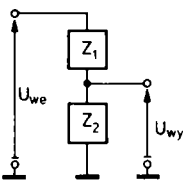


satorami lub cewkami (lub bardziej skomplikowaną siecią z elementów R , L i C), jak na rys. 1.51. Na ogół, stosunek podziału napięcia U_{wy}/U_{we} takiego dzielnika nie jest wielkością



Rysunek 1.51.
Uogólniony dzielnik napięcia:
para dowolnych impedancji

stałą, lecz zależy od częstotliwości. Analiza układu jest prosta:

$$I = U_{we}/Z_w; \quad Z_w = Z_1 + Z_2$$

$$U_{wy} = IZ_2 = U_{we}Z_2/(Z_1 + Z_2)$$

Zamiast łamać sobie głowę rozważaniami ogólnymi, przyjrzyjmy się kilku prostym, ale bardzo ważnym przykładom.

1.19. Filtry RC

Łącząc rezystory z kondensatorami można wykonywać dzielniki napięcia zależne od częstotliwości, wykorzystując w tym celu zależność impedancji kondensatora $Z_C = -j/\omega C$ od częstotliwości. Układy tego typu mogą mieć mile widzianą właściwość przepuszczania sygnałów o interesujących nas częstotliwościach i tłumienia sygnałów o częstotliwościach niepożądanych. W niniejszym podrozdziale przedstawimy przykłady najprostszych filtrów RC tego typu, które będą często stosowane we wszystkich dalszych rozdziałach książki. Bardziej złożone filtry opisano w rozdziale 5 i w dodatku H (część 2 książki).

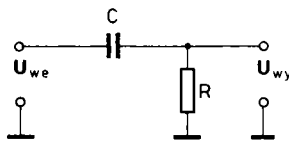
Filtry górnoprzepustowe

Na rysunku 1.52 przedstawiono dzielnik napięcia wykonany z rezystora i kondensatora. Z zespolonego prawa Ohma mamy:

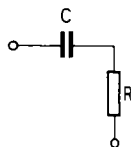
$$I = \frac{U_{we}}{Z_w} = \frac{U_{we}}{R - (j/\omega C)} = \frac{U_{we}[R + (j/\omega C)]}{R^2 + (1/\omega^2 C^2)}$$

(Ostatnią równość otrzymano przez pomnożenie licznika i mianownika przez zespoloną liczbę sprzężoną z liczbą w mianowniku). Stąd napięcie na rezystorze R jest równe:

$$U_{wy} = IZ_R = IR = \frac{U_{we}[R + (j/\omega C)]R}{R^2 + (1/\omega^2 C^2)}$$



Rysunek 1.52.
Filtr górnoprzepustowy



Rysunek 1.53.

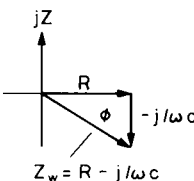
Najczęściej nie interesuje nas faza napięcia U_{wy} a jedynie jego amplituda:

$$U_{wy} = (U_{wy}U_{wy}^*)^{1/2} = \frac{R}{[R^2 + (1/\omega^2 C^2)]^{1/2}} U_{we}$$

Można zauważyć analogię z rezystorowym dzielnikiem napięcia, dla którego

$$U_{wy} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} U_{we}$$

Sposób wyznaczania impedancji szeregowo połączonych R i C (rys. 1.53) przedstawiono na rys. 1.54. Odpowiedź tego układu, gdy pominiemy



$$Z_w = R - j/\omega C$$

$$|Z_w| = \sqrt{R^2 + \frac{1}{\omega^2 C^2}}$$

$$\phi = \tan^{-1} \left(\frac{-1/\omega C}{R} \right)$$

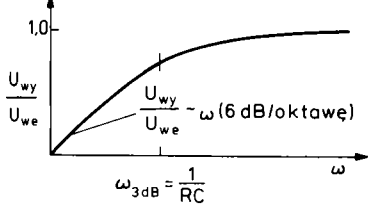
Rysunek 1.54.

zależności fazowe, rozważając jedynie moduły wielkości zespolonych, wyraża się następująco:

$$U_{wy} = \frac{R}{[R^2 + (1/\omega^2 C^2)]^{1/2}} U_{we} = \frac{2\pi f RC}{[1 + (2\pi f RC)^2]^{1/2}} U_{we}$$

i wygląda tak, jak pokazano na rys. 1.55. Moglibyśmy ten wynik otrzymać bezpośrednio, przez określenie stosunku *modułów*, jak w ćwiczeniu 1.17 i przykładzie je poprzedzającym; licznik jest modułem impedancji dolnej części dzielnika (R), a mianownik jest modułem impedancji szeregowo połączonych R i C .

Można zauważyć, że dla dużych częstotliwości ($\omega > 1/RC$) napięcie wyjściowe jest w przybliżeniu równe napięciu wejściowemu i maleje



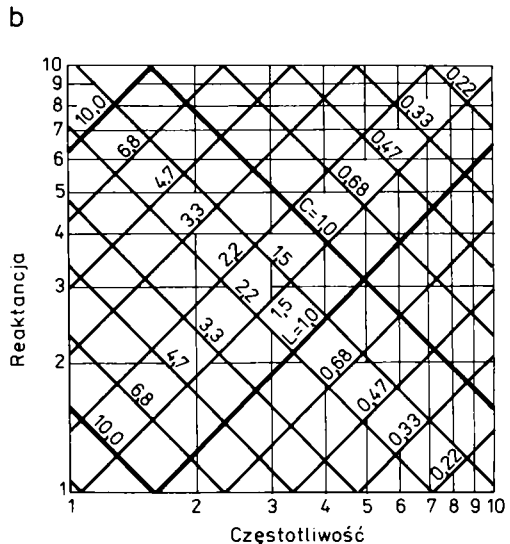
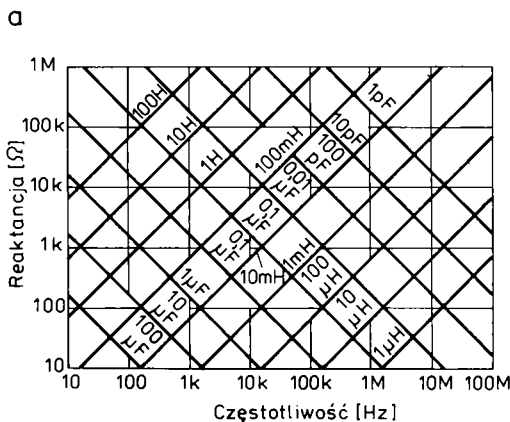
Rysunek 1.55.
Charakterystyka amplitudowa filtra górnoprzepustowego

do zera wraz ze zmniejszaniem się częstotliwości. Jest to bardzo ważna właściwość. Taki układ nazywany jest, z oczywistych powodów, filtrem górnoprzepustowym. Jest on bardzo rozpowszechniony. Na przykład, wejście oscyloskopu (dodatek A — część 2 książki) może być wejściem zmiennoprądowym. Wtedy otrzymujemy właśnie górnoprzepustowy filtr RC z zagięciem charakterystyki w pobliżu 10 Hz (sprężenia zmiennoprądowego używa się wtedy, gdy trzeba obejrzeć sygnał o małej amplitudzie zmian na tle dużej składowej stałej napięcia). Inżynierowie lubią używać terminu „3-decybelowa częstotliwość graniczna” filtra (lub jakiegokolwiek układu o charakterystyce filtra). W przypadku prostego filtra górnoprzepustowego RC częstotliwość graniczna jest dana wzorem:

$$f_{3dB} = 1/2\pi RC$$

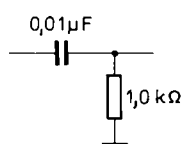
Należy zauważyć, że kondensator nie przepuszcza prądu stałego ($f = 0$). Stąd najczęściej spotykanym zastosowaniem jest użycie go jako kondensatora blokującego składową stałą. Ilekroć zachodzi potrzeba przekazania sygnału z jednego wzmacniacza do drugiego, prawie zawsze używa się kondensatora. Na przykład, wszystkie wejścia akustycznego wzmacniacza hi-fi są pojemnościowo sprzężone ze źródłami sygnałów, gdyż nigdy nie wiadomo, jakie składowe stałe mogą mieć dane sygnały wejściowe. W tego typu zastosowaniach wartości R i C dobiera się tak, aby sygnały o wszystkich interesujących nas częstotliwościach (w tym przypadku 20 Hz ÷ 20 kHz) były przepuszczane bez strat (czyli bez tłumienia).

Często potrzebna jest znajomość impedancji kondensatora dla danej częstotliwości (na przykład, przy projektowaniu filtrów). Na rysunku 1.56 przedstawiono wykresy wartości $|Z| = 1/2\pi fC$ w szerokim zakresie zmian pojemności i częstotliwości.



Rysunek 1.56.
Wykresy reakcji cewek i kondensatorów w funkcji częstotliwości. Wykres w każdej dekadzie jest taki sam, zmienia się jedynie skala częstotliwości; rozciągnięto go w części b) rysunku, b) pojedyncza dekada z części a) rysunku, z rozciągniętą skalą częstotliwości i dla standardowych wartości parametrów elementów według 20-procentowego szeregu wartości

Jako przykład rozważmy filtr z rys. 1.57. Jest to filtr górnoprzepustowy o dolnej częstotliwości granicznej równej 15,9 kHz. Impedancja



Rysunek 1.57.

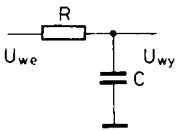
obciążenia dołączonego do tego filtru powinna być znacznie większa od 1,0 kΩ, aby uniknąć skutków nadmiernego obciążenia wyjścia filtru. Natomiast źródło sygnału wejściowego nie powinno wykazywać znaczącego tłumienia sygnału (utruty amplitudy sygnału) po obciążeniu rezystorem 1 kΩ, aby uniknąć skutków nadmiernego obciążenia tego źródła przez filtr.

Filtry dolnoprzepustowe

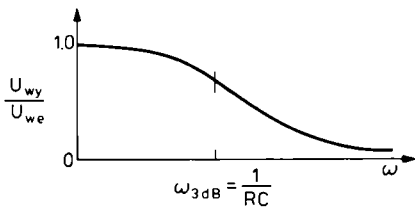
Zamieniając miejscami R i C można otrzymać filtr o odwrotnym zachowaniu się w funkcji częstotliwości (rys. 1.58). Wówczas:

$$U_{wy} = \frac{1}{(1 + \omega^2 R^2 C^2)^{1/2}} U_{we}$$

co w formie wykresu pokazano na rys. 1.59.



Rysunek 1.58.
Filtr dolnoprzepustowy



Rysunek 1.59.
Charakterystyka amplitudowa filtru dolnoprzepustowego

Układ ten nazywany jest filtrem dolnoprzepustowym. Punkt zmniejszenia wzmocnienia o 3 dB znowu odpowiada częstotliwości:

$$f = 1/2\pi RC$$

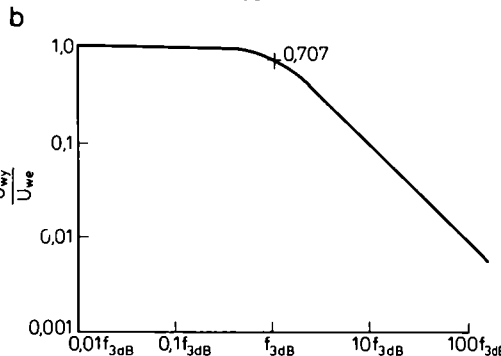
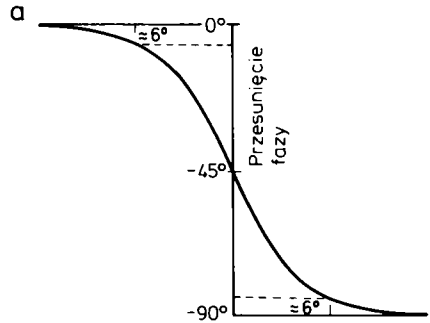
Filtry dolnoprzepustowe są bardzo poręczne w codziennym życiu. Na przykład, filtr dolnoprzepustowy może być użyty do usunięcia interferencji sygnału pożądanego z sygnałami pobliskich nadajników radiowych i telewizyjnych (550 kHz ÷ 800 MHz); jest to problem trapiący wzmacniacze akustyczne i inny sprzęt elektroniczny z wejściami o dużej czułości.

ĆWICZENIE 1.21

Wykaż poprawność podanej wyżej zależności dla dolnoprzepustowego filtru RC .

Wyjście filtru dolnoprzepustowego może być traktowane jako samoistne źródło sygnału. Jeśli filtr jest dołączony do idealnego źródła sygnału zmiennego (o zerowej impedancji wewnętrznej), jego impedancja wyjściowa dla małych częstotliwości jest równa R (przy wyznaczaniu impedancji wyjściowej idealne źródło sygnału należy zastąpić zwarcie, czyli jego małosygnałową impedancją wewnętrzną). Małe ona do wartości zerowej dla dużych częstotliwości, gdzie o impedancji wyjściowej decyduje kondensator. Źródło sygnału, do którego dołączono filtr, dla małych częstotliwości widzi obciążenie R plus rezystancja obciążenia filtru; dla dużych częstotliwości obciążenie źródła maleje do R .

Tę samą charakterystykę amplitudową filtru dolnoprzepustowego wykreśliśmy na rys. 1.60 we współrzędnych logarytmicznych, tak jak to się zwykle robi. Oś pionowa może być wyskalowana w decybelach, natomiast oś pozioma



Rysunek 1.60.
Charakterystyka częstotliwościowa (amplitudowa i fazowa) filtru dolnoprzepustowego narysowana w skali logarytmicznej. Zwróć uwagę na 45-stopniowe przesunięcie fazy dla spadku charakterystyki amplitudowej o 3 dB oraz na 6-stopniowe odchylenie fazy od wartości asymptotycznej dla częstotliwości przesuniętych o dekadę w prawo lub lewo od f_{3dB}

układ sprzężenia zwrotnego zawierający element nieliniowy: diodę lub tranzystor o logarytmicznej zależności napięcia na złączu od prądu przez nie płynącego). Technika sprzężenia zwrotnego wykorzystuje się do wytwarzania źródeł prądowych o prawie nieskończonej impedancji wyjściowej oraz źródeł napięciowych o prawie zerowej impedancji wewnętrznej. Można ją również stosować w celu uzyskania bardzo dużej lub bardzo małej impedancji wejściowej. Mówiąc bardziej ogólnie, wielkość próbkowana w celu otrzymania sygnału sprzężenia zwrotnego jest równocześnie wielkością, której parametr zostaje poprawiony. Na przykład, jeśli sygnał sprzężenia zwrotnego jest proporcjonalny do prądu wyjściowego, otrzymujemy dobre źródło prądowe.

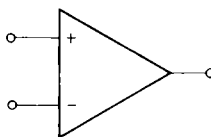
Sprzężenie zwrotne może być również *dodatnie*; ten typ sprzężenia zwrotnego wykorzystuje się, na przykład, przy konstruowaniu generatorów. Jakkolwiek może to brzmieć obiecująco, dodatnie sprzężenie zwrotne nie jest tak ważne jak sprzężenie ujemne. Znacznie częściej sprawia ono kłopoty, ponieważ w układzie z ujemnym sprzężeniem zwrotnym może wystąpić tak duże przesunięcie fazy dla sygnału o pewnej, dużej częstotliwości, że zaistniałe w ten sposób dodatnie sprzężenie zwrotne ujawni się wytwarzaniem niepożądanych drgań. Zdarza się to nadzwyczaj często, a środkiem zapobiegającym powstawaniu takich niechcianych oscylacji jest tak zwana *kompensacja* (przesunięcia fazy) układu; tematem tym zajmiemy się krótko na końcu niniejszego rozdziału.

Po tych ogólnych uwagach przejdźmy do omówienia kilku przypadków zastosowania sprzężenia zwrotnego w układach ze wzmacniaczami operacyjnymi.

4.02. Wzmacniacze operacyjne

Większość naszych rozważań dotyczących sprzężenia zwrotnego będzie wiązać się ze wzmacniaczami operacyjnymi, czyli różnicowymi wzmacniaczami prądu stałego o bardzo dużych wzmocnieniach i niesymetrycznych wyjściach. Pierwowzorem wzmacniacza operacyjnego jest klasyczny wzmacniacz różnicowy (podrozdział 2.18) z dwoma wejściami i pojedynczym wyjściem. Rzeczywiste wzmacniacze operacyjne mają znacznie większe wzmocnienie (typowymi wartościami są 10^5 V/V do 10^6 V/V) i mniejszą impedancję wyjściową. Mogą dostarczać napięcie wyjściowe o amplitudzie zbliżonej

do wartości napięć zasilających (zazwyczaj używa się symetrycznych napięć zasilających, najczęściej o wartościach ± 15 V). Wzmacniacze operacyjne są obecnie produkowane dosłownie w setkach odmian. Na schematach są oznaczane uniwersalnym symbolem przedstawionym na rysunku 4.1. Wejścia (+) i (-) funkcjonują tak,

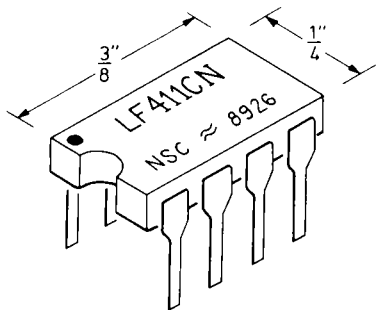


Rysunek 4.1.

jak można by się spodziewać: na wyjściu pojawia się napięcie dodatnie, jeśli potencjał wejścia nieodwracającego (+) jest większy od potencjału wejścia odwracającego (-) i odwrotnie. Symbole (+) i (-) nie oznaczają konieczności doprowadzenia do jednego wejścia napięcia dodatniego względem drugiego wejścia lub też czegoś podobnego. Informują one jedynie o fazie sygnału wyjściowego względem danego sygnału wejściowego (ma to istotne znaczenie, gdy chcemy, aby sprzężenie zwrotne w zaprojektowanym układzie było sprzężeniem ujemnym). Stosowanie terminów „nieodwracające” i „odwracające” zamiast „plus” i „minus” pozwala uniknąć nieporozumień. Na graficznym symbolu wzmacniacza operacyjnego bardzo często nie oznacza się wyprowadzeń napięć zasilających. Zarówno we wzmacniaczu operacyjnym jak i jego symbolu nie istnieje wyprowadzenie masy. Wzmacniacze operacyjne mają olbrzymie wzmocnienie napięciowe i *nigdy* (dokładniej, prawie nigdy) nie używa się ich bez sprzężenia zwrotnego. Można traktować je jako strawę dla sprzężenia zwrotnego. Ich wzmocnienie w otwartej pętli jest tak duże, że dla każdej rozsądnej wartości wzmocnienia układu z zamkniętą pętlą sprzężenia zwrotnego, parametry takiego układu zależą jedynie od parametrów obwodu sprzężenia zwrotnego. Oczywiście, to uogólnienie okaże się nadmiernym uproszczeniem, gdy znajdzie potrzeba dokładniejszego wyznaczenia parametrów układu ze sprzężeniem zwrotnym. Zaczniemy jednak od najprostszego modelu wzmacniacza operacyjnego, w miarę potrzeby uzupełniając go później brakującymi elementami.

Produkowane są dosłownie setki różnych wzmacniaczy operacyjnych o rozmaitych zestawach parametrów, które niebawem zdefiniujemy i wyjaśnimy (jeśli chcesz poczuć się zdruz-

gotany ogromem dostępnych typów wzmacniaczy operacyjnych, wybiegnij naprzód i przejrzyj tablicę 4.1). Bardzo dobrym, wszechstronnym wzmacniaczem operacyjnym jest układ typu LF411 (w skrócie oznaczany symbolem liczbowym „411”) opracowany przez firmę National Semiconductor. Podobnie jak wszystkie wzmacniacze operacyjne, jest to maleństwo produkowane w obudowie typu mini-DIP (miniaturowej dwurzędowej) i wygląda tak jak pokazano na rys. 4.2. Jest tani (sprzedawany jest

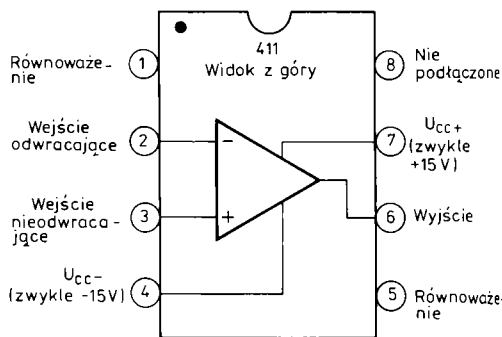


Rysunek 4.2.

Układ scalony w obudowie mini-DIP (miniaturowej dwurzędowej)

w cenie 60 centów za sztukę) i łatwy w użyciu. Produkowany jest również w wersji z poprawionymi parametrami (LF411A) oraz w wersji z dwoma niezależnymi wzmacniaczami operacyjnymi umieszczonymi w pojedynczej obudowie typu mini-DIP (LF412, tzw. „podwójny wzmacniacz operacyjny”). W niniejszym rozdziale układ LF411 będzie naszym „standardowym” wzmacniaczem operacyjnym. Polecamy go również wszystkim początkującym w dziedzinie projektowania układów elektronicznych jako doskonały element startowy ich pierwszych konstrukcji.

Wewnątrz obudowy układu 411 znajduje się kawałek krzemu zawierający 24 tranzystory (21 tranzystorów bipolarnych i 3 tranzystory polowe), 11 rezystorów i 1 kondensator. Rozmieszczenie wyprowadzeń pokazano na rys. 4.3. Kropka w jednym z rogów lub nacięcie na końcu obudowy pozwalają zidentyfikować położenie pierwszego wyprowadzenia wzmacniacza. Numery pozostałych otrzymuje się przez odliczanie, począwszy od pierwszego, w kierunku przeciwnym do ruchu wskazówek zegara, patrząc na obudowę z góry (tak jak czyni się w przypadku większości obudów elementów elektronicznych). Wyprowadzenia opisane słowami „rów-



Rysunek 4.3.

noważenie” wykorzystywane są do usuwania (z pomocą obwodu zewnętrznego) niewielkich asymetrii układu wzmacniacza, których nie da się uniknąć w trakcie procesu produkcyjnego. Do tego zagadnienia powrócimy w dalszej części niniejszego rozdziału.

4.03. Fundamentalne założenia

Przyjmijmy dwa proste założenia, które umożliwią zbadanie zachowania się wzmacniacza operacyjnego po dołączeniu obwodu zewnętrznego sprzężenia zwrotnego. Założenia te są na tyle uniwersalne, że obejmują prawie wszystkie przypadki praktycznego wykorzystania wzmacniaczy operacyjnych.

Po pierwsze, wzmocnienie napięciowe wzmacniacza operacyjnego jest tak duże, że zmiana różnicy napięć między jego końcówkami wejściowymi o ułamek miliwolta powoduje pełną zmianę napięcia wyjściowego w zakresie możliwych zmian tego napięcia. Stąd pomijamy to niewielkie różnicowe napięcie wejściowe i formułujemy założenie I:

I. Obwód wyjściowy wzmacniacza stara się zrobić wszystko, co jest konieczne, aby różnica napięć między jego wejściami była równa zeru.

Po drugie, wartości prądów stałych wpływających do wejść wzmacniacza operacyjnego są bardzo małe (0,2 nA dla wzmacniacza LF411; pikoampery dla wzmacniaczy z wejściami FET-owymi); pomijamy te prądy, co prowadzi do założenia II:

II. Wejścia wzmacniacza operacyjnego nie pobierają żadnego prądu z obwodów zewnętrznych.

Jedna ważna sprawa wymaga wyjaśnienia: założenie I nie oznacza, że wzmacniacz operacyjny rzeczywiście zmienia napięcia na swoich wejściach. Tego zrobić nie może (jak mógłby

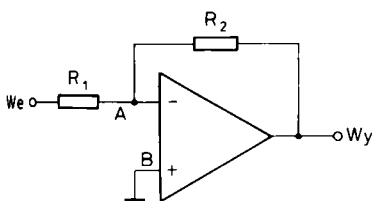
tego dokonać, gdy obowiązują założenie II?). Może natomiast „obserwować” zachowanie się napięć na zaciskach wejściowych i zmieniać napięcie na wyjściu tak, aby obwód zewnętrznego sprzężenia zwrotnego doprowadził do wyzerowania wejściowego napięcia różnicowego (jeśli jest to możliwe).

Te dwa założenia zaprowadzą nas dość daleko. Nasze rozważania zilustrujemy kilkoma podstawowymi, ważnymi układami ze wzmacniaczami operacyjnymi, których analiza pozwoliła na sformułowanie wielu ostrzeżeń, zebranych w podrozdziale 4.08.

Podstawowe układy ze wzmacniaczami operacyjnymi

4.04. Wzmacniacz odwracający

Nasz przegląd rozpoczniemy od układu przedstawionego na rys. 4.4. Analiza tego układu jest prosta, jeśli oprzemy się na poprzednio poczynionych założeniach:



Rysunek 4.4.
Wzmacniacz odwracający

1. Punkt *B* jest dołączony do masy, więc z założenia I wynika, że potencjał *A* jest również zerowy.

2. Z poprzedniego wniosku wynika, że:

- (a) spadek napięcia na R_2 jest równy napięciu wyjściowemu,
- (b) spadek napięcia na R_1 jest równy napięciu wejściowemu.

3. Stąd, korzystając z założenia II, otrzymujemy:

$$U_{wy}/R_2 = -U_{we}/R_1$$

czyli, zapisując równanie inaczej, mamy:

$$\text{wzmocnienie napięciowe} = U_{wy}/U_{we} = -R_2/R_1$$

Później okaże się, że lepiej jest dołączyć punkt *B* do masy poprzez rezystor, a nie bezpośrednio. Jednakże na razie nie przejmujemy się tym.

Nasza analiza wydaje się nazbyt prosta! W pewnym sensie zaciemnia ona to, co rzeczy-

wiście dzieje się w układzie. Aby zrozumieć funkcjonowanie sprzężenia zwrotnego, wyobraźmy sobie, że na wejściu układu pojawiło się pewne napięcie, np. o wartości $+1\text{ V}$. W celu skonkretyzowania rozważań przyjmijmy również, że $R_1 = 10\text{ k}\Omega$ i $R_2 = 100\text{ k}\Omega$. Teraz przypuśćmy, że wyjście układu odmawia współpracy i napięcie wyjściowe jest równe zeru. Co się dzieje? Rezystory R_1 i R_2 tworzą dzielnik, który wymusza na wejściu odwracającym napięcie o wartości $+0,91\text{ V}$. Wzmacniacz operacyjny widzi olbrzymią różnicę napięć wejściowych i zmusza swój obwód wyjściowy do zmiany napięcia wyjściowego w stronę napięć ujemnych. Dzieje się tak do chwili, gdy wartość napięcia wyjściowego stanie się równa wymaganej wartości $-10,0\text{ V}$, co doprowadzi do równości obu napięć wejściowych, tzn. oba wejścia znajdują się na potencjale 0 V . Podobnie, jakkolwiek zmiana napięcia wyjściowego w stronę napięć o wartościach mniejszych niż -10 V powoduje powstanie ujemnego napięcia na wejściu odwracającym wzmacniacza, co wymusza wzrost napięcia wyjściowego.

Jaka jest impedancja wejściowa układu? Wyznaczenie jej jest proste. Punkt *A* jest zawsze na potencjale masy (jest to tak zwana masa pozorną). Stąd $Z_{we} = R_1$. W tym momencie nie wiemy jeszcze, jak obliczyć impedancję wyjściową; dla rozważanego układu jej wartość jest równa ułamkowi o ma.

Zauważmy, że przedstawiona analiza jest poprawna nawet dla napięć stałych — układ jest wzmacniaczem prądu stałego. Jeśli więc średnia wartość napięcia źródła sygnału wejściowego nie jest równa zeru (np. źródłem sygnału wejściowego jest wyjście z kolektora, poprzedzającego wzmacniacz, stopnia z tranzystorem bipolarnym), może zająć potrzeba użycia kondensatora sprzęgającego (czasami kondensator ten nazywany jest kondensatorem blokującym, gdyż blokuje on przepływ prądu stałego, nie przeszkadzając w przepływie prądu zmiennego). Z powodów, którymi zajmiemy się później (mają one związek z różnicami między wzmacniaczem rzeczywistym a idealnym), wskazane jest stosować kondensator blokujący we wszystkich przypadkach, gdy interesuje nas tylko transmisja sygnałów zmiennoprądowych.

Przedstawiony układ nazywa się *wzmacniaczem odwracającym*. Jego niekorzystną cechą jest mała wartość impedancji wejściowej. Dotyczy to szczególnie wzmacniaczy o dużej wartości wzmocnienia napięciowego (z zamkniętą pętlą

sprężenia), w których wartość R_1 bywa dość mała. Problem ten znalazł rozwiązanie w postaci następnego układu (rys. 4.5).

4.05. Wzmacniacz nieodwracający

Przeprowadźmy analizę układu z rys. 4.5. Jest ona równie prosta jak poprzednio:

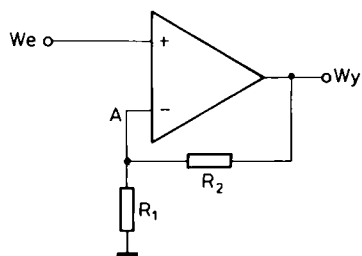
$$U_A = U_{we}$$

Lecz U_A jest napięciem wyjściowym dzielnika napięcia:

$$U_A = U_{wy} R_1 / (R_1 + R_2)$$

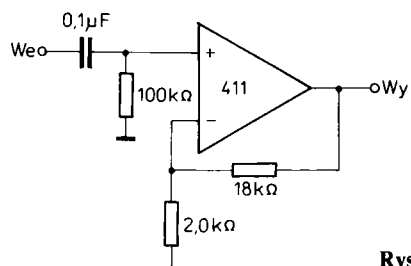
Gdy podstawimy $U_A = U_{we}$, otrzymamy wyrażenie na wzmocnienie napięciowe układu:

$$U_{wy} / I_{we} = 1 + R_2 / R_1$$



Rysunek 4.5.
Wzmacniacz nieodwracający

Jest to *wzmacniacz nieodwracający*. Ze względu na przyjęty uproszczony model wzmacniacza operacyjnego, impedancja wejściowa układu jest nieskończenie duża (jej wartość równa jest co najmniej $10^{12} \Omega$, gdy w układzie zastosujemy wzmacniacz 411; dla wzmacniaczy z bipolarnym stopniem wejściowym jej przeciętna wartość przekracza $10^8 \Omega$). Impedancja wyjściowa jest nadal ułamkiem oma. Podobnie jak w przypadku wzmacniacza odwracającego, bardziej szczegółowa analiza zachowania się napięć wej-



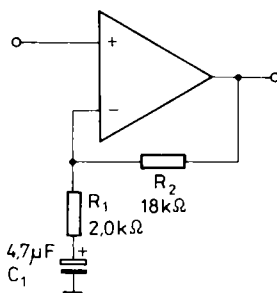
Rysunek 4.6.

ściowych przekazuje nas, że układ pracuje zgodnie z oczekiwaniami.

Ponownie mamy do czynienia ze wzmacniaczem prądu stałego. Gdy do wejścia tego układu doprowadzamy ze źródła sygnału tylko składową zmienną, musimy zapewnić istnienie drogi do masy dla (bardzo małego) prądu wejściowego, jak na rys. 4.6. Dla danych wartości elementów otrzymujemy wzmacniacz o wzmocnieniu 10 V/V i dolnej częstotliwości granicznej 16 Hz.

Wzmacniacz prądu zmiennego

Jeśli mamy zamiar wzmacniać jedynie sygnały zmiennoprądowe, dobrze jest zmniejszyć do 1 V/V wartość wzmocnienia stałoprądowego układu (szczególnie w układzie o dużym wzmocnieniu napięciowym), w celu zmniejszenia skutków istnienia tzw. wejściowego napięcia nierównoważenia. Wartość dolnej częstotliwości granicznej układu z rys. 4.7 jest równa 17 Hz; dla



Rysunek 4.7.

częstotliwości o tej wartości impedancja kondensatora osiąga wartość 2,0 kΩ. Należy zwrócić uwagę na konieczność użycia kondensatora o dużej wartości pojemności. Może okazać się, że dla nieodwracających wzmacniaczy o dużym wzmocnieniu napięciowym, pracujących w takiej konfiguracji, wartość pojemności użytego kondensatora jest niedopuszczalnie duża. W takim przypadku bardziej wskazane może być usunięcie kondensatora z układu i sprowadzenie napięcia nierównoważenia do zera, zgodnie z procedurą przedstawioną dalej (podrozdział 4.12). Innym rozwiązaniem problemu może być zwiększenie wartości R_1 i R_2 , czasami z zamianą rezystora R_2 na czwórnik rezystorowy typu T (podrozdział 4.18).

Pomimo tego, że duża wartość impedancji wejściowej jest zawsze mile widziana, nie we wszystkich sytuacjach preferuje się wzmacniacz operacyjny skonfigurowany jako wzmacniacz

Przy projektowaniu układów precyzyjnych szczególnie użyteczna może okazać się technika projektowania układów elektronicznych ze wspomaganiami komputerowym — patrz podrozdział 13.24 w części 2 książki.

Szumy wzmacniaczy

W prawie każdym obszarze praktyki pomiarowej ostateczne ograniczenie wykrywalności słabych sygnałów jest wyznaczone przez szumy, czyli niechciane sygnały, wśród których sygnał pożądany staje się niewidoczny. Nawet jeśli mierzona wielkość nie jest zagłuszona przez szum, jego obecność powoduje zmniejszenie dokładności pomiaru wartości tej wielkości. Obecność niektórych rodzajów szumu jest nieunikniona (np. rzeczywiste fluktuacje wartości mierzonej wielkości) i poradzić sobie z nimi można tylko przez *uśrednianie sygnału* lub *ograniczanie pasma sygnału*, czym zajmiemy się w rozdziale 15 — część 2 książki. Inne szumy (np. zakłócenia od pobliskich stacji radiowych, wpływ pętli uziemiających itp.) mogą być usunięte lub ich wpływ może być zmniejszony przez stosowanie różnych sposobów układowych, między innymi filtrowania, właściwego rozmieszczenia elementów oraz odpowiedniego prowadzenia przewodów łączących podzespoły i elementy. Wreszcie, istnieje szum powstający w trakcie samego procesu wzmacniania sygnału i z nim walczymy projektując i stosując wzmacniacze o niskim poziomie szumów własnych. Chociaż często można zastosować metodę uśredniania w celu wydobywania sygnału ukrytego w szumie, jednak zawsze bardziej opłaca się mieć do czynienia z systemem pozbawionym zakłóceń, których można uniknąć oraz zawierającym wzmacniacze o możliwie najmniejszych szumach własnych.

Nasze rozważania zaczniemy od przedstawienia źródeł oraz parametrów różnego rodzaju szumów, występujących w układach elektronicznych. Następnie przejdziemy do omówienia problemu szumów w tranzystorach bipolarnych i polowych, przedstawimy metody projektowania układów o niskim poziomie szumu (dla danego źródła sygnału) oraz wykorzystamy je w kilku przykładach projektowych. Omówimy również krótko problem szumów we wzmacniaczach różnicowych oraz we wzmacniaczach ze sprzężeniem zwrotnym. Na zakończenie zajmujemy się zasadami właściwego uziemiania i ek-

sanowania układów oraz sposobami usuwania różnego rodzaju zakłóceń. Patrz również podrozdział 13.24 (Komputerowa analiza układów analogowych — część 2 książki).

7.11. Źródła i rodzaje szumów

Ponieważ termin *szum* można stosować do wszystkiego, co zaburza sygnał pożądany, szumem może być inny sygnał (wtedy nazywamy go zakłóceniem). Jednak najczęściej terminu tego używamy w celu określenia przypadkowych zmian wartości jakiejś wielkości, których źródłem jest zjawisko fizyczne (najczęściej fluktuacje cieplne). Szum może być charakteryzowany przez podanie zależności gęstości mocy od częstotliwości, gęstości prawdopodobieństwa rozkładu wartości chwilowej danej wielkości oraz mechanizmu odpowiedzialnego za jego wytwarzanie. Teraz przyjrzymy się głównym winowajcom.

Szum cieplny (Johnsóna)

Byłoby jakiś rezystor, po prostu leżący na stole, wytwarza na swoich zaciskach napięcie szumu określanego jako szum cieplny (inne nazwy: szum Johnsóna lub szum Nyquist’a). Szum ten ma płaski przebieg widmowej gęstości mocy, co oznacza, że moc szumu o częstotliwościach zawartych w jednohercowym pasmie jest taka sama dla każdej częstotliwości (oczywiście, do pewnej częstotliwości granicznej). Szum o płaskiej charakterystyce widmowej bywa również nazywany szumem białym. Wartość skuteczna napięcia szumu cieplnego wytwarzanego przez rezystor o wartości rezystancji R znajdujący się w temperaturze T wyraża się wzorem:

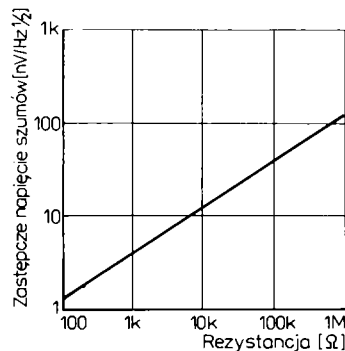
$$U_{szumu} = U_{nR} = (4kTRB)^{1/2}$$

gdzie: k — stała Boltzmanna, T — temperatura bezwzględna w kelwinach ($K = ^\circ C + 273,16$), B — szerokość pasma w Hz. Tak więc, U_{nR} jest wartością, którą uzyskalibyśmy, dokonując pomiaru napięcia na wyjściu idealnego, pozbawionego szumów własnych, filtra pasmowoprzepustowego o szerokości pasma równej B , z doprowadzonym do wejścia napięciem wytwarzanym przez rezystor R nagrany do temperatury T . Dla temperatury pokojowej ($68^\circ F = 20^\circ C = 293 K$):

$$4kT = 1,62 \cdot 10^{-20} [V^2/(Hz \cdot \Omega)]$$

$$(4kTR)^{1/2} = 1,27 \cdot 10^{-10} R^{1/2} [V/Hz^{1/2}] = 1,27 \cdot 10^{-4} R^{1/2} [\mu V/Hz^{1/2}]$$

Na przykład, w temperaturze pokojowej wartość skuteczna napięcia szumów na nieobciążonym rezystorze 10 kΩ, mierzona w pasmie o szerokości 10 kHz, jest równa 1,3 μV (wartość tę można uzyskać, na przykład, przez dołączenie rezystora do wejścia wzmacniacza o dużej wierności odtwarzania i pomiar wartości napięcia na wyjściu tego wzmacniacza za pomocą woltomierza). Rezystancją zastępczą tego źródła napięcia szumu jest właśnie R . Na rysunku 7.38 przedstawiono w postaci wykresu prostą zależność między pierwiastkiem z widmowej gęstości mocy szumu cieplnego (skuteczne napięcie szumu dzielone przez pierwiastek kwadratowy z szerokości pasma pomiarowego) a rezystancją źródła szumu.

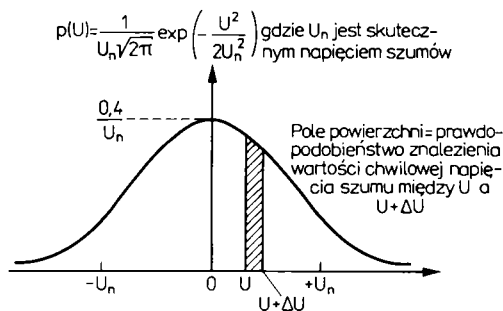


Rysunek 7.38.
Zależność napięcia szumów cieplnych od rezystancji

Wartość chwilowa napięcia szumu cieplnego jest, ogólnie rzecz biorąc, niemożliwa do przewidzenia, lecz rozkład jej prawdopodobieństwa jest rozkładem Gaussa o gęstości prawdopodobieństwa przedstawionej na rys. 7.39, gdzie $p(U)dU$ jest prawdopodobieństwem tego, że chwilowa wartość napięcia znajdzie się w przedziale $[U, U + dU]$, natomiast U_n jest wartością skuteczną napięcia szumów, podaną wcześniej.

Znaczenie szumu cieplnego polega na tym, że ustala on dolną granicę napięcia szumu w każdym detektorze, źródle sygnału, czy wzmacniaczu posiadającym rezystancję. Rezystancyjna część impedancji dowolnego źródła wytwarzającego szum cieplny, podobnie jak rezystory pracujące w obwodach zasilania, czy rezystory obciążenia dowolnego wzmacniacza. Tymi zagadnieniami zajmiemy się wkrótce.

Jest rzeczą interesującą, że każdy fizyczny odpowiednik rezystancji (każdy mechanizm po-



Rysunek 7.39.

wodzący rozpraszanie energii układu fizycznego, na przykład, tarcie lepkościowe działające na małe cząsteczki poruszające się w cieczy) ma związane z nim fluktuacje wartości odpowiedniej wielkości fizycznej (w rozpatrywanym przypadku prędkości cząsteczek przejawiające się w postaci chaotycznych ruchów Browna). Szum cieplny jest specyficznym przypadkiem takiego fluktuacyjno-rozproszeniowego zjawiska.

Nie należy mylić szumu cieplnego z dodatkowym napięciem szumu, powstającym w rezultacie fluktuacji rezystancji danego rezystora, pojawiających się po doprowadzeniu do niego prądu ze źródła zewnętrznego. Ten „nadmiarowy szum” charakteryzuje się widmową gęstością mocy, proporcjonalną do $1/f$ (w przybliżeniu), a jego poziom jest bardzo zależny od konstrukcji danego rezystora. Powrócimy do tego zagadnienia później.

Szum śrutowy

Prąd elektryczny jest przepływem dyskretnych ładunków elektrycznych, niepodobnym do gładkiego przepływu cieczy. Skończoność kwantu ładunku powoduje fluktuacje wartości prądu utworzonego z wielu takich ładunków. Jeśli ładunki nie oddziałują wzajemnie na siebie, wartość skuteczna składowej fluktuacyjnej prądu wyraża się wzorem:

$$I_{szumu} = I_n = (2qI_0B)^{1/2}$$

gdzie: q — ładunek elektronu ($1,60 \cdot 10^{-19} \text{C}$), I_0 — składowa stała prądu, B — szerokość pasma pomiarowego. Na przykład, prąd „stały” o wartości 1 A ma składową fluktuacyjną o wartości skutecznej 57 nA, zmierzoną w pasmie o szerokości 10 kHz, tzn. względne fluktuacje prądu wynoszą $6 \cdot 10^{-6} \%$. Względne fluktuacje mają większą wartość dla mniejszych wartości składowej stałej prądu. Dla prądu „stałego” o war-