

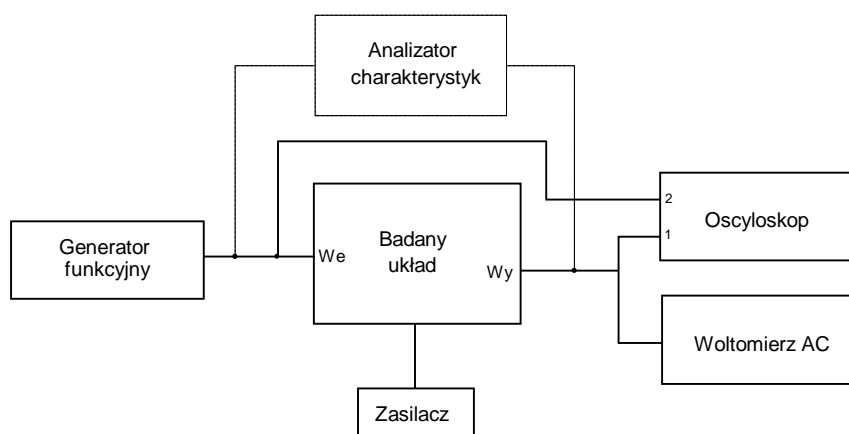
3. UKŁADY ODOPERACYJNE

3.1. CEL ĆWICZENIA

Celem ćwiczenia jest poznanie podstawowych możliwości wykorzystania wzmacniacza operacyjnego.

3.2. SCHEMAT BLOKOWY UKŁADU POMIAROWEGO

Schemat blokowy układu pomiarowego umożliwiającego przeprowadzenie pomiarów własności elektrycznych badanych układów pracy wzmacniacza operacyjnego przedstawiono na rysunku 3.1.



Rys. 3.1. Schemat blokowy układu pomiarowego do badania układów odoperacyjnych

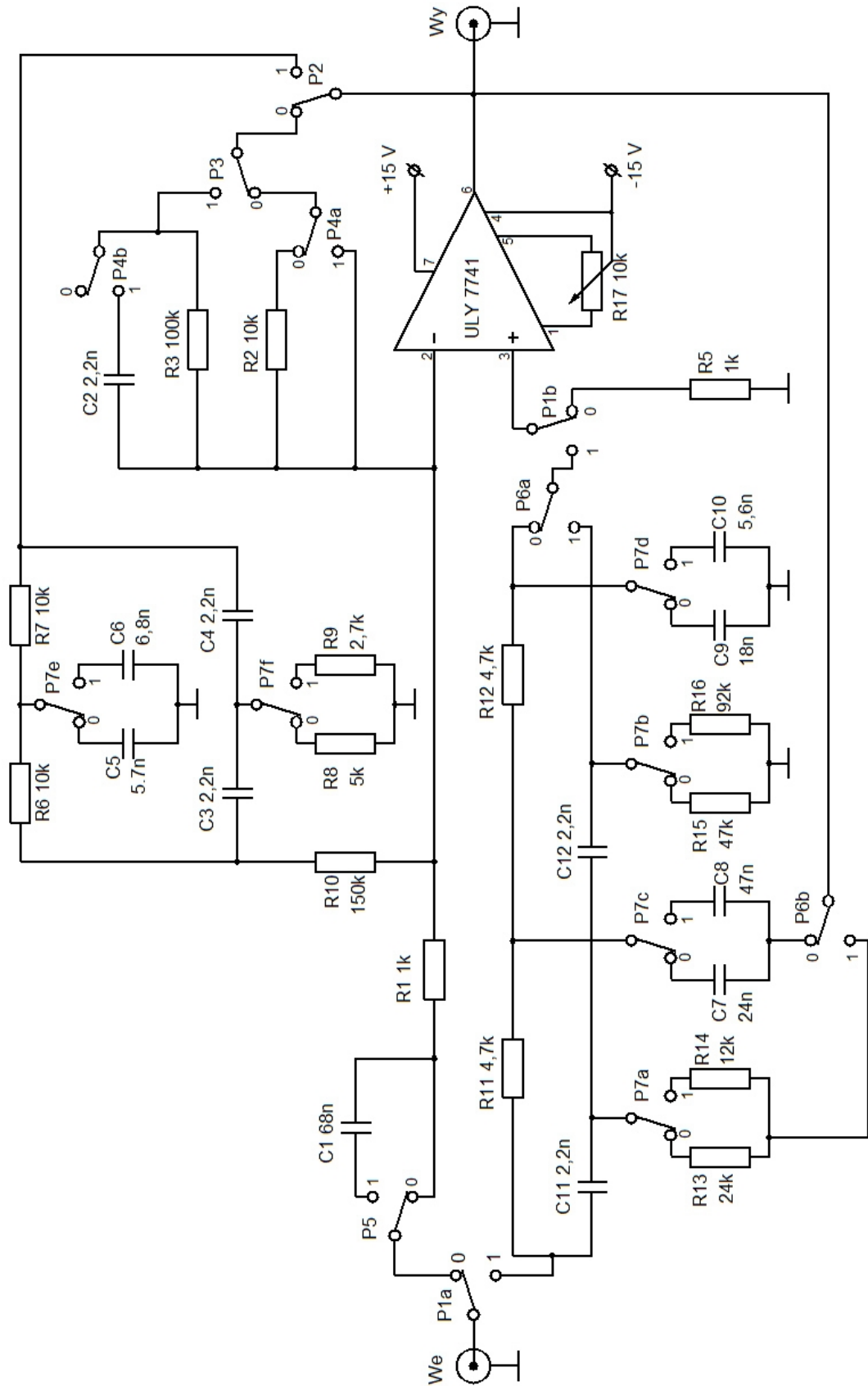
Badany układ zasilany jest symetrycznie napięciem stałym $\pm 15V$. Do wejścia We dołączony jest generator funkcyjny. Dołączony do wyjścia Wy woltomierz AC umożliwia pomiar napięcia wyjściowego. Obserwację kształtu przebiegu napięcia wyjściowego oraz wejściowego dokonuje się za pomocą oscyloskopu dołączonego do wyjścia Wy i wejścia We . Dodatkowo stanowisko pomiarowe może być wyposażone również w analizator charakterystyk częstotliwościowych i czasowych.

3.3. SCHEMAT IDEOWY BADANEGO UKŁADU

Schemat ideowy układu do badania własności podstawowych układów pracy wzmacniacza operacyjnego (na bazie układów serii 741) przedstawiono na rysunku 3.2. Badany model zawiera układ scalony z rodziny μA 741 zasilany symetrycznie napięciem $\pm 15V$ oraz zespół przełączników $P_1 \div P_7$ umożliwiających realizację (poprzez odpowiednią konfigurację) następujących układów:

- wzmacniacza w układzie odwracającym,
- filtru dolnoprzepustowego,
- filtru górnoprzepustowego,
- filtru pasmowoprzepustowego,
- układu całkującego,
- różniczkującego.

UKŁADY ODOPERACYJNE



Rys. 3.1. Schemat ideowy układu do badania układów pracy WO

W konfiguracji wzmacniacza odwracającego sygnał podawany jest z wejścia We poprzez rezystor R_1 na wejście odwracające wzmacniacza. Wzmacniacz objęty jest pętlą ujemnego sprzężenia zwrotnego przez rezystor R_2 lub R_3 w zależności od wartości wzmocnienia. Wejście nieodwracające przez rezystor R_5 połączone jest do masy.

Dla układu filtru górnoprzepustowego sygnał podawany jest na wejście nieodwracające wzmacniacza operacyjnego, objętego dwoma torami sprzężeń zwrotnych. Pełne ujemne sprzężenie zwrotne, poprzez zwarcie wyjścia z wejściem odwracającym, czyni z układu wtórnik napięciowy. W pętli dodatniego sprzężenia zwrotnego znajduje się górnoprzepustowy filtr drugiego rzędu (C_{11} , C_{12} oraz para rezystorów z grupy $R_{13} \div R_{16}$).

W analogiczny sposób skonfigurowany jest filtr dolnoprzepustowy, z tą różnicą, że w torze dodatniego sprzężenia zwrotnego znajduje się dolnoprzepustowy filtr drugiego rzędu (R_{11} , R_{12} oraz para kondensatorów z grupy $C_7 \div C_{10}$).

W konfiguracji filtru pasmowoprzepustowego sygnał podawany jest poprzez rezystor R_1 na wejście odwracające wzmacniacza, a w torze ujemnego sprzężenia zwrotnego włączony jest filtr pasmowozaporowy „podwójne T” ($R_6 \div R_9$, $C_3 \div C_6$). Wejście nieodwracające podłączone jest do masy przez rezystor R_5 .

W celu analizy możliwości wykorzystania wzmacniacza operacyjnego do budowy układu całkującego sygnał podawany jest poprzez rezystor R_1 na wejście odwracające wzmacniacza, a wzmacniacz zapięty jest pętlą ujemnego sprzężenia zwrotnego przez rezystor R_2 i kondensator C_2 . Układ różniczkujący uzyskuje się podając sygnał na wejście odwracające wzmacniacza operacyjnego przez kondensator C_1 oraz rezystor R_1 , pętlę ujemnego sprzężenia zwrotnego zamyka rezystor R_3 zbocznikowany ewentualnie kondensatorem C_2 .

Rezystor R_5 oraz potencjometr R_{17} minimalizują napięcie niezerównoważenia wzmacniacza operacyjnego.

3.4. WYBRANE WŁASNOŚCI BADANYCH UKŁADÓW

3.4.1. Wstęp

Idealne wzmacniacze operacyjne powinny mieć właściwości źródła napięciowego sterowanego napięciem i charakteryzować się następującymi parametrami:

- nieskończenie dużym wzmocnieniem napięciowym przy otwartej pętli (praktyczne wartości zawierają się w zakresie $10^5 \dots 10^6$);
- impedancją wyjściową równą zero (praktycznie kilkadziesiąt omów);
- nieskończenie dużą impedancją wejściową zarówno między wejściami, jak i między każdym z wejść a masą (praktycznie rzędu megaomów);
- nieskończenie szerokim pasmem przenoszenia częstotliwości (praktycznie od kilkudziesięciu Hz aż do nawet kilkuset MHz);
- nieskończenie dużym współczynnikiem tłumienia sygnału sumacyjnego (praktyczne wartości zawierają się w zakresie 60...120 dB);
- maksymalną (nieskończenie dużą) szybkością narastania sygnału wyjściowego (ang. slew-rate) (praktyczne wartości zawierają się w granicach 0,2...500 V/ μ s).

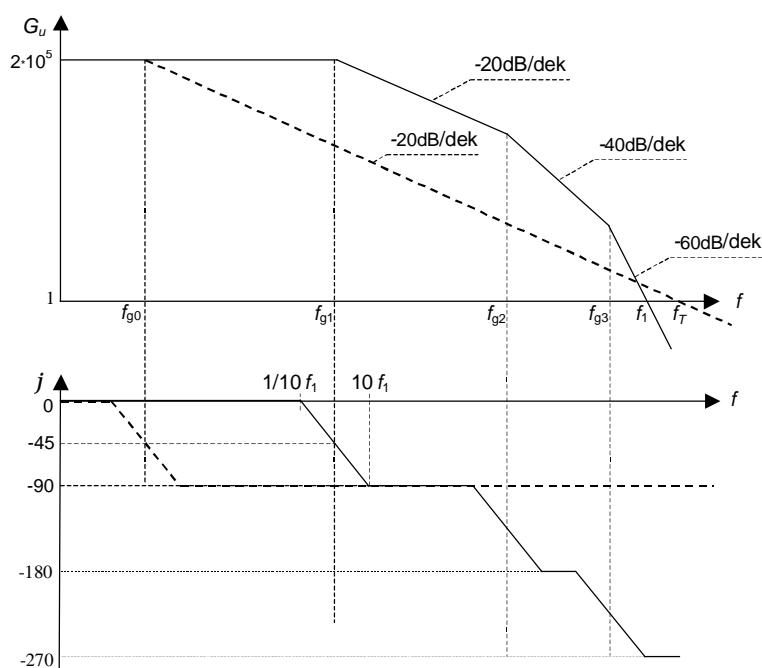
W tabeli 3.1 przedstawiono podstawowe parametry wzmacniacza operacyjnego z grupy ogólnego zastosowania μ A741 oraz wzmacniacza specjalistycznego VN2018.

Tab. 3.1

Nazwa parametru	jedm.	Typ wzmacniacza	
		ogólnego zastosowania (np. μA741)	b. szybki z BiCMOS (np. VN2018)
Wzmocnienie otwartopętlowe	V/V	$2 \cdot 10^5$	$1 \cdot 10^6$
Rezystancja wejściowa różnicowa	M Ω	2	0,06
Rezystancja wyjściowa	Ω	75	8
Szerokość pasma (dla $G_u = 1$)	MHz	1	200
Maks. szybkość zmian napięcia wyjściowego (SR)	V/ μs	0,5	500

Wzmacniacze operacyjne są z reguły układami o trzech stopniach wzmocnienia (patrz dodatek na końcu rozdziału). Wykres amplitudowej oraz fazowej charakterystyki częstotliwościowej układu o trzech biegunach przedstawiono na rysunku 3.3. Stosowanie ujemnego sprzężenia zwrotnego, które poprawia niektóre właściwości układu, powoduje, że w zakresie wyższych częstotliwości może nastąpić takie przesunięcie fazy, iż sprzężenie zmienia charakter z ujemnego na dodatnie i wzmacniacz stanie się niestabilny.

W celu zapewnienia stabilnej pracy wzmacniacza stosuje się różne układy kompensujące. We wzmacniaczach operacyjnych z rodziny μA741 zastosowano tzw. wewnętrzną kompensację.



Rys. 3.3. Charakterystyki częstotliwościowe nieskompensowanego rzeczywistego WO (linia ciągła) oraz skompensowanego idealnego WO (linia przerywana) wzmacniacza operacyjnego w układzie odwracającym typu 741

Wewnętrzna kompensacja (zwana często kompensacją biegunem dominującym) polega na takim zmniejszeniu częstotliwości granicznej jednego ze stopni, aby transmitancja układu była funkcją jednobiegunową. Na rys. 3.3 linią przerywaną przedstawiono charakterystyki dla idealnego układu WO. W strukturze układu μA741 funkcje taką pełni wewnętrzna pojemność o wartości ok. 30 pF. Trzeba jednak stwierdzić, że kompensacja biegunem dominującym przy wszystkich swoich zaletach (zapewnienie stabilności i kształtu charakterystyki częstotliwościowej) powoduje jednak znaczne ograniczenia szybkości reakcji,

a w niektórych zastosowaniach wzmacniacz staje się „przekompensowanym”. Powoduje to więc nadmierne ograniczenie pasma częstotliwości.

Dla szybko zmiennych sygnałów wejściowych, nie tylko typu impulsowego, ale również sinusoidalnych, przy dużych wartościach amplitud sygnału wejściowego, układy ze wzmacniaczem operacyjnym łatwo ulegają przesterowaniu, mimo pętli ujemnego sprzężenia zwrotnego. Przesterowanie to powoduje ograniczenie prędkości narastania napięcia wyjściowego określonej przez współczynnik SR (ang. *slew-rate*).

Zjawisko ograniczenia prędkości zmian napięcia wyjściowego dla przebiegów sinusoidalnych przyczynia się również do ograniczenia zakresu częstotliwości (tzw. maksymalnej częstotliwości pełnej amplitudy), w którym można uzyskać stałą amplitudę napięcia wyjściowego, zbliżoną do podwójnej bezwzględnej wartości napięcia zasilania. Powyżej tej częstotliwości amplituda przebiegu wyjściowego maleje (w przybliżeniu odwrotnie proporcjonalnie do częstotliwości), a jego kształt upodabnia się do fali trójkątnej.

3.4.2. Wybrane aplikacje wzmacniacza operacyjnego w układach wzmacniających

Wzmacniacze operacyjne mogą pracować w wielu różnych konfiguracjach układowych. Do podstawowych konfiguracji można zaliczyć:

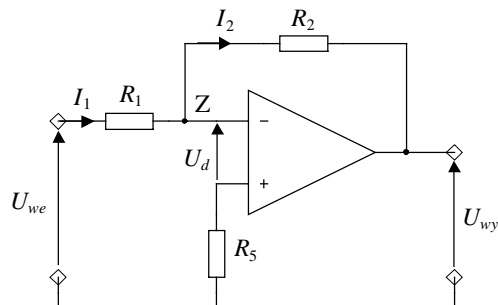
- § wzmacniacz odwracający i nieodwracający,
- § wtórnik napięciowy,
- § wzmacniacz sumujący,
- § układ różniczkujący i całkujący,
- § konwerter prąd-napięcie i napięcie -prąd.

3.4.2.1. Wzmacniacz odwracający

Schemat wzmacniacza odwracającego przedstawiono na rysunku 3.5. Sygnał wejściowy w tym układzie doprowadzany jest do wejścia odwracającego WO poprzez rezystor R_1 . Część sygnału z wyjścia podawana jest na wejście WO przez rezystor R_2 pełniący rolę pętli ujemnego sprzężenia zwrotnego napięciowego równoległego.

Przy założeniu nieskończenie dużej rezystancji wejściowej WO (wartości prądów wejściowych równe są zero) i zerowej rezystancji wyjściowej, prąd płynący przez rezystor R_1 równa się prądowi płynącemu przez rezystor R_2 .

Założenie o pomijalnie zerowej wartości prądu wejściowego WO upoważnia do stwierdzenia, że napięcie U_d jest bliskie zero. Wówczas potencjał punktu Z jest bliski potencjałowi masy, a punkt ten potocznie określamy mianem „punktu masy pozornej” układu.



Rys. 3.5. Wzmacniacz w konfiguracji odwracającej

W związku z tym napięcie wyjściowe U_{wy} odpowiada spadkowi napięcia na R_2 , zaś całe napięcie wejściowe odkłada się na rezystorze R_1 . Wzmocnienie napięciowe wzmacniacza w konfiguracji odwracającej (będące stosunkiem napięcia wyjściowego do wejściowego)

zależy od stosunku wartości rezystancji występujących w obwodzie sprzężenia zwrotnego i na wejściu układu:

$$G_{u_{of}} = \frac{U_{wy}}{U_{we}} = -\frac{R_2}{R_1} \quad (3.1)$$

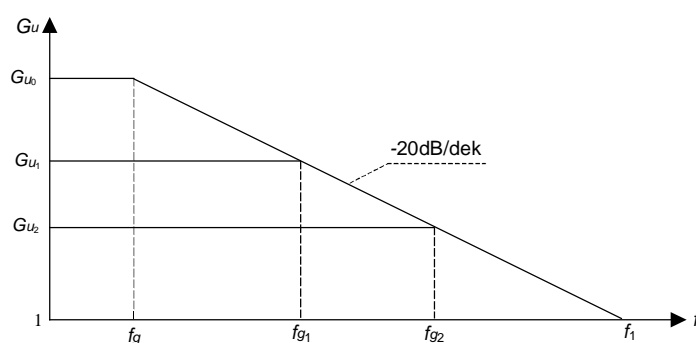
Znak minus oznacza, że napięcie wyjściowe ma przeciwną fazę w stosunku do napięcia wejściowego.

Rezystancja wejściowa wzmacniacza w takiej konfiguracji jest równa R_1 , gdyż rezystancja widziana między „punktem masy pozornej”, a masą jest pomijalnie mała. Zastosowanie sprzężenia zwrotnego powoduje zmniejszenie (i tak już małej wartości – patrz tab. 3.1) rezystancji wyjściowej układu.

Wadą układu jest trudność jednoczesnego uzyskania dużej rezystancji wejściowej i dużego wzmocnienia (rezystancja wejściowa jest określona przez wartość R_1 , natomiast wzmocnienie jest odwrotnie proporcjonalne do tej wartości).

Zastosowanie ujemnego sprzężenia zwrotnego we wzmacniaczu umożliwia nie tylko zredukowanie bardzo dużej wartości wzmocnienia otwartopętlowego (rzędu setek tysięcy razy), ale również zmianę pasma przenoszenia wzmacniacza. Dla wzmacniaczy o różnych wzmocnieniach (z zastosowaniem tego samego WO) otrzymuje się charakterystyki amplitudowe asymptotycznie zbieżne do charakterystyki amplitudowej WO z otwartą pętlą sprzężenia zwrotnego (rys. 3.6), przy tym pola wzmocnienia poszczególnych wzmacniaczy są takie same i równe polu wzmocnienia f_1 WO, tj:

$$G_{U_0} f_g = G_{U_1} f_{g_1} = G_{U_2} f_{g_2} = \dots = f_1 \quad (3.2)$$



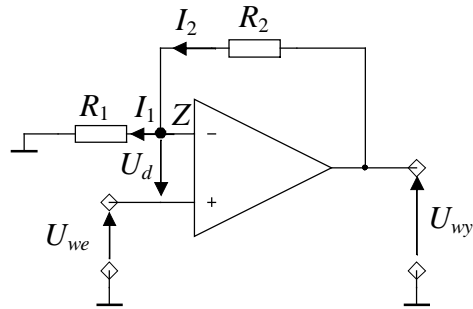
Rys. 3.6. Zależność górnej częstotliwości układu wzmacniacza od jego wzmocnienia

Częstotliwość f_1 WO jest częstotliwością przy której wzmocnienie napięciowe wzmacniacza maleje do jedności. Kosztem zmniejszenia wzmocnienia układu wzmacniacza uzyskuje się zwiększenie górnej częstotliwości granicznej (efekt wymiany wzmocnienia na pasmo).

3.4.2.2. Wzmacniacz nieodwracający

W układzie wzmacniacza nieodwracającego (rys. 3.7) sygnał wejściowy doprowadza się do wejścia nieodwracającego WO, część sygnału wyjściowego natomiast przez dzielnik rezystorowy do drugiego wejścia. Rezystor R_2 pełni rolę ujemnego sprzężenia zwrotnego napięciowego szeregowego.

Zgodnie z założeniami jak dla poprzedniej konfiguracji prąd płynący przez rezystor R_1 równa się prądowi płynącemu przez rezystor R_2 , a w punkcie Z występuje potencjał równy U_{we} .



Rys. 3.7. Wzmacniacz w konfiguracji nieodwracającej

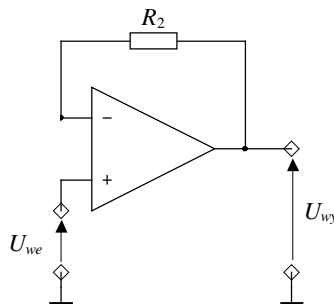
W związku z tym wartość wzmacnienia zależy tylko od stosunku rezystancji w układzie sprzężenia zwrotnego i na wejściu odwracającym i jest zawsze równa lub większa od jedności:

$$G_{u_{of}} \approx 1 + \frac{R_2}{R_1} \quad (3.3)$$

Rezystancja wyjściowa jest bardzo mała (taka, jak w układzie odwracającym, o czym decyduje sprzężenie typu napięciowego). Natomiast rezystancja wejściowa jest bardzo duża i w przybliżeniu równa się rezystancji dla sygnału wspólnego WO (w praktyce ma wartość rzędu $10^{10} \div 10^{13} \Omega$).

3.4.2.3. Wtórnik napięciowy

Przyjmując we wzmacniaczu nieodwracającym zerową wartość rezystancji R_2 (stuprocentowe ujemne sprzężenie zwrotne) uzyskuje się wzmacnienie napięciowe równe jedności. Układ pracuje wtedy jako wtórnik napięciowy (rys. 3.8) i charakteryzuje się bardzo dużą rezystancją wejściową oraz bardzo małą rezystancją wyjściową (G_{u0} razy mniejszą od rezystancji wyjściowej wzmacniacza operacyjnego z otwartą pętlą sprzężenia zwrotnego). Dlatego też układ ten umożliwia współpracę ze źródłem o dużej impedancji wewnętrznej i obciążeniem o małej impedancji.



Rys. 3.8. Podstawowy układ wtórnika napięciowego

W praktyce często rezystor R_2 jest zwarty choć z punktu widzenia teorii wartość tego rezystora powinna być równa rezystancji wewnętrznej źródła sygnału dla zapewnienia prawidłowej polaryzacji obu wejść wzmacniacza.

3.4.3. Filtry aktywne

Filtr aktywny jest układem elementów pasywnych RC i elementów aktywnych (najczęściej wzmacniaczy operacyjnych).

Filtry aktywne pod wieloma względami przewyższają filtry pasywne. Do szerokiego wachlarza zalet filtrów aktywnych można zaliczyć:

- w porównaniu do filtrów pasywnych RLC, szczególnie dla zakresów małych częstotliwości, można je scalać, unikając stosowania kłopotliwych w wykonaniu cewek o dużych indukcyjnościach, a więc i gabarytach,
- umożliwiają uzyskanie większych dokładności dostrojenia filtru niż filtry pasywne,
- mogą wzmacniać sygnał, a przynajmniej go nie tłumić (co czynią filtry pasywne nawet w paśmie przenoszenia),
- zapewniają separację pomiędzy źródłem sygnału a obciążeniem,
- są łatwiejsze w projektowaniu, szczególnie w przypadku budowy filtrów wyższych rzędów (poprzez kaskadowe łączenie pojedynczych ogniw), dzięki możliwości niezależnego strojenia poszczególnych sekcji.

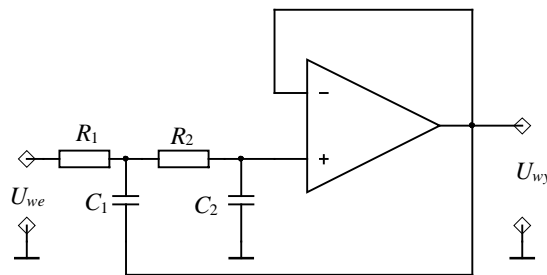
Do realizacji filtrów aktywnych najczęściej stosuje się układy z pojedynczym lub wielokrotnym ujemnym sprzężeniem zwrotnym, a także układy z dodatnim sprzężeniem zwrotnym.

3.4.3.1. Filtr dolnoprzepustowy

Ograniczone własności częstotliwościowe samego WO powodują, że układ wzmacniacza w dowolnej konfiguracji pracy sam w sobie jest amplifiltrem dolnoprzepustowym. Przez dobór elementów rezystancyjnych można zmieniać nie tylko wartość wzmocnienia, lecz również górną częstotliwość graniczną układu (rys.3.6). Liniowa zależność napięcia wyjściowego od górnej częstotliwości granicznej oraz mała stromość charakterystyki (wewnętrzna kompensacja ogranicza ją do 20dB/dek) czyni tego typu układy mało przydatne w praktyce.

Najczęściej w aplikacjach filtrów aktywnych wzmacniacze operacyjne pracują w konfiguracji wtórnika napięciowego. Istnieje wówczas możliwość budowy filtru dolnoprzepustowego o szerokim zakresie częstotliwości (zbliżonym do f_1 WO), przy jednoczesnym zapewnieniu dużej stabilności pracy układów.

Przykładem filtru aktywnego, który w zależności od konfiguracji elementów sprzężenia zwrotnego może realizować wszystkie typy filtrów drugiego rzędu (tzw. sekcji bikwadratowych) jest powszechnie znany układ Sallen-Key'a. Na rys. 3.9 przedstawiono schemat filtru dolnoprzepustowego.



Rys. 3.9. Dolnoprzepustowy filtr Sallen-Key'a

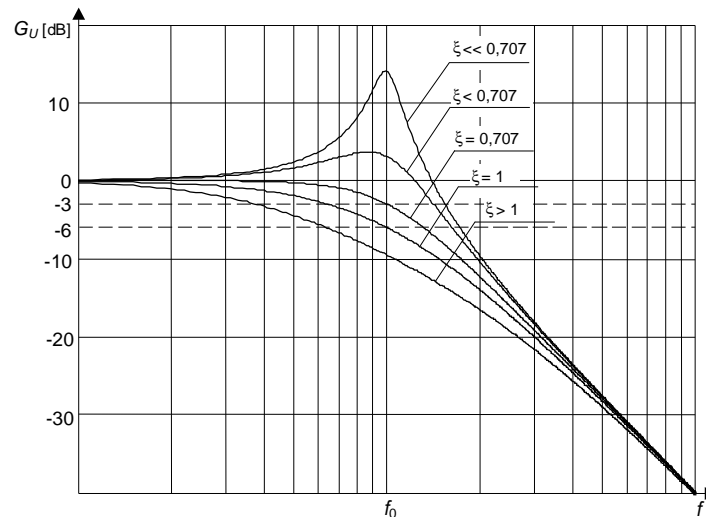
W przedstawionym układzie filtru zastosowano wtórnika napięciowy na WO (ze stuprocentowym ujemnym sprzężeniem zwrotnym) zaś sygnał podawany jest na wejście nieodwracające WO. Oprócz pętli ujemnego sprzężenia zwrotnego układ wzmacniacza objęty jest również pętlą dodatniego sprzężenia zwrotnego poprzez dwójnik RC. Działanie filtru polega na oddziaływaniu sprzężenia zwrotnego dodatniego na sygnał wejściowy, który powyżej częstotliwości charakterystycznej:

$$f_0 = \frac{1}{2p \sqrt{R_1 C_1 R_2 C_2}} \quad (3.4)$$

ulega silnemu tłumieniu, zapewniając spadek charakterystyki częstotliwościowej o 40dB/dek poza pasmem (rys. 3.10).

Dodatkowym parametrem wykorzystywanym w opisie filtrów aktywnych II rzędu jest współczynnik tłumienia ξ , którego wartość jest odwrotnie proporcjonalna do ekwiwalentnej dobroci. Wartość współczynnika tłumienia dzieli filtry aktywne na trzy grupy:

- dla $\xi > 1$ mamy do czynienia z filtrem przetłumionym. Częstotliwość graniczna toru dodatniego sprzężenia zwrotnego jest wyższa od górnej częstotliwości toru. W związku z tym o kształcie charakterystyki filtra decyduje całkowicie tor wejściowy układu, natomiast dodatnie sprzężenie zwrotne jest niezauważalne (uaktywnia się dopiero w obszarze bardzo silnego tłumienia sygnału przez obwód wejściowy).

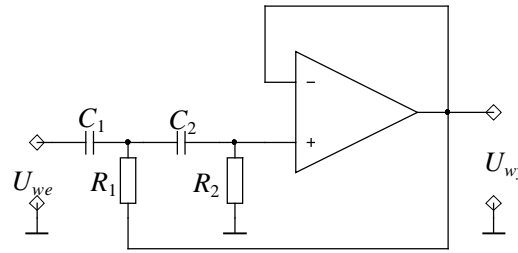


Rys. 3.10. Charakterystyki amplitudowe filtra dolnoprzepustowego dla różnych wartości współczynnika tłumienia

- dla $\xi = 1$ mamy filtr o tłumieniu krytycznym. Częstotliwość graniczna toru wejściowego równa się częstotliwości granicznej toru dodatniego sprzężenia zwrotnego. Skuteczność dodatniego sprzężenia zwrotnego równa jest tłumiącemu oddziaływaniu toru wejściowego, w związku z tym kształt charakterystyki odpowiada typowemu dwubiegunowemu (z podwójnym biegunem przy częstotliwości f_0) układowi filtra dolnoprzepustowego (rys. 3.10).
- dla $\xi < 1$ mamy do czynienia z filtrem niedotłumionym. Częstotliwość graniczna toru dodatniego sprzężenia zwrotnego jest niższa od częstotliwości granicznej toru wejściowego. Dodatnie sprzężenie oddziałuje już w momencie, kiedy jeszcze sygnał nie został dostatecznie stłumiony przez tor wejściowy. Dla $\xi = 0,707$ mamy szczególnie przypadek; otrzymujemy tzw. charakterystykę maksymalnie płaską, i w tym przypadku górna trzydecybelowa częstotliwość graniczna filtra odpowiada częstotliwości charakterystycznej f_0 . Dla $\xi < 0,707$ można zaobserwować charakterystyczne podbicie charakterystyki w pewnym zakresie częstotliwości (rys. 3.10), związane z efektem przewagi dodatniego sprzężenia zwrotnego nad ujemnym w tym zakresie częstotliwości. Jest to ważna cecha, wykorzystywana w praktyce jako metoda kształtowania charakterystyki częstotliwościowej.

3.4.3.2. Filtr górnoprzepustowy

Zamieniając miejscami na rys. 3.9 rezystancje i pojemności, otrzymuje się górnoprzepustowy filtr Sallen-Key'a (przedstawiony na rys. 3.11).

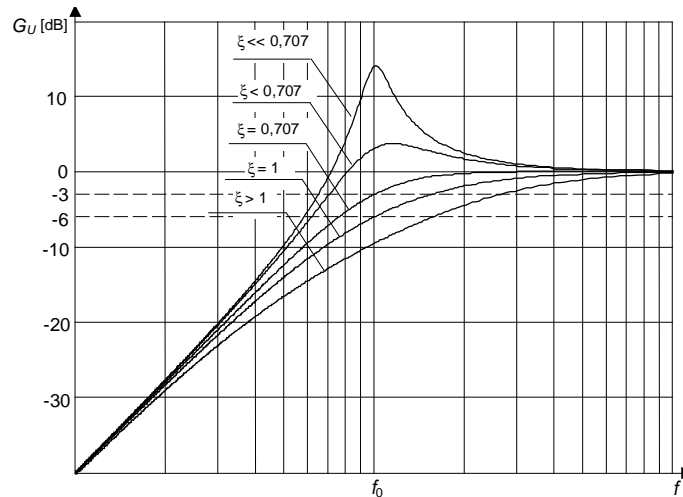


Rys. 3.11. Górnoprzepustowy filtr Sallen-Key'a

Zasadę pracy tego filtra można przeanalizować analogicznie jak dla układu dolnoprzepustowego. Częstotliwość charakterystyczna tego filtra określona jest zależnością:

$$f_0 = \frac{1}{2p \sqrt{R_1 C_1 R_2 C_2}} \quad (3.5)$$

Charakterystyki amplitudowe filtra górnoprzepustowego niedotłumionego, o tłumieniu krytycznym oraz przetłumionego przedstawiono na rys. 3.12.



Rys. 3.12. Charakterystyki amplitudowe filtra górnoprzepustowego dla różnych wartości współczynnika tłumienia

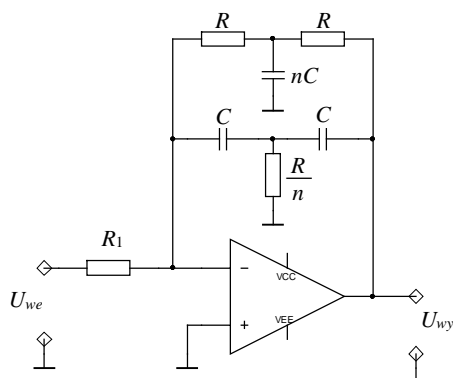
Wartość współczynnika tłumienia ξ dzieli filtr górnoprzepustowy z dodatnim sprzężeniem zwrotnym podobnie jak dolnoprzepustowy na trzy grupy: niedotłumione, o tłumieniu krytycznym i przetłumione (rys. 3.12).

3.4.3.3. Filtr pasmowoprzepustowy

Do zapewnienia odpowiedniej charakterystyki przenoszenia można wykorzystać WO pracujący z selektywnym sprzężeniem zwrotnym. Korzysta się wówczas z wejścia odwracającego, a nieodwracające łączy się z masą. Selektowne sprzężenie zwrotne powoduje, że dla częstotliwości (wokół tzw. częstotliwości charakterystycznej) dla których siła sprzężenia jest mała, wzmocnienie układu jest duże. Dla pozostałych częstotliwości siła sprzężenia jest duża i wówczas wzmocnienie jest małe.

Na rys. 3.13. przedstawiono amplifiltr pasmowoprzepustowy na bazie WO, z pętlą ujemnego sprzężenia zwrotnego zawierającego układ „podwójne T”. Połączenie równoległe dwóch filtrów typu „T”, gdzie jeden jest filtrem dolnoprzepustowym (o częstotliwości granicznej f_{gd}), drugi zaś filtrem górnoprzepustowym (o częstotliwości granicznej f_{gg}) powoduje, że ich wypadkowa transmitancja ma cechy filtra pasmowozaporowego. Zastosowanie takiego czwórnika w torze sprzężenia zwrotnego we wzmacniaczu odwracającym powoduje silne ujemne sprzężenie zwrotne (małą wartość wzmocnienia)

wokół częstotliwości środkowej f_o oraz słabe sprzężenie (dużą wartość wzmocnienia) dla częstotliwości środkowej f_o .



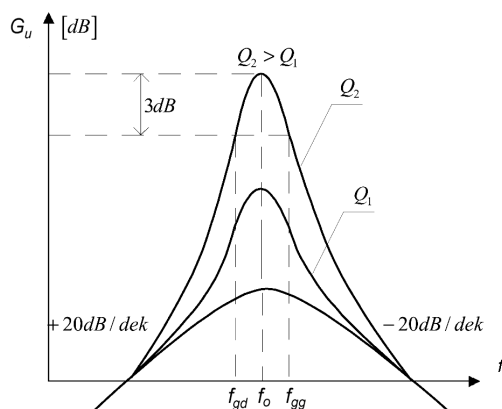
Rys. 3.13. Pasmowprzepustowy filtr aktywny z układem „podwójne T”

Filtry pasmowprzepustowe powinny odznaczać się dużą dobrocią Q (będącą stosunkiem częstotliwości charakterystycznej f_o do szerokości pasma filtru) oraz symetrią względem częstotliwości środkowej f_o (rys. 3.14). Częstotliwości f_{gd} i f_{gg} odpowiadają 3-decybelowemu spadkowi charakterystyki wzmocnienia w stosunku do maksymalnej wartości występującej na częstotliwości f_o .

Charakterystyka amplifiltru pasmowprzepustowego w bliskim otoczeniu częstotliwości środkowej wynoszącej

$$f_o = \frac{1}{2p RC} \quad (3.6)$$

staje się zbliżona do charakterystyki układów z obwodem rezonansowym o dobroci Q , tym większej, im mniejsza jest różnica częstotliwości granicznych f_{gg} i f_{gd} (rys. 3.14). Wadą tych układów jest duża wrażliwość zmian dobroci i częstotliwości środkowej na zmiany parametrów elementów pasywnych RC.



Rys. 3.14. Charakterystyki amplitudowe filtru aktywnego z układem „podwójne T”

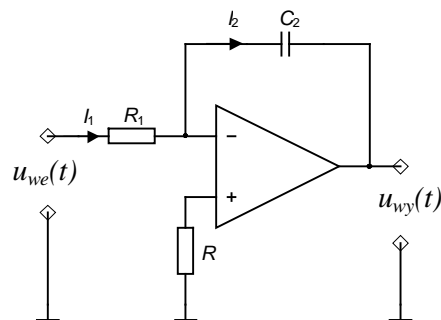
Dobór wartości elementów filtru typu „T” zgodnie ze schematem z rys. 3.13 (będących krotnością stałej n) zapewnia możliwość kształtowania dobroci filtru przy jednoczesnym utrzymaniu stałej częstotliwości środkowej (rys. 3.14)

3.4.4. Układy kształtujące

Wzmacniacze operacyjne umożliwiają realizację różnych operacji matematycznych na sygnałach analogowych, przez co wykorzystuje się je także aby zmieniać kształt przebiegów sygnałów. Na bazie wzmacniaczy operacyjnych można zbudować proste układy realizujące takie funkcje matematyczne jak, dodawanie i odejmowanie, mnożenie i dzielenie sygnałów, logarytmowanie, czy całkowanie i różniczkowanie. Układy te są prostotą przewyższają złożone układy kształtujące, w których operacji matematycznych dokonuje się przez zmianę sygnałów analogowych na cyfrowe i dalszą obróbkę danych za pomocą układów cyfrowych. Najczęściej spotykanymi analogowymi układami kształtowania przebiegów na WO są układy całkujące i różniczkujące.

3.4.4.1. Układy całkujące

Układ całkujący, nazywany powszechnie integratorem Millera, otrzymuje się włączając w obwód sprzężenia zwrotnego WO w konfiguracji odwracającej kondensator C_2 (rys. 3.15).



Rys. 3.15. Układ całkujący na bazie WO

Dzięki dużemu wzmocnieniu WO i ujemnemu sprzężeniu zwrotnemu wejście odwracające wzmacniacza jest „punktem masy pozornej”. Ponieważ wzmacniacz ma dużą rezystancję wejściową, cały prąd wejściowy ładuje kondensator. Napięcie na wyjściu jest równe napięciu na kondensatorze, gdyż druga końcówka kondensatora dołączona jest do „masy pozornej”.

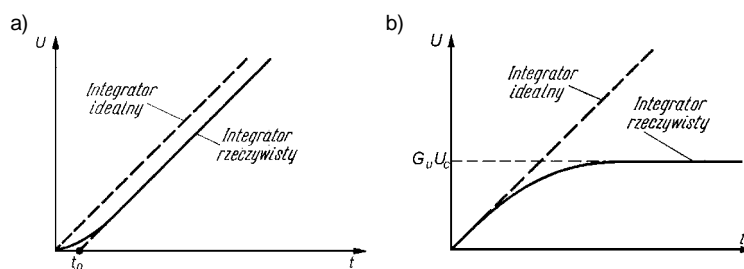
Dla idealnego wzmacniacza prąd w obwodzie sprzężenia zwrotnego jest równy prądowi płynącemu przez rezystor R_1 . Wobec tego chwilowa wartość napięcia wyjściowego wynosi:

$$u_{wy}(t) = -\frac{1}{t_c} \int_0^t u_{we}(t) dt \quad (3.7)$$

gdzie: $t_c = R_1 C_2$ – stała czasowa całkowania.

Układy całkujące w praktyce wykorzystuje się do kształtowania przebiegów nieharmonicznych. Całkowania przebiegów harmoniczných rzadko dokonuje się za pomocą układów całkujących, gdyż pełnią one wówczas rolę przesuwników fazy o bardzo dużym tłumieniu.

W rzeczywistym układzie całkującym, zarówno wzmocnienie WO jak i szerokość pasma mają skończone wartości, co jest źródłem pewnych błędów w procesie całkowania. Błędy te zilustrowano na rys. 3.16., przedstawiającym odpowiedzi integratora na skok napięcia o amplitudzie U_c przy długim i krótkim czasie całkowania, dla wzmacniacza idealnego i rzeczywistego.

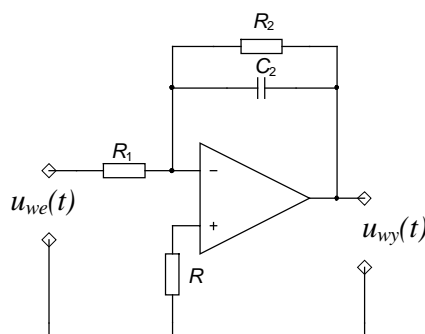


Rys. 3.16. Przebiegi czasowe napięcia wyjściowego w układzie całkującym a) przy krótkim czasie całkowania b) przy długim czasie całkowania

W przypadku krótkiego czasu całkowania powstaje błąd polegający na dodatkowym opóźnieniu t_0 wywołanym ograniczoną szerokością pasma wzmacniacza (rys. 3.16a). Przy długim czasie całkowania napięcie wyjściowe wzrasta wykładniczo z pewną stałą czasową ($t_0 = G_u R_1 C_2$) do wartości napięcia naładowanego kondensatora (rys. 3.16b).

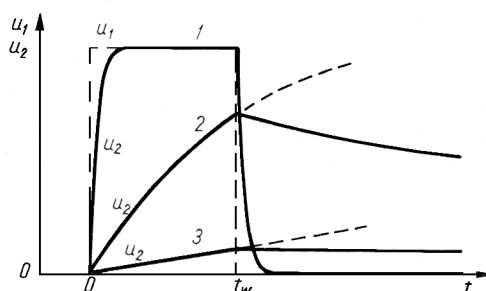
Aby uzyskać dobrą liniowość scałkowanego przebiegu wyjściowego, całkowanie należy zakończyć po czasie znacznie krótszym od t_0 i przy amplitudzie znacznie mniejszej niż $G_u U_c$.

Układ całkujący z rys. 3.15, choć teoretycznie poprawny, nie jest użyteczny praktycznie. Dla małych częstotliwości reaktancja pojemności C jest bardzo duża i wzmacniacz pozbawiony jest ujemnego sprzężenia zwrotnego. Jego wzmocnienie jest wówczas bardzo duże i w łatwo może dojść do utraty stabilności (np. w wyniku różnego rodzaju sprzężeń pasożytniczych pomiędzy elementami układu). Dlatego w praktyce równoległe z kondensatorem włącza się rezystor R_2 (rys. 3. 17.) ograniczający wzmocnienie do wartości R_2/R_1 .



Rys. 3.17. Zmodyfikowany układ całkujący na bazie WO

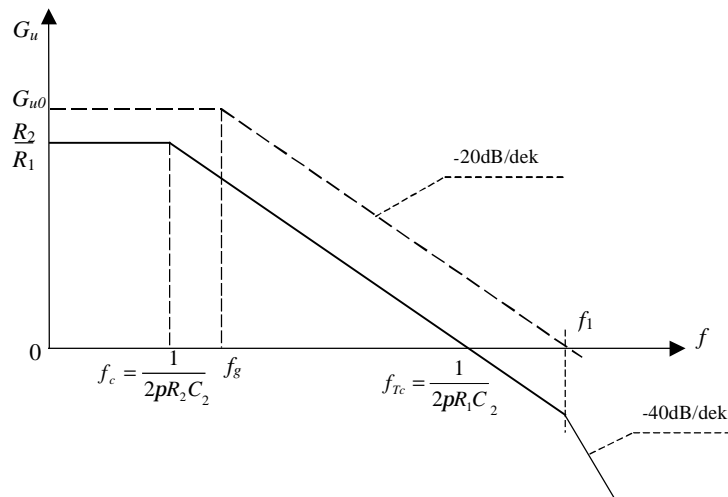
Odpowiedzi takiego układu na pojedynczy impuls o czasie trwania t_w napięcia wejściowego dla trzech przypadków – małej, średniej i dużej stałej czasowej przedstawiono na rys. 3.18.



Rys. 3.18. Odpowiedzi czasowe układu całkującego dla różnych stałych czasowych przy wymuszeniu impulsem prostokątnym

W przypadku małej wartości stałej czasowej ($R_1C_2 \ll t_w$) impuls wyjściowy w zasadzie zachowuje kształt impulsu prostokątnego (kondensator bardzo szybko naładowuje się i następnie bardzo szybko rozładowuje się). W przypadku średniej wartości stałej czasowej ($R_1C_2 \approx t_w$) zauważalny jest wykładniczy charakter narastania napięcia na ładującym się kondensatorze. Dla dużej stałej czasowej ($R_1C_2 \gg t_w$) kondensator zdąży się naładować tylko do bardzo niewielkiej wartości napięcia, przez co jego kształt jest zbliżony do przebiegu liniowego (gdyż stanowi on część początkową narastania krzywej wykładniczej o dużej stałej czasowej). W miarę powiększania stałej czasowej układu w wyniku wolniejszego ładowania pojemności, przebieg wyjściowy spłaszcza się dążąc do przebiegu piłokształtnego o liniowych odcinkach i zerowej amplitudzie.

Tak więc aby układ poprawnie całkował, stała czasowa takiego układu powinna być duża w stosunku do odstępów czasu sygnału kształtowanego. Dla impulsowych przebiegów okresowych odstępem czasu jest okres przebiegu (odwrotność częstotliwości podstawowej). Korzystając ze związków pomiędzy charakterystykami czasowymi i częstotliwościowymi można stwierdzić, że zakres poprawnego całkowania mieści się w przedziale częstotliwości, dla których charakterystyka amplitudowa opada z prędkością 20dB/dek (rys. 3.19. – linia ciągła).

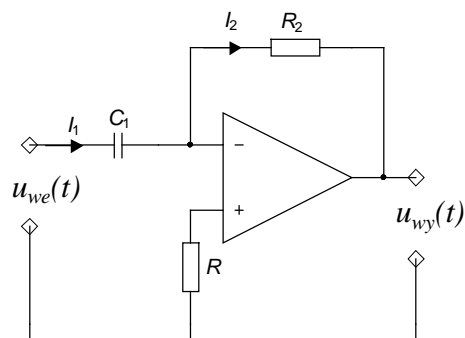


Rys. 3.19. Charakterystyka częstotliwościowa Bodego układu z rys. 3.17 (linia ciągła) oraz wzmacniacza otwartopętlowego o wzmocnieniu G_u (linia przerywana)

Tak więc zakres poprawnego całkowania mieści się pomiędzy częstotliwością f_c (zależnej od wartości elementów RC układu z rys. 3.17) a częstotliwością f_1 WO. W rzeczywistości (uwzględniając różnice pomiędzy charakterystyką rzeczywistą a asymptotą) zakres całkowania wynosi $10f_c \div 0,1f_1$.

3.4.4.1. Układy różniczkujące

Zastępując rezystor na wejściu odwracającym WO w konfiguracji odwracającej kondensatorem C_1 otrzymujemy układ różniczkujący (rys. 3.20).



Rys. 3.20. Układ różniczkujący na bazie WO

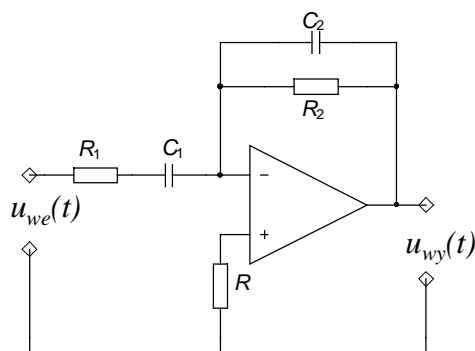
Ponieważ wzmacniacz objęty jest pętlą ujemnego sprzężenia zwrotnego, można przyjąć, że napięcia na jego wejściach odwracającym i nieodwracającym są takie same (kondensator włączony jest pomiędzy punktem o potencjale zero a wejściem układu). Wartość prądu wejściowego (doładowującego kondensator) jest proporcjonalna do szybkości zmian napięcia wejściowego. Przebieg tego prądu jest więc zróżniczkowanym przebiegiem napięcia wejściowego. Ponieważ napięcie wyjściowe ($u_{wy} = -i_{we}R_2$) jest proporcjonalne do wartości prądu wejściowego, wynika stąd, że przebieg napięcia wyjściowego jest zróżniczkowanym przebiegiem napięcia wejściowego:

$$u_{wy}(t) = -t_r \frac{du_{we}(t)}{dt} \quad (3.8)$$

Stałą czasową układu różniczkującego określa zależność $t_r = R_2C_1$.

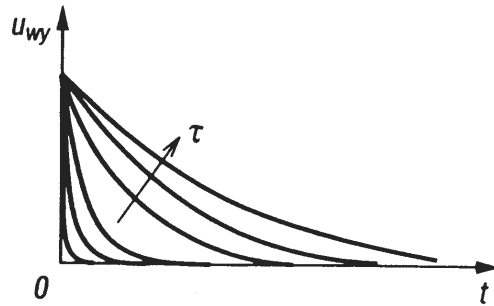
Właściwość (3.8) układu różniczkującego umożliwia kształtowanie impulsów o amplitudzie zależnej od szybkości narastania bądź opadania napięcia sterującego, a więc np. impulsów wyzwalających w chwilach czasowych, odpowiadających zboczom dowolnego przebiegu.

Przedstawiony na rys. 3.20 układ teoretycznie dokonuje poprawnie operacji różniczkowania, ma jednak liczne wady. Układ ten dla dużych częstotliwości ma duże wzmocnienie (ze względu na kondensator na wejściu), co może doprowadzić do niestabilnej pracy układu, więc w praktyce wzmocnienie ogranicza się stosując rezystor R_1 (rys. 3.21). Drugą przyczyną utraty stabilności układu może być przesunięcie fazy przez elementy występujące w torze wejściowym (C_1 i R_1). W związku z tym często w torze sprzężenia zwrotnego, równoległe z rezystorem stosuje się pojemność C_2 , która wprowadza dodatkowe przesunięcie fazy, poprawiając stabilność układu.



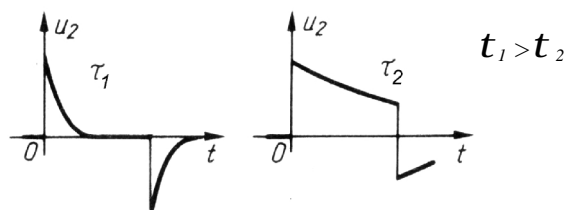
Rys. 3.21. Zmodyfikowany układ różniczkujący

Przy wymuszeniu skokiem napięcia o amplitudzie U_0 kondensator C_1 naładuje się do wartości U_0G_{in} , a następnie będzie się rozładowywał. Prędkość rozładowywania wynika ze stałej czasowej układu różniczkującego i jest tym mniejsza im większa jest stała czasowa (rys. 3.22).



Rys. 3.22. Przebiegi napięcia na wyjściu układu różniczkującego dla różnych stałych czasowych przy wymuszeniu skokiem napięcia

Odpowiedź czasową układu różniczkującego na wymuszenie impulsem prostokątnym dla różnych stałych czasowych przedstawiono natomiast na rysunku 3.23.



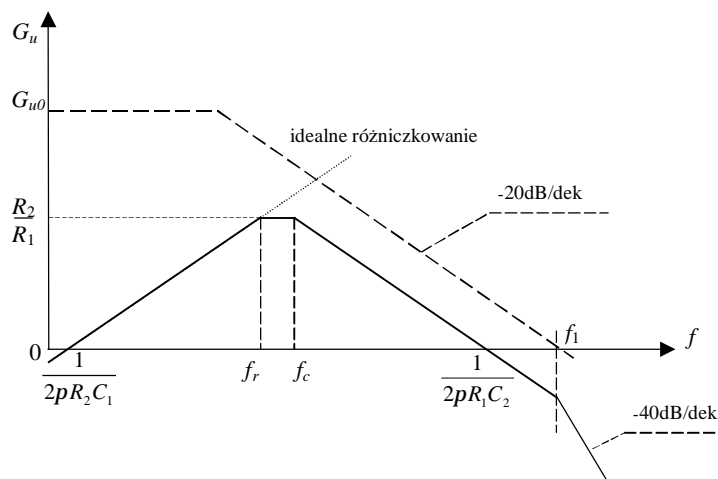
Rys. 3.23. Przebiegi napięcia na wyjściu układu różniczkującego dla różnych stałych czasowych przy wymuszeniu impulsem

Na podstawie odpowiedzi czasowych na wymuszenie impulsem jednostkowym dla różnych stałych czasowych można wywnioskować, że kształtowanie impulsów w układzie z rysunku 3.21 jest tym bardziej zbliżone do różniczkowania, im mniejsza jest stała czasowa układu. W praktyce dla wymuszeń przebiegiem prostokątnym stała czasowa powinna być dużo mniejsza od czasu trwania impulsu. Oznacza to, że dla impulsowych przebiegów okresowych, wzmacniacz posiada właściwości różniczkujące w zakresie częstotliwości mniejszych niż f_r (w praktyce mniej niż $0,1 f_r$):

$$f_r = \frac{1}{2pR_1C_1} \quad (3.9)$$

Przedstawiony na rys. 3.21 układ ma cechy układu różniczkującego (FGP) oraz całkującego (FDP). Jego charakterystykę amplitudowo-częstotliwościową układu z rys. 3.21 przedstawiono na rys. 3.24 (krzywa ciągła).

Jest to poważna wada układu różniczkującego zbudowanego na WO, ograniczająca zakres jego poprawnej pracy tylko dla długich sygnałów impulsowych. Powyżej pewnej częstotliwości f_c układ nabiera cech układu całkującego ze stałą czasową całkowania $t_c = R_1C_2$.



Rys. 3.24. Charakterystyka częstotliwościowa Bodego układu różniczkująco-całującego (linia ciągła) oraz wzmacniacza o wzmocnienia G_u (linia przerywana)

3.5. OPIS TECHNICZNY POMIARÓW

3.5.1. Zakres i metodyka pomiarów

W trakcie ćwiczenia laboratoryjnego badane są właściwości następujących układów odoperacyjnych (na bazie układu serii 741):

- wzmacniaczy odwracających,
- filtrów aktywnych,
- układów kształtujących odpowiedzi czasowe.

Ad. a) Celem poznania podstawowych właściwości wzmacniacza napięciowego (na bazie wzmacniacza operacyjnego) należy zdjąć jego charakterystyki częstotliwościowe (amplitudowe i fazowe) oraz dokonać obserwacji wpływu skończonej wartości slew-rate na kształty wzmacnianych sygnałów przy pracy wielkosygnałowej.

Ad. b) W celu zbadania podstawowych właściwości filtrów aktywnych należy pomierzyć charakterystyki częstotliwościowe tych filtrów.

Ad. c) Celem poznania możliwości wykorzystania układu operacyjnego jako układu kształtującego przebiegi należy przeprowadzić obserwacje odpowiedzi czasowych układu całującego i różniczkującego przy wymuszeniu sygnałami o różnych kształtach.

Jeżeli w trakcie wykonywania ćwiczenia zaistnieje potrzeba podania na wejście układu sygnału o poziomie mniejszym niż możliwy do uzyskania bezpośrednio z generatora (np. dla HP 33120A jest to 36mV), należy wykorzystać tłumik 20 dB, który napięciowo tłumi 10 razy (o tyle razy większą wartość od wartości określonej w danym punkcie trzeba ustawić wówczas na generatorze).

Do obserwacji kształtów charakterystyk amplitudowo-częstotliwościowych badanych układów (zwłaszcza amplifiltrów) można wykorzystać analizator charakterystyk, do którego dołączona będzie oddzielna instrukcja wraz z listą eksperymentów jakie należy zrealizować.

Pomiar wartości maksymalnej szybkości zmian napięcia wyjściowego (SR) powinien być dokonany dla układu wtórnika napięciowego (z definicji wzmocnienie powinno wynosić 1). Jednak pomiar w takim układzie obarczony jest błędem, wynikającym z niedostatecznego tłumienia sygnału sumacyjnego (w wyniku korzystania z obu wejść bez uziemiania któregośkolwiek z nich). Z tego względu pomiar parametru SR w praktyce przeprowadzony zostanie w układzie odwracającym.

Poziom napięcia wejściowego sygnałów podawanych na wejście układu definiujemy jako wartość skuteczną dla przebiegów harmonicznym oraz wartość międzyszczytową (p-p) dla przebiegów prostokątnych i trójkątnych

3.5.2. Uruchomienie układu wzmacniacza operacyjnego

Po zapoznaniu się ze schematem pomiarowym i sprawdzeniu poprawności podłączenia przyrządów pomiarowych zgodnie z rys. 3.1 należy przystąpić do uruchomienia układu. W tym celu:

- skonfigurować badany układ jako wzmacniacz odoperacyjny w konfiguracji odwracającej o wzmocnieniu $G_{uo} = -10 \text{ V/V}$ (wszystkie przełączniki w pozycji „zero”),
- z generatora funkcyjnego na wejście układu podać sygnał sinusoidalny o częstotliwości 1 kHz oraz wartości 40 mV_{RMS},
- włączyć napięcie zasilania zwracając uprzednio uwagę na prawidłową polaryzację zasilania układu,
- poprawność działania układu ocenić poprzez porównanie czy poziomy sygnałów obserwowanych na oscyloskopie (wyjściowego i z generatora) odpowiadają ustawionej w układzie wartości wzmocnienia.

3.5.3. Badanie wzmacniacza odwracającego

3.5.3.1. Pomiar charakterystyk częstotliwościowych

W celu badania wpływu zmian wzmocnienia na kształt charakterystyk częstotliwościowych wzmacniacza odwracającego należy zmieniając wartość częstotliwości sygnału wejściowego o wartości $U_{we} = 40 \text{ mV}$ mierzyć poziom sygnału wyjściowego oraz różnice faz pomiędzy sygnałami. Pomiaru dokonać dla dwóch wartości wzmocnień ($G_{uo} = -10 \text{ V/V}$ oraz $G_{uo} = -100 \text{ V/V}$).

Pomiar charakterystyki rozpocząć od ok. 100 Hz i zakończyć po osiągnięciu ok. 25% wartości napięcia początkowego. Wyniki pomiarów notować dla przesunięć fazy, co ok. 15°. Zwrócić uwagę na pomiary w okolicy 3dB spadku amplitudy (0,7 wartości napięcia początkowego lub -225° przesunięcia fazy). Wyniki pomiarów zanotować w tabelach zgodnie ze wzorem tabeli 3.2.

Tab. 3.2

	$U_{we} = 40 \text{ mV}_{RMS}$					$G_{uo} = -10 \text{ V/V} (-100 \text{ V/V})$				
f [kHz]										
U_{wy} [mV]										
φ [°]	-180°					-225°				
U_{wy}/U_{wy0}										

Na podstawie wykreślonych charakterystyk wyciągnąć wnioski.

3.5.3.2. Pomiar maksymalnej szybkości zmian napięcia wyjściowego - SR

Pomiar przeprowadzić obserwując odpowiedź czasową wzmacniacza na wymuszenie falą prostokątną. W tym celu skonfigurować badany układ jako wzmacniacz o wzmocnieniu $G_{uo} = -10 \text{ V/V}$. Na wejście układu wzmacniacza podać przebieg prostokątny o częstotliwości $f = 1 \text{ kHz}$. Poziom sygnału wejściowego (przy odłączonym tłumiku) dobrać tak, aby na

oscyloskopie były obserwowane zmiany napięcia wyjściowego w pełnym zakresie napięć od nasycenia ujemnego do dodatniego. Wartość SR określa się jako stosunek zmian napięcia wyjściowego do czasu, w jakim te zmiany następują. Należy pomierzyć te wartości i określić współczynnik SR korzystając z zależności:

$$SR = \frac{(0,8 \cdot U_{p-p})}{t_n} \quad (3.24)$$

Wyniki zanotować w tabeli 3.3.

Tab. 3.3

t_n [μ s]	
U_{p-p} [V]	
SR [V/ μ s]	

3.5.3.3. Obserwacja wpływu skończonej wartości SR na zniekształcenia przebiegu wyjściowego

W celu przeprowadzenia obserwacji zniekształcenia sygnału wyjściowego wynikającego ze skończonej wartości SR należy:

- skonfigurować badany układ jako wzmacniacz odwracający o wzmocnieniu $G_{u0} = -10$ V/V,
- na wejście układu podać sygnał sinusoidalny o poziomie $U_{we} = 800$ mV i częstotliwości $f = 1$ kHz,
- ustawić na oscyloskopie wspólny poziom zerowy dla obu kanałów, a następnie dokonać odwrócenia (inwersji) jednego z przebiegów, tak aby przebiegi były zgodne w fazie,
- wyrównać wzmocnieniem kanału oscyloskopu wielkość obserwowanych przebiegów na ekranie oscyloskopu, tak by przebiegi pokryły się,
- zwiększając częstotliwość sygnału do ok. 20 kHz zaobserwować zmiany kształtu sygnału wyjściowego a spostrzeżenia zanotować,
- odrysować przebiegi dla częstotliwości ok. 20 kHz,
- zmniejszając amplitudę sygnału wejściowego do ok. 300 mV przeprowadzić obserwację zmiany kształtu sygnałów - spostrzeżenia i uwagi zanotować. Zwrócić uwagę aby w trakcie obserwacji zmieniać równocześnie wzmocnienie obu kanałów oscyloskopu, tak aby zachować 10-krotną różnicę wzmocnień pomiędzy kanałami.

3.5.4. Badanie filtrów aktywnych

3.5.4.1. Pomiar charakterystyki częstotliwościowej filtru dolnoprzepustowego pierwszego rzędu

W celu dokonania pomiaru charakterystyki częstotliwościowej filtru dolnoprzepustowego pierwszego rzędu badany model należy skonfigurować jako wzmacniacz o wzmocnieniu $G_{u0} = -100$ V/V włączając równolegle z rezystorem R_3 kondensator C_2 . Na wejście układu podać sygnał sinusoidalny o wartości $U_{we} = 40$ mV. Zdjąć charakterystykę amplitudową i fazową w funkcji częstotliwości w zakresie $f = 20$ Hz ÷ 100 kHz. Wyniki pomiarów zanotować w tabeli 3.4.

Tab. 3.4

	$U_{we} = 40 \text{ mV}_{RMS}$				$G_{uo} = \dots\dots\dots \text{ V/V}$			
f [kHz]								
U_{wy} [mV]								
j [°]								
U_{wy}/U_{wy0}								

3.5.4.2. Pomiar charakterystyki częstotliwościowej filtru górnoprzepustowego pierwszego rzędu

W celu dokonania pomiaru charakterystyki częstotliwościowej filtru górnoprzepustowego pierwszego rzędu należy badany model skonfigurować jako wzmacniacz o wzmocnieniu $G_{uo} = -10 \text{ V/V}$ dołączając szeregowo z rezystorem R_1 w torze wejściowym kondensator C_1 . Na wejście układu podać sygnał sinusoidalny o poziomie $U_{we} = 40 \text{ mV}$. Zdjąć charakterystykę częstotliwościową w zakresie $f = 10 \text{ Hz} \div 500 \text{ kHz}$. Wyniki pomiarów zanotować w tabeli wg wzoru tabeli 3.4.

3.5.4.3. Pomiar charakterystyki częstotliwościowej dolnoprzepustowego filtru aktywnego drugiego rzędu

W celu dokonania pomiaru i obserwacji należy badany model skonfigurować jako filtr aktywny dolnoprzepustowy z dodatnim sprzężeniem zwrotnym o współczynniku tłumienia $x > 1$ (przetłumiony o $t_1 = (R_{11}C_7R_{12}C_9)^{-1}$). Na wejście podać przebieg sinusoidalny o poziomie $U_{we} = 200 \text{ mV}$. Zdjąć charakterystykę częstotliwościową w zakresie $10 \text{ Hz} \div 10 \text{ kHz}$. Wyniki pomiarów zanotować w tabeli wg wzoru tabeli 3.5.

Następnie skonfigurować badany model jako filtr dolnoprzepustowy o współczynniku tłumienia $x < 1$ (niedotłumiony o $t_2 = (R_{11}C_8R_{12}C_{10})^{-1}$). W tym samym zakresie częstotliwości zdjąć charakterystykę częstotliwościową. Wyniki zanotować w tabeli wg wzoru tabeli wg wzoru tabeli 3.4.

3.5.4.4. Pomiar charakterystyki częstotliwościowej górnoprzepustowego filtru aktywnego drugiego rzędu

W celu dokonania pomiaru i obserwacji amplifiltru górnoprzepustowego należy badany model skonfigurować jako filtr górnoprzepustowy z dodatnim sprzężeniem zwrotnym o współczynniku tłumienia $x > 1$ (przetłumiony o $t_3 = (C_{11}R_{13}C_{12}R_{15})^{-1}$). Zdjąć charakterystykę częstotliwościową w zakresie $10 \text{ Hz} \div 100 \text{ kHz}$. przy wymuszeniu sygnałem sinusoidalny o wartości $U_{we} = 200 \text{ mV}$. Wyniki pomiarów zanotować w tabeli wg wzoru tabeli 3.4.

Ustawić wartość współczynnika tłumienia filtru $x < 1$ (niedotłumiony o $t_4 = (C_{11}R_{14}C_{12}R_{16})^{-1}$). W tym samym zakresie częstotliwości jak poprzednio zdjąć charakterystykę częstotliwościową. Wyniki zanotować w tabeli jak wyżej.

3.5.4.5. Pomiar charakterystyki amplitudowej filtru pasmowoprzepustowego

W celu dokonania pomiaru i obserwacji należy badany model skonfigurować jako filtr aktywny pasmowoprzepustowy z układem podwójne „T” o mniejszej dobroci $Q_1 < Q_2$. Na wejście układu podać przebieg sinusoidalny o wartości $U_{we} = 20 \text{ mV}$. Zdjąć charakterystykę częstotliwościową w zakresie $100 \text{ Hz} \div 10 \text{ kHz}$. Wyniki pomiarów zanotować w tabeli wg wzoru tabeli 3.4.

Zwiększyć dobroć filtru do $Q_2 > Q_1$. Analogicznie jak poprzednio zdjąć charakterystykę filtru pasmowoprzepustowego.

3.5.5. Badanie układu całkującego i różniczkującego

3.5.5.1. Obserwacja charakterystyk czasowych układu całkującego przy wymuszeniu sygnałami o różnych kształtach

Obserwację działania układu całkującego przeprowadzić w układzie skonfigurowanym jako wzmacniacz o wzmocnieniu $G_u = -100\text{V/V}$ z równolegle dołączonym kondensatorem C_2 do rezystora R_3 . Na wejście układu podać impulsowy przebieg prostokątny o wartości $U_{we} = 100\text{ mV}$ i częstotliwości $f = 1\text{ kHz}$. Na ekranie oscyloskopu przebieg wyjściowy ustawić pod przebiegiem wejściowym. Podstawę czasu dobrać tak, aby na ekranie widoczne były dwa do trzech okresów przebiegów. Odpowiedź czasową wraz z wymuszeniem odrysować. Płynnie zwiększać częstotliwość sygnału wejściowego aż do $f = 20\text{ kHz}$ obserwując zmiany kształtu odpowiedzi czasowej (w miarę potrzeby wraz ze zwiększaniem częstotliwości należy odpowiednio zmieniać podstawę czasu, tak aby na ekranie widoczne były dwa do trzech okresów przebiegów). Spostrzeżenia i uwagi z obserwacji zanotować. Odpowiedź czasową wraz z wymuszeniem dla $f = 20\text{ kHz}$ odrysować.

Obserwację w podanym zakresie częstotliwości dokonać również dla wymuszenia sygnałem sinusoidalnym oraz trójkątnym. Kształt przebiegów sygnałów dla częstotliwości $f = 1\text{ kHz}$ oraz $f = 20\text{ kHz}$ odrysować. W trakcie szkicowania przebiegów zwrócić uwagę na zachowanie ich wzajemnego położenia w czasie. Dla przebiegu sinusoidalnego odczytać wartość przesunięcia fazy pomiędzy sygnałami dla częstotliwości $f = 20\text{ kHz}$.

3.5.5.2. Obserwacja charakterystyk czasowych układu różniczkującego przy wymuszeniu sygnałami o różnych kształtach

Obserwację działania układu różniczkującego przeprowadzić w układzie skonfigurowanym jako wzmacniacz o wzmocnieniu $G_{u0} = -10\text{ V/V}$ z dołączonym szeregowo do rezystora R_1 w torze wejściowym kondensatorem C_1 . Na wejście układu podać przebieg prostokątny o poziomie $U_{we} = 100\text{ mV}$ i częstotliwości $f = 100\text{ Hz}$. Podstawę czasu tak dobrać, aby na ekranie widoczne były dwa do trzech okresów przebiegów. Odpowiedź czasową wraz z wymuszeniem odrysować. Płynnie zwiększać częstotliwość sygnału wejściowego aż do $f = 10\text{ kHz}$ obserwując zmiany kształtu odpowiedzi czasowej (w miarę potrzeby wraz ze zwiększaniem częstotliwości należy odpowiednio zmieniać podstawę czasu, tak aby na ekranie widoczne były dwa do trzech okresów przebiegów). Odpowiedź czasową wraz z wymuszeniem dla $f = 10\text{ kHz}$ odrysować. Częstotliwość sygnału w dalszym ciągu należy płynnie zwiększać aż do $f = 200\text{ kHz}$ obserwując zmiany kształtu sygnału odpowiedzi układu. Odpowiedź czasową wraz z wymuszeniem dla tej częstotliwości odrysować. Spostrzeżenia z obserwacji zmiany kształtu sygnału wraz ze zmianą częstotliwości sygnału wymuszającego zanotować.

Obserwację w podanym zakresie częstotliwości dokonać również dla wymuszenia sygnałem trójkątnym oraz sinusoidalnym. Kształty przebiegów sygnałów dla 100 Hz , 10 kHz oraz 200 kHz odrysować. W trakcie szkicowania przebiegów zwrócić uwagę na zachowanie ich wzajemnego położenia w czasie. Uwagi i spostrzeżenia zanotować.

3.5.6. Pomiar zniekształceń w zakresie czoła odpowiedzi czasowej układów dolnoprzepustowych

W celu przeprowadzenia pomiaru zniekształceń w zakresie czoła odpowiedzi czasowej układów dolnoprzepustowych należy zmierzyć czas narastania tej odpowiedzi przy wymuszeniu falą prostokątną o amplitudzie

100 mV i częstotliwości 1kHz dla układów skonfigurowanych jako:

- wzmacniaczy o wzmocnieniu $G_{u0} = -10\text{ V/V}$ oraz $G_{u0} = -100\text{ V/V}$,

- filtr dolnoprzepustowy pierwszego rzędu,
- filtr dolnoprzepustowy drugiego rzędu.

Konfiguracja tych układów opisana jest odpowiednio w pkt. 3.5.3.1, 3.5.4.1 oraz 3.5.4.3. Wyniki zanotować w tabeli 3.5.

Tab. 3.5

	t_n [μ s]	f_g [kHz] obliczone	f_g [kHz] pomierzone
$G_{u0} = -10$ V/V			
$G_{u0} = -100$ V/V			
filtr pierwszego rzędu			
filtr drugiego rzędu			

Górną częstotliwość graniczną można wyznaczyć korzystając z zależności dla funkcji jednobiegunowych $t_n \approx 0,35/f_g$.

3.6. OPRACOWANIE OTRZYMANYCH WYNIKÓW

Charakterystyki amplitudowe dla układu wzmacniacza odwracającego oraz amplifiltrów należy wykreślić w postaci unormowanej (wartość amplitudy odnieść do wartości z zakresu płaskiej charakterystyki), a oś częstotliwości wykreślić w skali logarytmicznej (tzw. charakterystyki Bodego). Charakterystyki fazowe umieścić odpowiednio na tych samych wykresach (druga oś Y) lub bezpośrednio pod charakterystykami amplitudowymi. Zwrócić uwagę na wartość przesunięcia fazy w okolicy 3dB spadku charakterystyki amplitudowej.

We wnioskach:

a) Ustosunkować się do możliwości kształtowania wzmocnienia oraz ocenić zjawisko wymiany wzmocnienia na pasmo. Na podstawie odrysowanych oscylogramów kształtów przebiegów napięcia wyjściowego przy obserwacji wpływu skończonej wartości SR oraz zanotowanych spostrzeżeń wyciągnąć wnioski dotyczące zaobserwowanych zjawisk.

b) Dla układów amplifiltrów na podstawie wykreślonych charakterystyk oraz zanotowanych spostrzeżeń wyciągnąć wnioski co do wpływu stałych czasu oraz rzędu filtru na kształt charakterystyk oraz możliwości kształtowania charakterystyk częstotliwościowych amplifiltrów.

c) Na podstawie zdjętych oscylogramów odpowiedzi czasowych układów kształtujących uzasadnić jakie operacje matematyczne wykonują poszczególne układy w dziedzinie czasu. Przy analizie układu różniczkującego dodatkowo odpowiednie odpowiedzi czasowe dla wymuszeń o różnych częstotliwościach porównać z charakterystyką amplifiltru górnoprzepustowego pierwszego rzędu oraz określić zakresy poprawnego różniczkowania i całkowania.

d) Na podstawie pomierzonych czasów narastania odpowiedzi czasowych układów dolnoprzepustowych ocenić związki pomiędzy charakterystykami w dziedzinie czasu oraz częstotliwościowymi tych układów (porównać wartości częstotliwości granicznych uzyskanych dwoma metodami).

3.7. ZAGADNIENIA KONTROLNE

1. Budowa wewnętrzna i zasada działania wzmacniaczy operacyjnych.
2. Parametry wzmacniaczy operacyjnych.
3. Podstawowe układy pracy wzmacniaczy operacyjnych.
4. Zasada pracy układu całkującego.

5. Zasada pracy układu różniczkującego.
6. Zasada działania amplifiltru pasmowoprzepustowego.
7. Zasada działania amplifiltru dolnoprzepustowego
8. Zasada działania amplifiltru górnoprzepustowego.

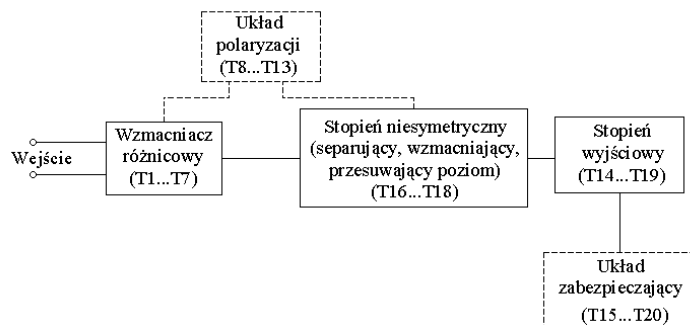
3.8. LITERATURA

1. J. Boksa, L. Kachel, B. Smólski, *Podstawy układów elektronicznych*, WAT, Warszawa 1994
2. A. Filipkowski, *Układy elektroniczne analogowe i cyfrowe*, WNT, Warszawa 1993
3. Z. Nosal, J. Baranowski, *Układy elektroniczne cz. I*, WNT, Warszawa 1993
4. A. Sowiński, A. Dobrowolski, P. Komur, *Układy analogowe - ćwiczenia rachunkowe*, WAT, Warszawa 1996
5. J. Boksa, A. Kassyk, B. Smólski, A. Sowiński, *Laboratorium z podstaw układów elektronicznych*, WAT, 1993

DODATEK 1

BUDOWA I ZASADA PRACY WZMACNIACZA OPERACYJNEGO

Scalony wzmacniacz operacyjny jest układem wielostopniowym. Przykładową realizację budowy wewnętrznej WO na bazie układu ULY 7741 przedstawiono na rysunku 3.3.

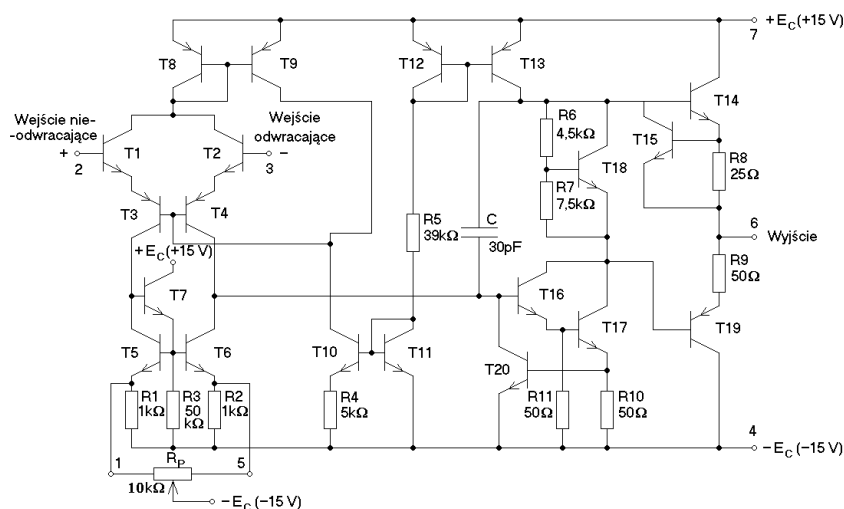


Rys. 3.3. Schemat blokowy wzmacniacza operacyjnego μA 741

Na wejściu wzmacniacza operacyjnego znajduje się wzmacniacz różnicowy, który zapewnia uzyskanie dużej rezystancji wejściowej oraz dużego tłumienia sygnałów sumacyjnych (wsp. CMRR). Drugi stopień WO to dodatkowy wzmacniacz (stopień niesymetryczny), który zapewnia właściwe odseparowanie stopnia wejściowego od wyjściowego (przejście z systemu wzmacniania symetrycznego – różnicowego – na system asymetryczny) oraz przesunięcie poziomu napięcia stałego (w celu zniwelowania stałego napięcia na wyjściu przy zerowym sygnale różnicowym na wejściu). Stopień wyjściowy wzmacniacza operacyjnego zapewnia odpowiednie wzmocnienie mocy oraz małą rezystancję wyjściową.

Dodatkowe układy (polaryzacji i zabezpieczenia) pełnią funkcje pomocnicze i znajdują się poza torem sygnałowym. Układ polaryzacji wymusza i stabilizuje punkt pracy tranzystorów, natomiast układ zabezpieczający zabezpiecza przed przeciążeniem (przed nadmiernym wzrostem prądu wyjściowego).

Na rysunku 3.4. przedstawiono pełny schemat ideowy wzmacniacza operacyjnego μA 741.



Rys. 3.4. Schemat ideowy wzmacniacza operacyjnego μA 741

Tranzystory T_1 i T_2 pracują jako wtórnik emiterowy, sterujące tranzystorami T_3 i T_4 włączonymi w układzie WB. Zastosowana konfiguracja OC-OB zapewnia uzyskanie dużej rezystancji wejściowej przy dobrych właściwościach częstotliwościowych (brak efektu Millera). Tranzystory PNP (T_3 , T_4) mają duże napięcie przebicia baza-emiter (ok. 80 V), dzięki czemu wzmacniacz może pracować przy dużych napięciach wejściowych. Tranzystory T_5 ÷ T_7 spełniają funkcję obciążenia aktywnego. Emitery tranzystorów T_5 i T_6 są połączone z zaciskami obudowy (wyprowadzenie nr 1 oraz 5) co umożliwia zewnętrzną kompensację napięcia niezrównoważenia, aby przy braku sygnałów wejściowych sygnał na wyjściu był równy zero.

Sygnał wyjściowy z pierwszego stopnia różnicowego podawany jest do stopnia separującego (tranzystory T_{16} , T_{17} w układzie Darlingtona). Dzięki obciążeniu aktywnemu (tranzystory T_{12} i T_{13}) stopień ten posiada bardzo dużą rezystancję wejściową (rzędu kilku M Ω) co zapewnia duże wzmocnienie napięciowe stopnia różnicowego (ok. 60 dB). Tranzystor T_{18} oraz rezystory R_6 , R_7 przesuwają poziom napięcia w sposób wymagany doysterowania stopnia wyjściowego.

Stopień wyjściowy tworzy para komplementarna tranzystorów PNP (T_{19}) i NPN (T_{14}). Pracują one w klasie AB i tworzą symetryczny wtórnik emiterowy, zapewniający małą rezystancję wyjściową i przepływ stosunkowo dużego prądu obciążenia. Przy dodatnim sygnale wyjściowym przewodzi tranzystor T_{14} , a prąd jego emitery przepływa przez obciążenie, natomiast tranzystor T_{19} nie przewodzi. Przy sygnale ujemnym przewodzi tranzystor T_{19} .

Tranzystor T_{15} i T_{20} zabezpieczają wzmacniacz od przeciążeń, tj. ograniczają wartość prądu wyjściowego do ok. ± 30 mA.

W skład układu polaryzacji wchodzi trzy źródła prądowe. Pary tranzystorów T_8 , T_9 i T_{12} , T_{13} tworzą źródła prądowe, natomiast tranzystory T_{10} i T_{11} wraz z rezystorem R_5 tworzą zmodyfikowane źródło małego prądu.

Stabilność wzmacniacza $\mu A 741$ zapewnia wewnętrzny kondensator C , włączony między wyjście a wejście drugiego stopnia o dużym wzmocnieniu. Dzięki wykorzystaniu efektu Millera wystarczy zastosowanie kondensatora o niewielkiej pojemności (ok. 30 pF).

DODATEK 2

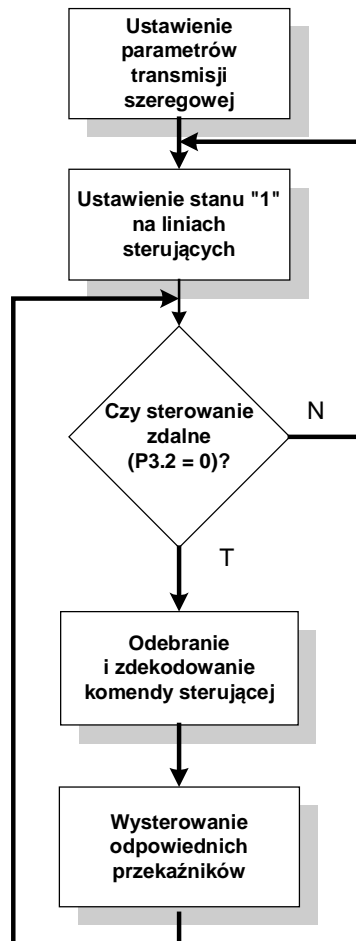
AUTOMATYZACJA MODELI LABORATORYJNYCH

Moduł sterowania zapewnia dwa tryby sterowania pracą modeli laboratoryjnych: zdalny (z komputera) oraz lokalny (ręczny). Wybór trybu sterowania dokonywany jest za pomocą przełącznika P0 (P0 wyciśnięty – sterowanie lokalne, P0 wciśnięty – sterowanie zdalne) znajdującego się na płycie czołowej modelu.

Moduł ten zbudowany jest z wykorzystaniem mikrokontrolera AT89C2051 firmy Atmel. Mikrokontroler posiada 2 kB wewnętrznej pamięci typu flash, w której zawarte jest oprogramowanie modułu oraz 16 linii wejścia-wyjścia, z których na potrzeby sterowania pracą modeli wykorzystanych zostało 11.

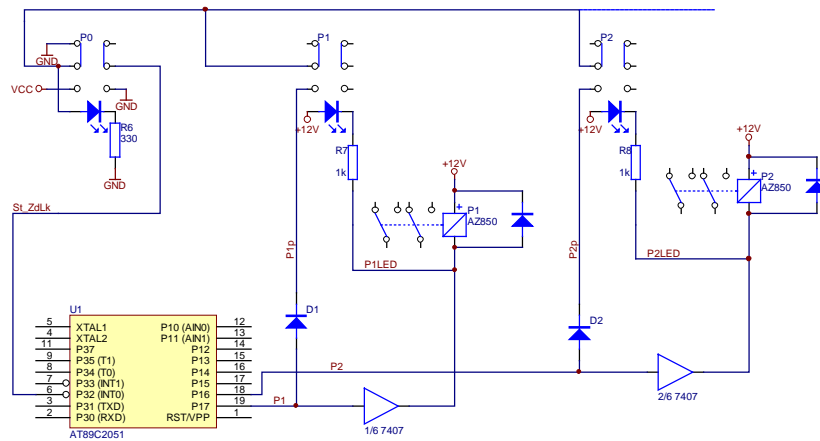
Komunikacja z komputerem zrealizowana jest poprzez łącze szeregowo RS232. Sygnał sterujący z komputera (w postaci odpowiednio sformułowanej komendy) zostaje

podany, przez układ konwersji napięć z poziomu RS232 ± 12 V do poziomu TTL, na linię RXD mikrokontrolera. Konwersja napięć realizowana jest z wykorzystaniem inwertera zbudowanego w oparciu o pojedynczy klucz tranzystorowy (T1). Program zawarty w mikrokontrolerze tłumaczy odebraną komendę (zgodnie z algorytmem pokazanym na rys. 1) i powoduje wysterowanie odpowiednich przekaźników.



Rys. 1. Algorytm pracy mikrokontrolera

Sterowanie przekaźników (rys. 2) odbywa się poprzez układy buforujące w postaci wzmacniaczy cyfrowych 7407 o wydajności prądowej 40 mA zapewniającej wysterowanie przekaźników oraz diod LED sygnalizujących stan ich pracy. Diody LED zintegrowane są z przełącznikami sterującymi przekaźnikami i sygnalizują stan ich włączenia zarówno w trybie pracy zdalnej jak i lokalnej. Równoległe do każdego przekaźnika dołączone są diody tłumiące zabezpieczające przed przepięciami na cewkach przekaźników w momentach ich przełączania. Stan wysoki na wyjściach sterujących mikrokontrolera (P1.0 do P1.7 oraz P3.4 do P3.7) oznacza pracę przekaźnika w pozycji spoczynkowej, natomiast pojawienie się stanu niskiego na danym wyjściu powoduje włączenie przekaźnika i zaświecenie się diody LED podświetlającej odpowiadający mu przełącznik. Analogiczna sytuacja nastąpi w trybie pracy lokalnej (wyciśnięty przełącznik P0) tzn. wciśnięcie wybranego przełącznika od P1 do P11 spowoduje pojawienie się stanu niskiego na wejściu odpowiedniego bufora i zadziałanie przekaźnika.

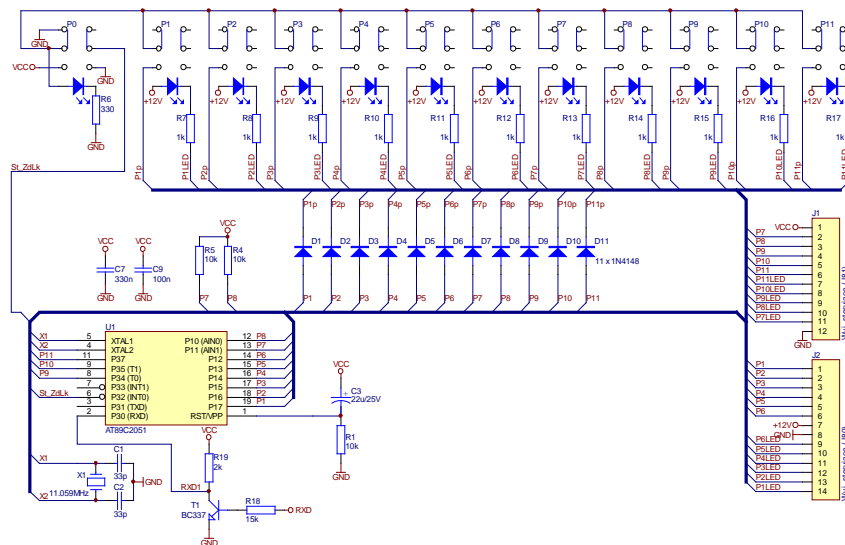


Rys. 2. Pojedyncze obwody sterujące

Schemat układu sterowania pokazany został na rys. 3. Ponieważ w zależności od rodzaju sterowanego modelu dana linia sterująca (a tym samym dany przełącznik) może powodować jednoczesne załączenie różnej ilości przekaźników zasadne było, dla zachowania uniwersalności modułu sterującego, umieszczenie układów buforujących 7407 na głównej płycie modelu laboratoryjnego, a nie na płycie sterownika.

Diody D1 ÷ D11 zastosowano w celu separacji sekcji sterowania lokalnego od sekcji sterowania zdalnego oraz wzajemnego wpływu przełączników na sterowanie przekaźnikami w trybie sterowania lokalnego.

Kondensator C3 oraz rezystor R1 stanowią układ resetu mikrokontrolera.



Rys. 3. Schemat modułu sterującego