż  $\omega_0$ , tłumi zaś sygnały o częstotliwościach większych niż  $\omega_0$ ; innymi słowy, w zakresie  $\omega \ll \omega_0$  działa jak układ z rys.2, zaś przy  $\omega \gg \omega_0$  jak układ z rys.4.

W przypadku układu z rys. 6,  $Z_1 = R_1 + 1/j\omega C$ ,  $Z_2 = R_2$  i transmitancja napięciowa układu  $k_u = -j\omega R_2 C/(1+j\omega R_1 C)$ , zależy od częstotliwości w ten sposób, że jej moduł rośnie proporcjonalnie do częstotliwości w zakresie  $\omega \ll \omega_d$  (podobnie jak w układzie z rys.3), zaś nie zależy od częstotliwości dla  $\omega \gg \omega_d$ . Częstotliwość  $\omega_d = 1/R_1 C$  jest dolną częstotliwością graniczną układu, działającego jak filtr górnoprzepustowy.

Ostatnie dwa układy stanowią praktyczne wersje układów odpowiednio całkującego (rys.5) i różniczkującego (rys.6). Zwróćmy tu uwagę na to, że w układzie współrzędnych log - log



nachylonych pod kątem +20 dB/dec lub -20 dB/dec. Natomiast układy praktyczne z rys. 5 lub 6 wyróżniają się tym, że w tych zakresach częstotliwości, w których układy te nie wykonują swoich podstawowych zadań t. j. całkowania lub różniczkowania sygnałów, ich wzmocnienie jest ograniczone: odpowiednie odcinki charakterystyk są poziome. Podyktowane to jest potrzebą zapewnienia stabilnej pracy układu różniczkującego lub zredukowania wpływu dryftów i zakłóceń na pracę układu całkującego.

Przejdźmy do dokładniejszego opisu działania układu całkującego w dziedzinie czasu. Zaczniemy od układu integratora ze wzmacniaczem operacyjnym, a następnie porównamy go z prostym czwórnikiem biernym, spełniającym podobną rolę integratora, lecz w sposób niedoskonały.

Zakładając, że wzmacniacz operacyjny jest idealny i jego wzmocnienie z otwartą pętlą sprzężenia zwrotnego A jest nieskończenie wielkie, dla układu całkującego z rys.4 mamy:

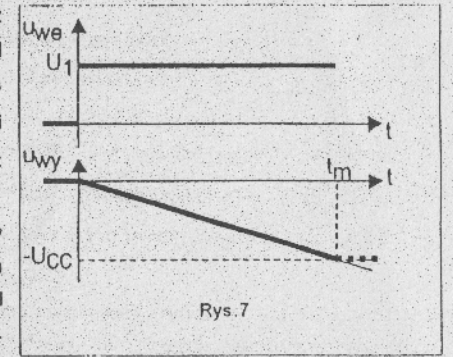
$$u_{we} = Ri, \quad u_{wy} = -u_c, \quad i = C \frac{du_c}{dt}$$

skąd po przekształceniach otrzymuje się:

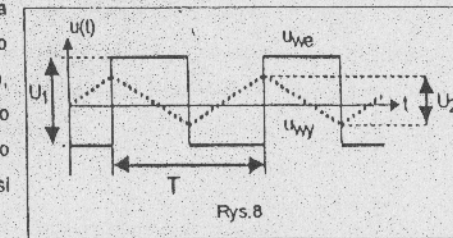
$$u_{wy} = -RC \frac{du_{wy}}{dt} \Rightarrow u_{wy}(t) = -\frac{1}{RC} \int_0^t u_{we}(t) dt + u_{wy}(0),$$

gdzie  $u_{wy}(0)$  jest napięciem wyjściowym w chwili  $t=0$ , które musi być znane (warunek początkowy). Układ jest więc idealnym integratorem, gdyż napięcie wyjściowe jest proporcjonalne do całki napięcia wejściowego. Jeśli napięcie wejściowe ma postać skoku jednostkowego:  $u_{we}(t) = U_1 \cdot 1(t)$  i  $u_{wy}(0) = 0$  (rys.7), to napięcie wyjściowe wynosi:  $u_{wy}(t) = -(U_1/RC)t$ , a więc jest liniową funkcją czasu.

Jakość całkowania przez różne układy elektroniczne ocenia się na podstawie reakcji tych układów na pobudzenie skokiem jednostkowym i odchylenie uzyskanego przebiegu od prostej. Widać, że przy podanych założeniach omówiony integrator całkuje idealnie, ale jednocześnie w integratorze ze wzmacniaczem operacyjnym napięcie wyjściowe nie może przekroczyć napięcia zasilania  $-U_{CC}$  i dlatego przebieg rzeczywisty napięcia wyjściowego przedstawia na rys.7 pogrubiona linia przerywana (dla  $t > t_m = RC U_{CC}/U_1$ ).



W przypadku pobudzenia integratora idealnego ciągiem impulsów prostokątnych o amplitudzie  $U_1$ , okresie T i wypełnieniu  $1/2$  (rys.8), napięcie wyjściowe ma przebieg trójkątny o amplitudzie  $U_2 = U_1 T/2RC$  (aby nie doszło do nasycenia wyjścia wzmacniacza operacyjnego musi być spełniony warunek  $U_1 < U_{CC} 4RC/T$ ).



Omówimy teraz działanie najprostszego układu całkującego, jakim jest przedziałnik na rys.9  
 Zwornik bierny RC, czyli czwórnik zbudowany z opornika R i kondensatora C. Przy założeniu braku  
 obciążenia zacisków wyjściowych, opisują go równania:

$$u_{we} = Ri + u_{wy}, \quad i = C \frac{du_{wy}}{dt}$$

Rugując z nich zmienną  $i$ , otrzymuje się równanie różniczkowe:

$$RC \frac{du_{wy}}{dt} + u_{wy} = u_{we}(t),$$

którego rozwiązanie ma postać:

$$u_{wy}(t) = e^{-\frac{t}{RC}} \left[ \frac{1}{RC} \int_0^t e^{\frac{t}{RC}} u_{we}(t) dt + u_{wy}(0) \right],$$

Tylko wtedy, gdy  $t \ll RC$ , mamy w przybliżeniu

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

Jeżeli do wejścia czwornika z rys.9 dostarczyć skok napięcia  $U_1 \cdot 1(t)$  i przyjąć, że  $u_{wy}(0) = 0$ ,  
 to odpowiedź układu czyli napięcie wyjściowe  $u_{wy}(t)$  ma dla  $t > 0$  postać:

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

Tylko wtedy, gdy spełniony jest warunek  $t \ll RC$ , to napięcie wyjściowe ma postać:

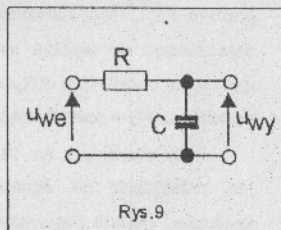
$$u_{wy}(t) = U_1 \frac{1}{RC} t$$

A więc jest proporcjonalne do czasu, jak w przypadku idealnego integratora.

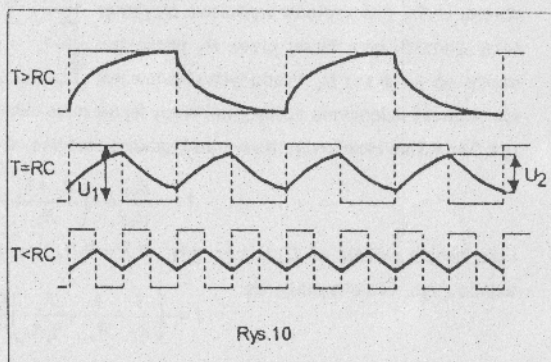
Gdyby pobudzenie miało postać okresowego ciągu impulsów o okresie  $T$  i wypełnieniu  $\frac{1}{2}$  (rys.10), to całkowanie jest tym dokładniejsze, im mniejszy jest okres  $T$  (przy niezmiennych wartościach iloczynu  $RC$  i napięcia  $U_1$ ). Towarzyszy temu jednak zmniejszenie amplitudy napięcia wyjściowego, równej:

$$U_2 = U_1 T / (2RC).$$

Praktyczny integrator ze wzmacniaczem operacyjnym ma zwykle postać układu z rys.5, gdyż ze względu na stabilność pracy przy najmniejszych częstotliwościach, jego wzmocnienie musi być ograniczone za pomocą opornika  $R_2$ . Zwracamy uwagę na to, że dla prądu stałego kondensator stanowi rozwarcie i układ z rys.4 pracuje z otwartą pętlą sprzężenia zwrotnego dla prądów stałych i wolnozmiennych z wszystkimi tego konsekwencjami.



Rys.9



Rys.10

Zakładając podobnie jak poprzednio, że wzmacniacz operacyjny jest idealny i jego wzmocnienie z otwartą pętlą sprzężenia zwrotnego  $A$  jest nieskończenie wielkie, dla układu całkującego z rys.5 mamy:

$$u_{we} = R_1 i_1, \quad i_1 = i + i_2, \quad i = C \frac{du_C}{dt}, \quad u_{wy} = -u_C = -R_2 i_2,$$

skąd po przekształceniach:

$$\frac{du_{wy}}{dt} + \frac{1}{R_2 C} u_{wy} = -\frac{1}{R_1 C} u_{we}.$$

Rozwiązanie tego równania różniczkowego ma postać:

$$u_{wy}(t) = e^{-\frac{t}{R_2 C}} \left[ -\frac{1}{R_1 C} \int_0^t e^{\frac{t}{R_2 C}} u_{we}(t) dt + u_{wy}(0) \right].$$

Zauważmy, że dla  $t \ll R_2 C$  jest w przybliżeniu:

$$u_{wy}(t) = -\frac{1}{R_1 C} \int_0^t u_{we}(t) dt + u_{wy}(0),$$

a więc przebieg jest identyczny, jak w integratorze idealnym. Odpowiedź integratora z rys.5 na pobudzenie skokiem jednostkowym ma dla  $t > 0$  postać:

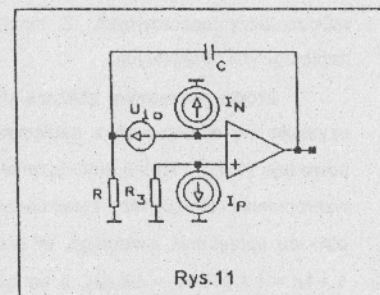
$$u_{wy}(t) = -U_1 \frac{R_2}{R_1} + \left[ U_1 \frac{R_2}{R_1} + u_{wy}(0) \right] e^{-\frac{t}{R_2 C}}.$$

Porównanie właściwości układów całkujących z rys. 5 i z rys.9 wskazuje na zalety układu integratora ze wzmacniaczem operacyjnym: większa stała czasu i większa wartość napięcia dla stanu ustalonego.

Charakterystyka częstotliwościowa modułu transmitancji napięciowej integratora idealnego z rys.4 ma postać  $k_u = 1/(\omega RC)$ , a więc w układzie współrzędnych logarymicznych opada z nachyleniem 6 dB na oktawę, czyli 20 dB na dekadę. Właściwość ta może stanowić podstawę do oceny tego, czy i kiedy dany układ zachowuje się jak integrator. Jeśli na przykład, układ z rys.5 opisuje transmitancja podana z lewej strony rys.5, to można zauważyć, że dla częstotliwości spełniających warunek  $\omega \gg \omega_0 = 1/(R_2 C)$ , charakterystyka asymptotyczna modułu transmitancji ma nachylenie -20 dB/dec i w tym zakresie częstotliwości układ zachowuje się jak integrator.

Istotny wpływ na działanie integratora z rys.4 wywierają prądy wejściowe wzmacniacza operacyjnego i jego napięcie niezrównoważenia. Uwzględniając te wielkości na schemacie zastępczym rzeczywistego wzmacniacza operacyjnego (ćwiczenie Wzmacniacz operacyjny) przedstawionym na rys.11 i dodatkowo przyjmując, że  $R_3 = 0$  widać, że nawet przy  $u_{we} = 0$  przez kondensator  $C$  płynie różny od zera prąd  $i_C = I_B + U_o/R$ , gdzie  $I_B = (I_p + I_N)/2$  jest wejściowym prądem polaryzacji wzmacniacza operacyjnego, zaś  $U_o$  napięciem niezrównoważenia tegoż wzmacniacza. Prąd ten powoduje, że przy  $u_{we} = 0$  napięcie wyjściowe jest różne od zera i rośnie z szybkością:

$$\frac{du_{wy}}{dt} = \frac{i_C}{C} = \frac{I_B}{C} + \frac{U_{10}}{RC}$$



Rys.11

Wprowadzając do układu z rys.4, a więc i na rys. 11 opornik  $R_3$ , można wyeliminować wpływ prądu  $I_B$ , gdyż napięcia  $R_1 I_N$  i  $R_3 I_P$  można skompensować, dobierając oporniki ( $R_3=R$ , gdy  $I_P=I_N$ ).

W wielu przypadkach integrator dopiero wtedy staje się użyteczny, gdy warunek początkowy  $U_{wy}(0)$  można ustawić niezależnie od  $u_{we}$ . Umożliwia to układ przedstawiony na rys.12.

Gdy P1 jest w położeniu 2, zaś P2 w położeniu 1, to układ pracuje w połączeniu z rys.4 i całkuje napięcie wejściowe  $u_{we}(t)$ . Przelączenie P1 do położenia 1 (P2 pozostaje w położeniu 1!) powoduje przerwanie procesu całkowania napięcia wejściowego: prąd wejściowy jest równy zero, zaś napięcie wyjściowe zachowuje tę wartość, którą miało w chwili przelączenia (układ pamięta tę wartość). Przelączenie P2 do położenia 2 (P1 pozostaje w położeniu 1) powoduje, że wzmacniacz pracuje w układzie z rys.5, przy czym napięciem wejściowym jest teraz  $U_3$  - regulowane napięcie stałe (ustawianie warunków początkowych). Obowiązuje wtedy zależność:

$$\frac{U_3}{R_3} + \frac{u_{wy}}{R_2} + C \frac{du_{wy}}{dt} = 0$$

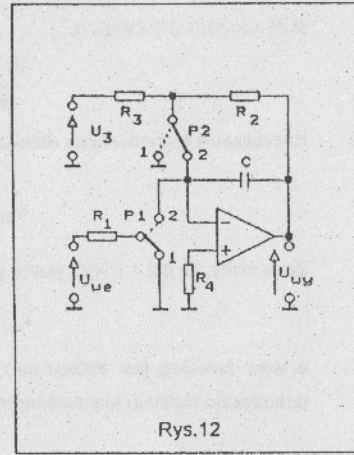
z której wynika, że w stanie ustalonym  $du_{wy}/dt=0$  i  $u_{wy}=-U_3$ . Jest to wartość początkowa dla właściwego procesu całkowania napięcia  $u_{we}(t)$ , które rozpoczyna się w chwili jednoczesnego przelączenia P1 do położenia 2 oraz P2 do położenia 1 i trwa do chwili przelączenia P1 do położenia 1, przerywającego całkowanie, n.p. w celu spokojnego odczytania napięcia wyjściowego.

W przypadku idealnego wzmacniacza operacyjnego, czas pamiętania zależy tylko od upływności kondensatora C, natomiast w układzie rzeczywistym, również od prądów wejściowych wzmacniacza. W podobny sposób pracują układy próbkująco-pamiętające (sample & hold) używane do budowy przetworników analogowo-cyfrowych.

Omówione tu zostały integratory odwracające (Inwertujące), najczęściej stosowane w praktyce. Znane i używane są również integratory (układy całkujące) nieodwracające.

Na dokładniej tu przedstawionych integratorach nie kończą się oczywiście zastosowania wzmacniaczy operacyjnych. Z innych ważnych zastosowań wymienić należy budowę źródeł napięciowych i prądowych.

Źródła napięciowe zbliżone do idealnych, powinny mieć małą oporność wyjściową, którą uzyskuje się w układach z napięciowym sprzężeniem zwrotnym. Ten typ sprzężenia zwrotnego powoduje  $(1+k\beta)$  - krotne zmniejszenie oporności wyjściowej równoważnego źródła, gdzie k oznacza wzmacnienie napięciowe wzmacniacza bez sprzężenia zwrotnego, zaś  $\beta$  - transmitancję napięciową obwodu sprzężenia zwrotnego. W przypadku wzmacniacza odwracającego  $k = A$ ,  $\beta = R_1/R_2$ , zatem  $1 + k\beta = 1 + AR_1/R_2 = AR_1/R_2$ , o ile tylko  $A \gg R_2/R_1$ ; n.p. dla  $A = 10^4$ ,  $\beta = 0,01$ , oporność wyjściowa zmniejsza się 100-krotnie.



Rys.12

Źródła napięć wzorcowych mogą mieć postać układów podanych na rys.13. W układzie z rys.13a źródło o SEM E obciążone jest stałym prądem  $E/(R_w+R_1)$ , niezależnym od obciążenia dołączonego do wyjścia układu, zaś napięcie wyjściowe układu  $U = -ER_2/R_1$  można regulować za pomocą  $R_2$  w sposób ciągły od zera.

W układzie z rys.13b, źródło o SEM E jest praktycznie nie obciążone, zaś napięcie wyjściowe można regulować za pomocą  $R_2$  w sposób ciągły, ale tylko w zakresie wartości większych od E. Polaryzacja napięcia wyjściowego jest taka sama jak źródła E (względem masy - przeciwnie niż w układzie z rys.13a, w którym polaryzacja napięcia wyjściowego jest przeciwna niż E).

Do budowy źródeł prądowych wykorzystuje się układy wzmacniaczy z prądowym ujemnym sprzężeniem zwrotnym, zwiększającym oporność wyjściową układów. Jeśli sprzężenie to jest szeregowo, to wzmacniacz wymaga sterowania napięciem i mówimy wtedy o przetworniku napięcie - prąd.

Przykłady źródeł prądowych przedstawiono na rys.14, przy czym układy z rys.14a i 14b dotyczą przetworników napięcie - prąd z nieuziemionym obciążeniem, zaś te z rys.14c i 14d - z uziemionym.

W układach z rys.14a i 14b przez  $R_1$  płynie prąd o stałej (niezależnej od  $R_L$ ) wartości równej  $U_1/R_1$ , zaś napięcie wyjściowe przyjmuje taką wartość, przy której przez  $R_1$  płynie taki sam prąd, jak przez  $R_L$ . Wadą tych układów jest niemożność uziemienia obciążenia. Wady tej nie mają układy z rys.14c i 14d. Prąd wyjściowy układu z rys. 14c (układ Howlanda) ma wartość zależną zarówno od  $U_1$ , jak i od napięcia wyjściowego  $U_2$ :

$$I = -\frac{R_2 U_1}{R_1 R_3} + \left( \frac{R_2 + R_1}{R_1} - \frac{R_1 + R_4}{R_4} \right) \frac{U_2}{R_3}$$

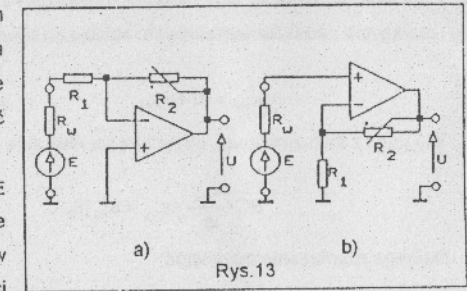
i nie będzie zależał od  $U_2$  wtedy, gdy  $R_1 R_3 = R_2 R_4$ , przyjmując wartość  $I = -U_1/R_4$ . Podobnie dla układu z rys. 14d otrzymuje się:

$$I = -\left( \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{R_2}{R_1 R_3} \right) \frac{U_1}{2} + \left( \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} - \frac{R_2}{R_1 R_3} \right) \frac{U_2}{2}$$

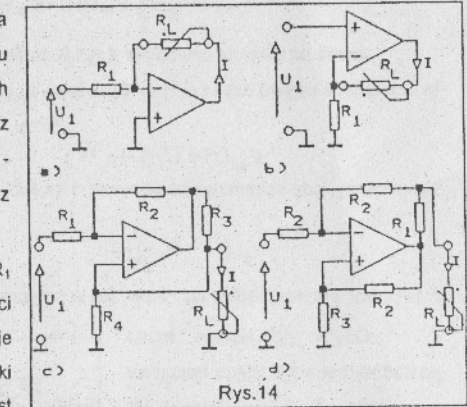
Warunek niezależności prądu wyjściowego I od napięcia  $U_2$  wymaga, by  $R_3 = R_2/(R_1 + R_2)$  i wtedy

$$I = -U_1 \frac{R_1 + R_2}{R_1 R_2}$$

Oporność wyjściowa obu ostatnich układów zależy w istotny sposób od dokładności oporników, decydujących o spełnieniu warunku niezależności prądu wyjściowego od napięcia sterującego  $U_2$ .

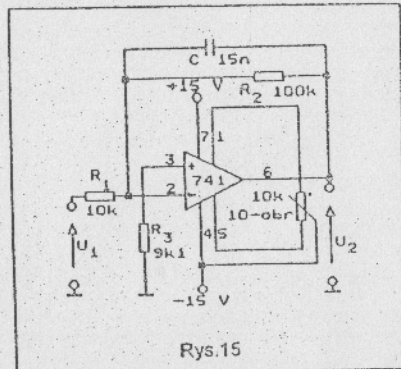


Rys.13



Rys.14

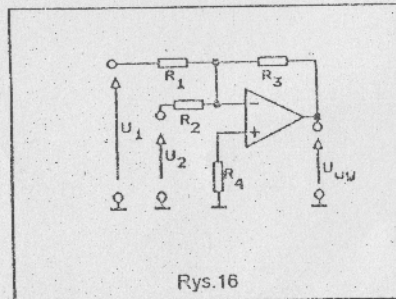
- 1) Połączyć układ integratora z rys.15. Przed dołączeniem kondensatora C skompensować wpływ napięcia niezrównoważenia wzmacniacza operacyjnego, sprawdzając napięcie wyjściowe (stałe) do zera za pomocą potencjometru o oporności 10 kΩ. Przyjąć  $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$ ,  $R_2 = 100 \text{ k}\Omega$ ,  $R_3 = 9,1 \text{ k}\Omega$ ,  $C = 15 \text{ nF}$ .



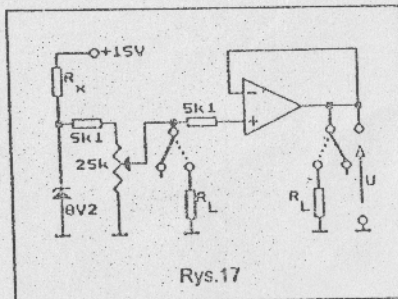
- 2) Zdjąć charakterystyki amplitudowe  $|k_u(f)|$  transmitancji napięciowej zbudowanego integratora dla przebiegów harmoniczných, zmieniając częstotliwość równomiernie w skali logarymicznej. Podczas tych pomiarów zarejestrować górną częstotliwość graniczną  $f_0$  integratora ( $\omega_0 = 1/(R_2C)$ ), odpowiadającą zmniejszeniu modułu transmitancji napięciowej  $|k_u(f)|$  układu o 3 dB.

- 3) Do wejścia układu doprowadzić sygnał prostokątny o częstotliwości kolejno dziesięciokrotnie mniejszej niż  $f_0$ , a następnie dziesięciokrotnie większej niż  $f_0$  i przerysować z ekranu oscyloskopu przebiegi wyjściowe układu, zachowując skalę obu osi. Sprawdzić jak zależy amplituda napięcia wyjściowego od okresu pobudzającego układ napięcia prostokątnego (o niezmiłonej amplitudzie) w warunkach, gdy układ działa jako integrator.

- 4) Zbudować układ sumujący napięcia z rys.16. Wejście  $U_1$  dołączyć do głównego wyjścia generatora, natomiast wejściowe napięcie  $U_2$  pobierać z pomocniczego wyjścia tegoż generatora. Zarejestrować przebieg wypadkowy dla przyjętej kombinacji kształtów i amplitud obu sygnałów przy częstotliwości  $f = 1 \text{ kHz}$ . Przyjąć  $R_1 = R_4 = 1 \text{ k}\Omega$ ,  $R_2 = R_3 = 10 \text{ k}\Omega$ .



- 5) Zbudować regulowane źródło napięcia stałego z rys.17 i zdjąć zależność napięcia wyjściowego od prądu obciążenia dla układów: a) bez wtórnika, b) z wtórnikiem napięcia zrealizowanym za pomocą wzmacniacza operacyjnego, dla dowolnie przyjętej wartości napięcia  $U_0$ . Zakładając liniową zależność można się ograniczyć do dwóch punktów, odpowiadających  $I = 0$  oraz  $I = U/R_L$ .



- 1) Wykreślić charakterystyki amplitudowe transmitancji napięciowej  $|k_u(f)|$  układu z rys.15, przyjmując logarymiczną skalę unormowanej częstotliwości  $f/f_0$ , zaś moduł transmitancji  $|k_u|$  wyrazić w dB. Narysować też asymptotyczne charakterystyki, aproksymujące krzywe doświadczalnie i ustalić ich nachylenie.
- 2) Obliczyć górną częstotliwość graniczną  $f_0$  układu z rys.15 i porównać ją z wartością uzyskaną w doświadczeniu.
- 3) Znając wyrażenie dla transmitancji układu z rys.15, obliczyć jej moduł dla tych samych częstotliwości, dla których mierzono  $|k_u|$  w punkcie 2) WYKONANIA ĆWICZENIA I wyniki zestawić w tabeli i na wykresie razem z wynikami uzyskanymi doświadczalnie.
- 4) Wyjaśnić (ilościowo) przebiegi otrzymane w punkcie 4 dla układu sumującego z rys.16.
- 5) Wykreślić na wspólnym wykresie charakterystyki obu układów z rys.17 (tj. bez i z wtórnikiem) dostarczających napięć wzorcowych. Podać i uzasadnić zalety obu układów. Obliczyć oporność wewnętrzną obu źródeł napięciowych.