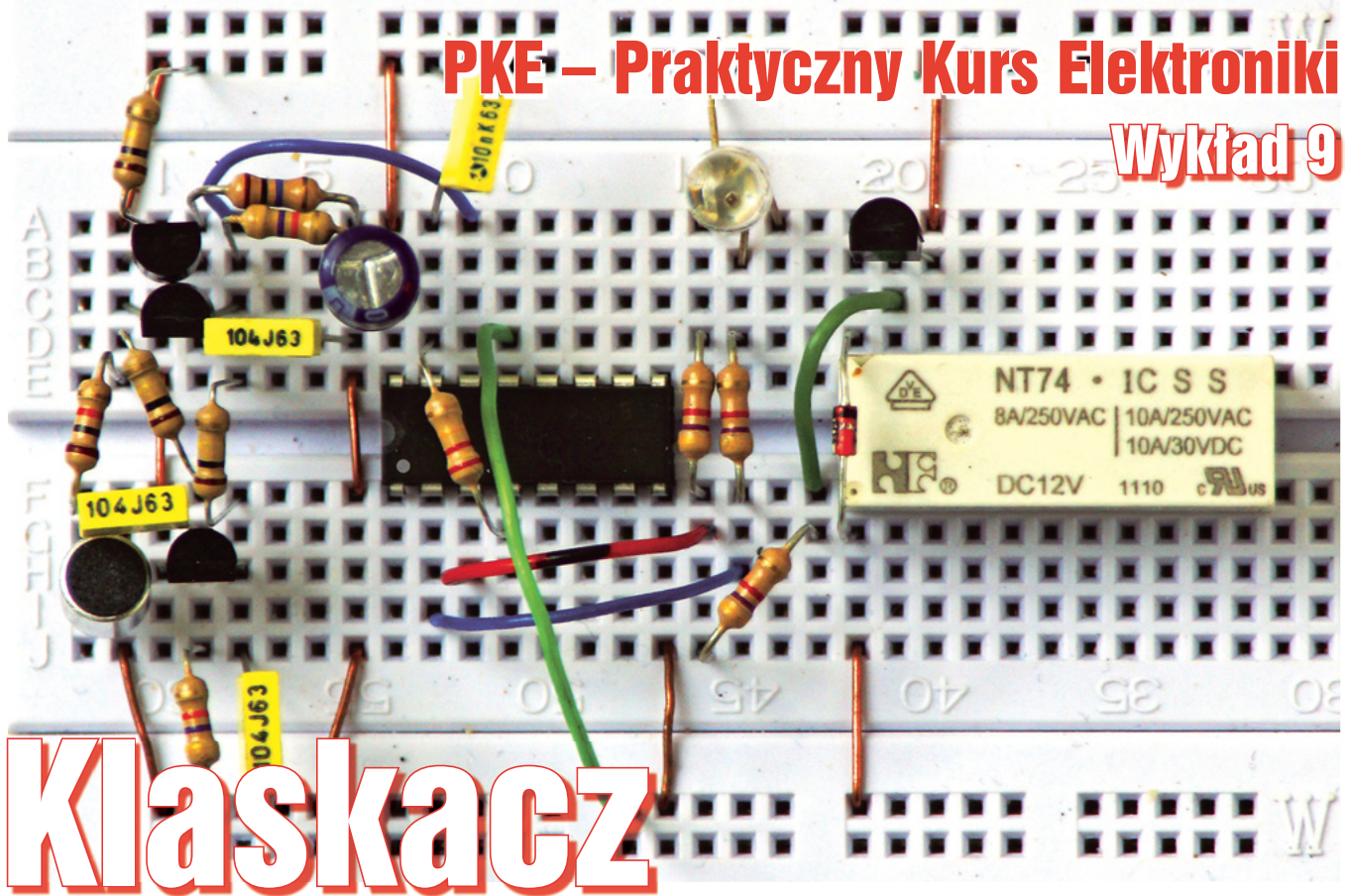


PKE – Praktyczny Kurs Elektroniki

Wykład 9



Klaskacz

Na fotografii tytułowej pokazany jest model **Klaskacza**. Ten wyjątkowo atrakcyjny, praktyczny i zaskakująco prosty projekt wprawi w zdumienie kolegów i rodzinę. Jak najbardziej może też znaleźć praktyczne zastosowanie. Klaskacz to dźwiękowy układ zdalnego sterowania za pomocą kłaśnięcia w dłoń. Każde kłaśnięcie włącza/wyłącza przełącznik i zmienia kolor świecenia diody LED. Działanie układu przedstawione jest na filmie, dostępnym w Elportalu (www.elportal.pl/pke). Układ reaguje na „ostre”, wysokie dźwięki, natomiast praktycznie nie reaguje na „normalne” dźwięki (mowa, muzyka).

Opis układu dla „zaawansowanych”

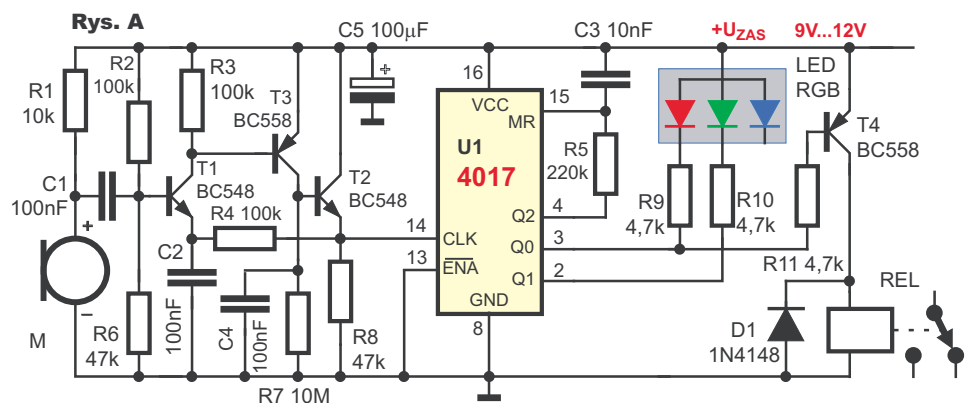
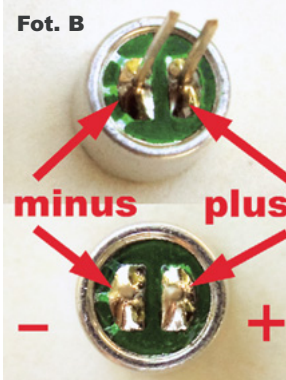
Schemat Klaskacza przedstawiony jest na **rysunku A**. Układ elektroniczny składa się z dwóch głównych bloków – czujnika dźwiękowego ze wzmacniaczem z tranzystorami T1... T3 oraz tak zwanego przerzutnika T (toggle) zrealizowanego na układzie scalonym U1, na liczniku CMOS 4017. Na wejściu pracuje mikrofon elektretowy M, a elementami wykonawczymi są trzycolorowa dioda świecąca (LED RGB) oraz przełącznik (REL). **Fotografia B** pokazuje

z bliska mikrofon elektretowy, w którym metalowa obudowa zawsze jest połączona z wyprowadzeniem ujemnym (z masą).

Jest to element biegunowy – odwrotne włączenie uniemożliwi prawidłową pracę.

Sygnał z mikrofonu elektretowego M jest wzmacniany w nietypowym wzmacniaczu tranzystorowym, który wzmacnia tylko przebiegi o wysokich częstotliwościach. Dzięki temu słabo reaguje na „normalne” dźwięki mowy czy muzyki. Dla wyższych częstotliwości akustycz-

nych kondensator C2 stanowi niemal zwarcie, więc układ ma dla takich przebiegów duże wzmocnienie. Dla małych częstotliwości wzmacniacz ten ma wzmocnienie bliskie jedności. Pojawienie się silnego sygnału z mikrofonu, zawierającego znaczną ilość składowych o wyższych częstotliwościach, powoduje reakcję układu: dodatnie połówki sygnału z mikrofonu powodują dodatkowe otwarcie T1, a to otwiera T3. Rośnie napięcie na dwójniku R7C4. Wzmacniacz jest nietypo-



wy, ponieważ zawiera obwód R7, C4 oraz dodatkowy bufor-wtórnik w postaci tranzystora T2. Kłaśnięcie w dłoń powoduje szybkie naładowanie kondensatora C4 przez tranzystor T3, a potem powolne jego rozładowywanie przez R7. Po kłaśnięciu, na rezystorze R8, a więc także na wejściu zegarowym układu 4017 (nóżka 14) występuje impuls dodatni, powodujący zmianę stanu licznika.

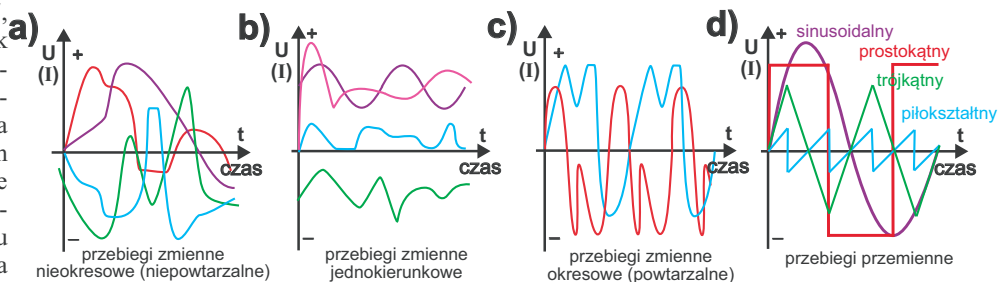
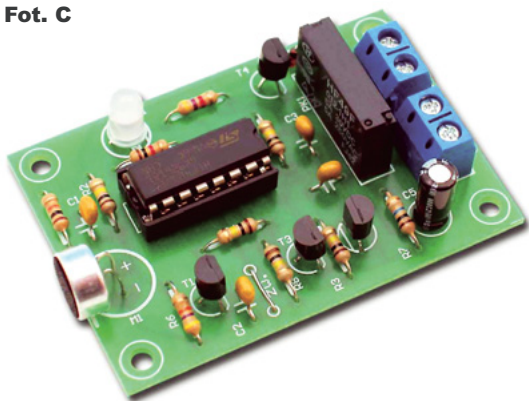
Jednocześnie zwiększenie napięcia na R8, a w konsekwencji także na C2, powoduje zatkanie tranzystora T1, przez co wzmacniacz na czas rozładowania C4 przez R7 zostaje praktycznie wyłączony, co zapewnia prawidłową pracę licznika U1. Zasadniczo licznik 4017 zlicza do dziesięciu. W tym przypadku cykl zliczania został skrócony do dwóch stanów (0-1-0-1-itd.), a to dzięki dołączeniu wyjścia Q2 (nóżka 4) do wejścia zerującego RST (nóżka 15). Dodatkowy obwód R5C3 zapewnia wyzerowanie licznika po włączeniu zasilania. Świeci wtedy zielona struktura diody LED RGB, a przekaźnik REL jest wyłączony. Aktualny stan przerzutnika pokazuje dwukolorowa dioda LED – każde kłaśnięcie w dłoń spowoduje zmianę koloru świecenia lampki i zmianę stanu przekaźnika.

Prezentowany układ dostępny jest też w sklepie internetowym AVT (www.sklep.avt.pl) jako kit AVT-721-2, zawierający komplet elementów oraz płytkę drukowaną. **Fotografia C** pokazuje zmontowany model kitu AVT-721-2.

Poznajemy elementy i układy elektroniczne

We wcześniejszych wykładach zaczęliśmy badać przebiegi zmienne. Wszelkie zmiany napięcia lub prądu to **przebiegi zmienne**. Dość często są to przebiegi **jednokierunkowe**: zmienia się wartość napięcia czy prądu, ale kierunek (biegunowość) się nie zmienia. W elektronice najbardziej interesują nas przebiegi **okre-**

Fot. C



Rys. 1

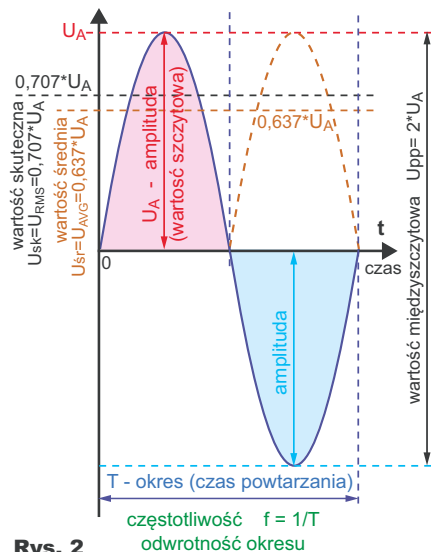
sowe, czyli powtarzalne. Często interesują nas przebiegi okresowe **przemienne**, gdy zmienia się i wartość, i kierunek (biegunowość) – przykłady na **rysunku 1**. Prąd przemienne płynie na przemian w jedną i drugą stronę – wygląda to bardziej na drgania – wibracje względem stanu równowagi. W elektronice mamy do czynienia z przebiegami przemieniami o najróżniejszych kształtach, w tym prostokątnym, trójkątnym, piłokształtnym i sinusoidalnym. Często nałożone są na napięcie czy prąd stały – dlatego w praktyce bardzo często oddzielnie rozpatrujemy sytuację dla prądów i napięć stałych, a oddzielnie dla zmiennych.

Parametry przebiegów stałych i zmiennych. Napięcia i prądy stałe charakteryzujemy bez trudu, podając ich wartość odpowiednio w voltach i amperach. Trudniej jest w przypadku przebiegów zmiennych. Przebiegi mogą mieć różne kształty, dlatego możemy też podać **wartość szczytową**, czyli **amplitudę** oraz **wartość międzyszczytową**. Możemy podać **wartość średnią** (która dla przebiegów przemiennych wynosi zero). Jednak w praktyce najważniejsza jest tak zwana **wartość skuteczna** (230V napięcia sieci to właśnie wartość skuteczna), która charakteryzuje „możliwości energetyczne” przebiegu.

W przypadku przebiegów powtarzalnych, czyli okresowych, możemy podać czas – **okres powtarzania** w sekundach, ale zdecydowanie częściej podajemy odwrotność okresu – **częstotliwość**, czyli liczbę zmian na jednostkę czasu, oznaczaną **f** (*frequency*), wyrażaną w hercach (Hz). Na przykładzie sinusoidy ilustruje to **rysunek 2**.

Wbrew wyobrażeniom początkujących, ani przebieg prostokątny, ani trójkątny nie są ani najprostszymi, ani najważniejszymi przebiegami. Zapamiętaj, że **najpopularniejsza i najważniejsza jest sinusoida, która jest przypadkiem szczególnym, wyjątkowym**.

Sinusoida jest przebiegiem podstawowym, elementarnym także



Rys. 2

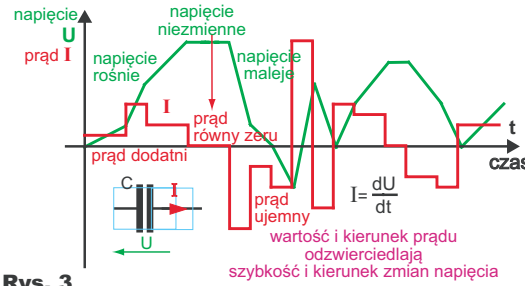
w tym sensie, że dowolny przebieg powtarzalny można złożyć ze składowej stałej i szeregu odpowiednio dobranych sinusoid (tzw. szereg Fouriera). W praktyce dość często robimy coś odwrotnego – przebieg złożony rozdzielamy, filtrujemy, na składową stałą i na sinusoidalne składowe zmienne. Kolejny argument, że sinusoida jest przebiegiem podstawowym, poznasz w następnym wykładzie, przy omawianiu zjawiska rezonansu.

A oto przykład kondensatora, pokazujący wyjątkowość sinusoidy: jak wspomnieliśmy wcześniej, czym większy prąd, tym szybciej ładuje/rozładowuje się kondensator. I odwrotnie: szybsze zmiany napięcia powodują przepływ większego prądu. Ponadto czym większa pojemność C, tym większy prąd płynie przy danej szybkości zmian napięcia. Zapisujemy to wzorem matematycznym $i=C*\Delta u/\Delta t$, w uproszczeniu $I=C*\Delta/\Delta$, a w jeszcze większym uproszczeniu $I=Cu/t$.

Rysunek 3 pokazuje kilka przykładów. Wielkość i kierunek prądu odpowiada szybkości i kierunkowi zmian napięcia na kondensatorze. Zazwyczaj kształt przebiegu prądu jest odmienny od kształtu zmian napięcia. Jest jednak przypadek szczególny – **przebieg sinusoidalny**. Jeżeli na kondensatorze wystąpi napięcie o kształcie sinusoidalnym, to wtedy i prąd ma kształt sinusoidy, przy czym te sinusoidy

prądu i napięcia są wzajemnie przesunięte dokładnie o jedną czwartą okresu, jak pokazuje **rysunek 4**. Ponieważ sinusoida ma ścisły związek z ruchem obrotowym (jeden okres to jeden obrót, czyli 360 stopni, a w mierze kątovej 2π), przesunięcie między prądem i napięciem wyrażamy w jednostkach kąta – przesunięcie wynosi 90 stopni, czyli $\pi/2$.

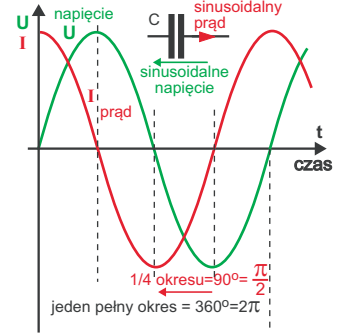
Co bardzo istotne, tylko w przypadku przebiegu sinusoidalnego, gdy mamy i sinusoidalne napięcie (U), i sinusoidalny prąd (I), możemy mówić, że kondensator stanowi pewnego rodzaju oporność (U/I), nazywaną **reaktancją pojemnościową**, oznaczaną X_C , też wyrażaną w omach. Podobnie jak przez rezystor prąd płynie według znanej zależności ($I = U/R$), analogicznie przez tę reaktancję płynie prąd o wartości $I = U/X_C$, a płynący prąd I wywołuje na reaktancji X_C spadek napięcia $U = I \cdot X_C$, gdzie U, I to wartości skuteczne sinusoidalnych (i przesuniętych) przebiegów napięcia i prądu – **rysunek 5a**. Oczywiście oporność ta zależy od pojemności kondensatora C, ale nie tylko. Oporność ta nie jest stała: czym większa częstotliwość przebiegu sinusoidalnego (f), tym reaktancja pojemnościowa X_C jest mniejsza według zależności $X_C = 1 / 2\pi f C$ i **rysunku 5b**, narysowanego w skali podwójnie logarytmicznej (skali, która nie ma zera). Oporność X_C jest dziwna dlatego, że prąd i napięcie w kondensatorze są wzajemnie przesunięte o kąt prosty (90 stopni), więc także reaktancja pojemnościowa X_C jest w pewnym sensie „prostopadła” do rezystancji R, co początkującym wydaje się bardzo dziwne. Podkreślam, że o reaktancji pojemnościowej jako współczynniku proporcjonalności między prądem i napięciem ($I=U/X_C$) możemy mówić tylko w przypadku przebiegów sinusoidalnych. Przy innych przebiegach zależność prądu i napięcia wyznacza podstawowy wzór $i=C \cdot du/dt$.



Rys. 3

Kondensatory często pracują w obwodach filtrów sygnałów o różnych częstotliwościach. Na razie zwróć uwagę, że zgodnie ze wzorem $X_C=1/2\pi fC$, dla przebiegów stałych, czyli dla przebiegów o częstotliwości $f=0$, kondensator ma nieskończenie wielką oporność (reaktancję) – stanowi *przerwę*. Z kolei przy bardzo dużych częstotliwościach kondensator ma znikomo małą reaktancję X_C , co możemy traktować jako *zwarcie*. Takie skrajne przypadki ilustruje w uproszczeniu **rysunek 6** i często właśnie tak rozumiemy obecnie i rolę kondensatorów w układzie. Częstotliwość graniczna między częstotliwościami „małymi” a „dużymi” to $f = 1 / 2\pi RC$ – do tego szczegółu jeszcze wrócimy.

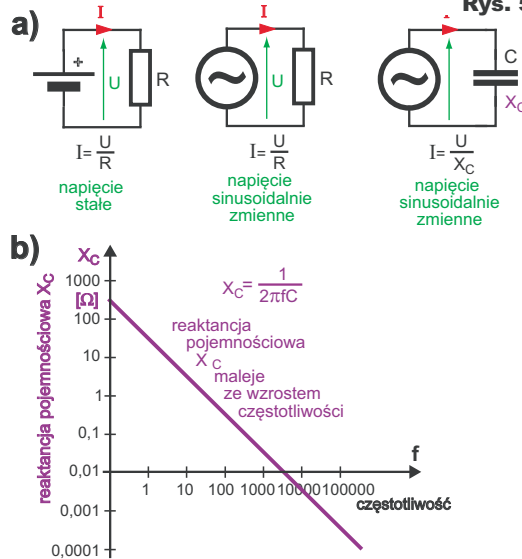
Kondensatory często wykorzystujemy do oddzielania i łączenia *składowej stałej* oraz *składowej zmiennej*. Jeżeli włączymy



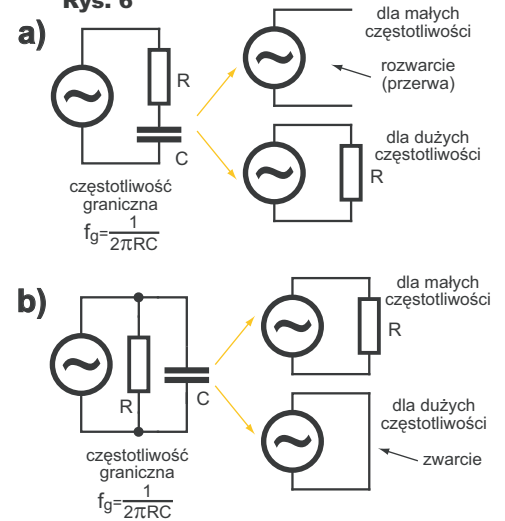
Rys. 4

kondensator o odpowiednio dużej pojemności między szyny zasilania, to z punktu widzenia przebiegów zmiennych, obie szyny są zwarte, czyli dla przebiegów zmiennych zasadniczo są tym samym obwodem. I tak układ z **rysunku 7a** z punktu widzenia prądu stałego wygląda jak na **rysunku 7b**, bo pojemności są wtedy rozwarciem, przerwą. Natomiast dla wysokich częstotliwości możemy go przedstawić w nieco dziwnej postaci, jak na **rysunku 7c**, bo pojemności wtedy są zwarciami.

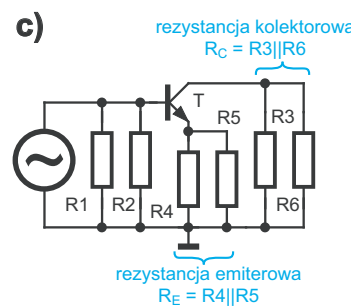
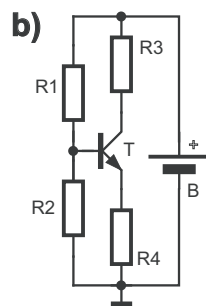
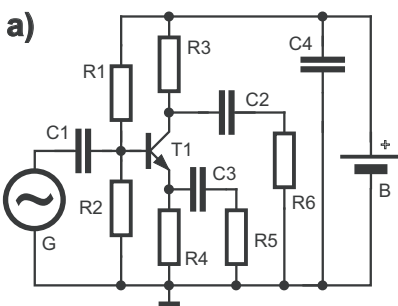
Podobnie jak kondensatory, specyficznie zachowują się też cewki. W wykładzie 6 mówiliśmy, że przy zmianach prądu cewka wytwarza napięcie samoindukcji. Miarą zdolności przeciwstawiania się zmianom prądu jest indukcyjność,



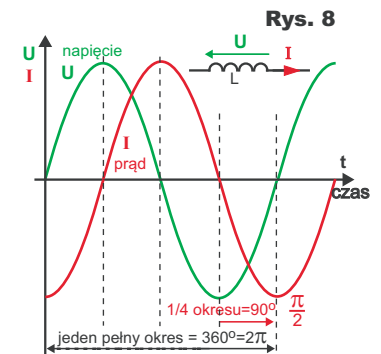
Rys. 5



Rys. 6



Rys. 7



Rys. 8

oznaczana literą L , wyrażana w henrach (H). Czym szybsze zmiany prądu, tym wyższe wytwarzane napięcie samoindukcji ($u = L \cdot di/dt$, w uproszczeniu $U = L \cdot \Delta i/\Delta t$). Zależności są podobne jak dla kondensatora (patrz rysunek 3), tylko niejako odwrotne. Niemniej analogicznie, wyłącznie przy przebiegu sinusoidalnym, i prąd, i napięcie są sinusoidalne, tylko są przesunięte „odwrotnie” niż w kondensatorze, co ilustruje **rysunek 8**. Podobnie wyłącznie dla przebiegów sinusoidalnych możemy mówić o oporności cewki – o reaktancji indukcyjnej X_L , której wartość określa wzór $X_L = 2\pi fL$. Odwrotnie niż w kondensatorze, idealna cewka przy częstotliwości $f=0$, czyli dla napięć i prądów stałych, ma oporność równą zero – stanowi zwarcie. Reaktancja rośnie ze wzrostem częstotliwości, teoretycznie do nieskończoności. W skali podwójnie logarytmicznej, analogicznie jak na rysunku 5, zmiany reaktancji cewki przedstawia linia prosta, tylko „rosnąca”. W rzeczywistości do reaktancji indukcyjnej X_L dodaje się rezystancja drutu cewki, a w grę wchodzi też małe pojemności pasożytnicze, ale to odrębny, szeroki temat.

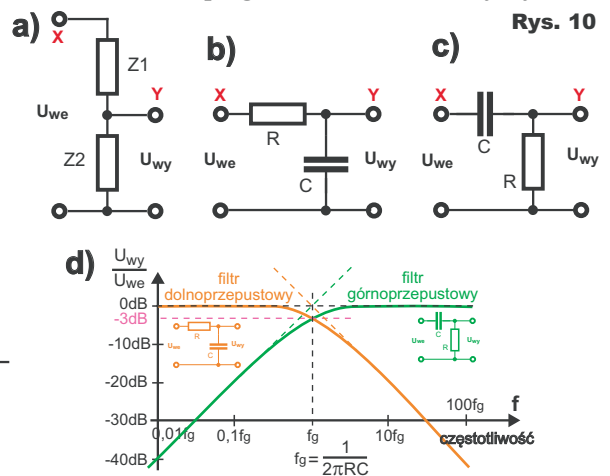
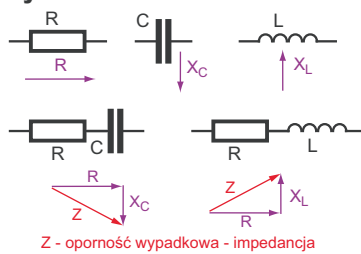
Z uwagi na przesunięcie prądu względem napięcia, także reaktancja indukcyjna X_L jest w pewnym sensie prostopadła do rezystancji R , ale też odwrotna względem reaktancji pojemnościowej X_C , co ilustrujemy jak na **rysunku 9**. Takie przedstawienie słusznie wskazuje, że z uwagi na przesunięcie napięcia i prądu, tego rodzaju oporności musimy dodawać wektorowo, a nie przez zwykłe sumowanie wartości liczbowych. Przy okazji dodajmy, że oporność wypadkowa (oporność zespolona) to **impedancja**, oznaczana zwykle literą Z , wyrażana w omach.

Zwróć uwagę, że łącząc szeregowo dwie dowolne impedancje (rezystancje, reaktancje), otrzymujemy dzielnik napięcia – **rysunek 10a**. Ponieważ reaktancja X_C zależy od częstotliwości, taki obwód staje się **filtrem**. Filtr dol-

noprzepustowy z **rysunku 10b** tłumi wyższe częstotliwości, a filtr górnoprzepustowy z **rysunku 10c** przepuszcza tylko wyższe częstotliwości. Co ciekawe, przy częstotliwości granicznej $f = 1 / 2\pi RC$ reaktancja pojemnościowa X_C jest liczbowo równa rezystancji R , jednak z uwagi na przesunięcie fazy (rysunek 9) sygnał wyjściowy w punkcie Y ma nie 0,5, tylko 0,71 wielkości sygnału w punkcie X. Ilustruje to **rysunek 10d**, narysowany w skali podwójnie logarytmicznej. Zwróć uwagę, że pionowa oś jest wyskalowana w **decybelach**. Zasadniczo **decybel to miara stosunku dwóch wielkości**. Zamiast podawać stosunek U_{wy}/U_{we} w „razach”, podajemy go w decybelach. Dla napięcia i prądu stosunek w decybelach to 20 logarytmów ze stosunku (U_{wy}/U_{we}), podanego w „razach”. Na przykład $U_{wy}/U_{we}=10$, to $20 \cdot \log_{10}$, czyli 20dB, $U_{wy}/U_{we}=1000$ to 60dB, a $U_{wy}/U_{we}=0,01$ to -40dB.

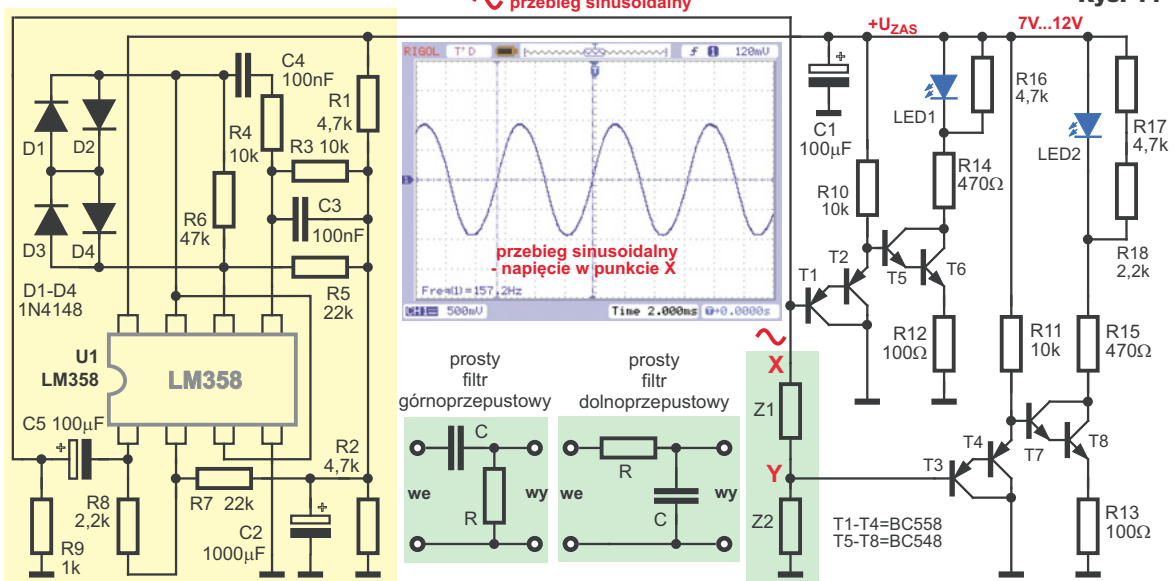
W ramach ćwiczeń na początek zbudujmy generator przebiegu sinusoidalnego i sprawdźmy omawiane wcześniej zależności. Na **rysunku 11** żółtą podkładką wyróżniony jest generator sinusoidy, zrealizowany na tak zwanym wzmacniaczu operacyjnym

Rys. 9

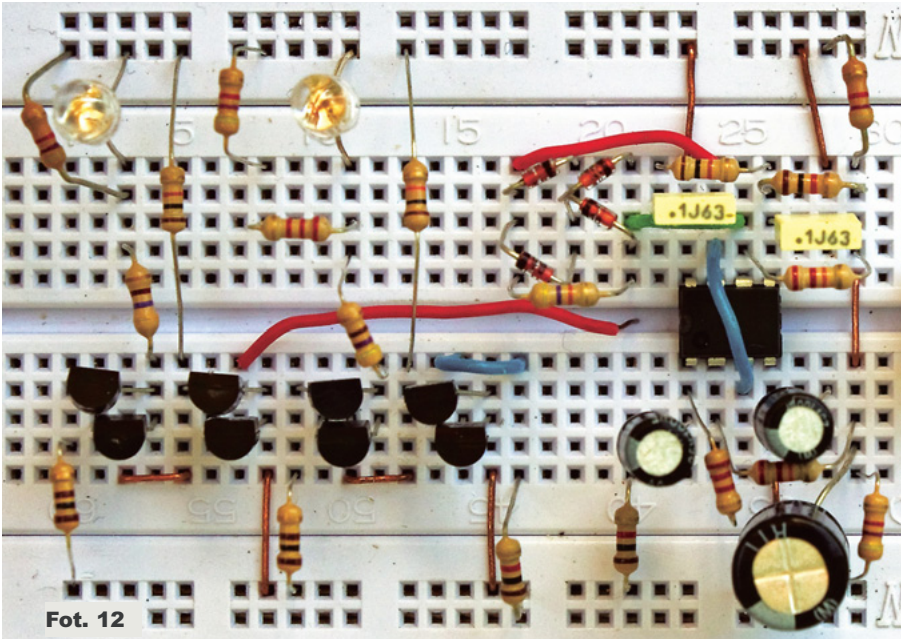


Rys. 10

Rys. 9



Rys. 11

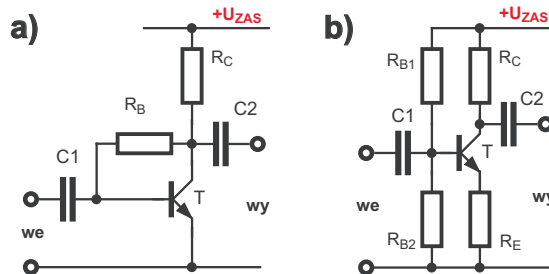


Fot. 12

diod LED1, LED2, sprawdzisz, czy przebieg jest tłumiony przez filtr i na ile. Mój model pokazany jest na **fotografii 12**.

W miejsce Z2 wstaw rezystor $1k\Omega$, a w miejsce Z1 wkładaj kolejno kondensatory $1\mu F$, $100nF$, $10nF$ i $1nF$. Sprawdź, jak zmniejsza się jasność diody. Analogicznie zbadaj filtr dolnoprzepustowy. Możesz śmiało w bardzo szerokim zakresie zmieniać częstotliwość przebiegu generatora, wymieniając jednakowe kondensatory $C=C3=C4$ ($1nF...1\mu F$) lub jednakowe rezystory $R=R3=R4$ ($2,2k\Omega...1M\Omega$). Namęczyłem się trochę, tak dobierając wartości elementów układu, żebyś wśród pozostałych, niewykorzystanych elementów miał do dyspozycji po dwa jednakowe rezystory i kondensatory potrzebnych nominalów.

Gdy będziesz zmieniał częstotliwość generatora przez zmianę wartości $R3=R4$ lub $C3=C4$, niech Z1 i Z2 mają niezmiennicze wartości – obserwuj jasność diod LED przy różnych częstotliwościach przebie-

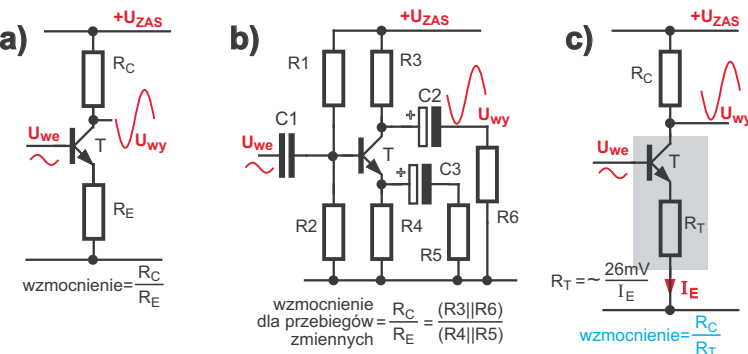


Rys. 14

gu. Częstotliwość wytwarzanego przebiegu wynosi mniej więcej $f = 1 / 2\pi RC$

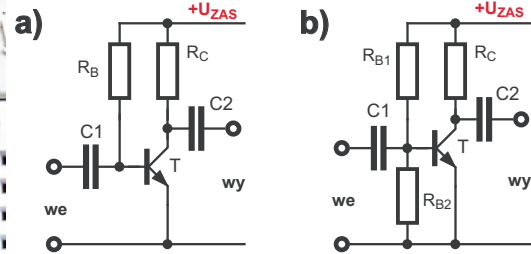
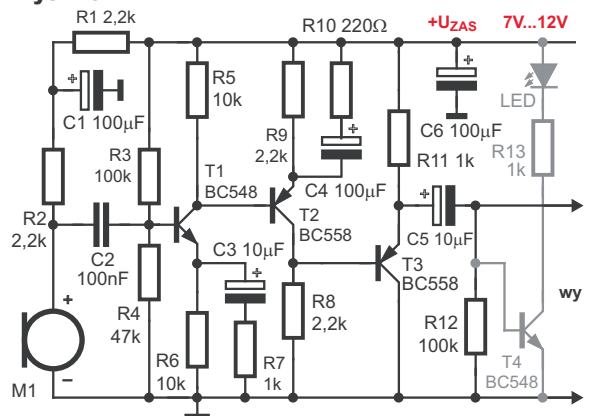
A teraz kolejne ważne zagadnienie. W podręcznikach do dziś wiele uwagi poświęca się wzmacniaczom sygnałów zmiennych ze wspólnym emiterem (OE) i ze wspólną bazą (OB). Choć dziś takie klasyczne rozwiązania wykorzystujemy bardzo rzadko, warto trochę o nich wiedzieć.

OE – wzmacniacz ze wspólnym emiterem. Tranzystor może pracować tylko przy napięciach i prądach o określonej biegunowości, więc wzmacnianie przebiegów zmiennych



Rys. 15

Rys. 16



Rys. 13

można zrealizować jedynie na tle napięć i prądów stałych, w najprostszym przypadku według **rysunku 13**. Jednak praktyczną przydatność takich wzmacniaczy całkowicie przekreśla fatalna stabilność cieplna. Zmiany temperatury złącza i napięcia U_{BE} powodują tu duże zmiany punktu pracy, czyli prądów i napięć. Ponadto w wersji z **rysunku 13a** należałoby indywidualnie dobierać wartości rezystora R_B , zależnie od wzmocnienia prądowego konkretnego egzemplarza tranzystora.

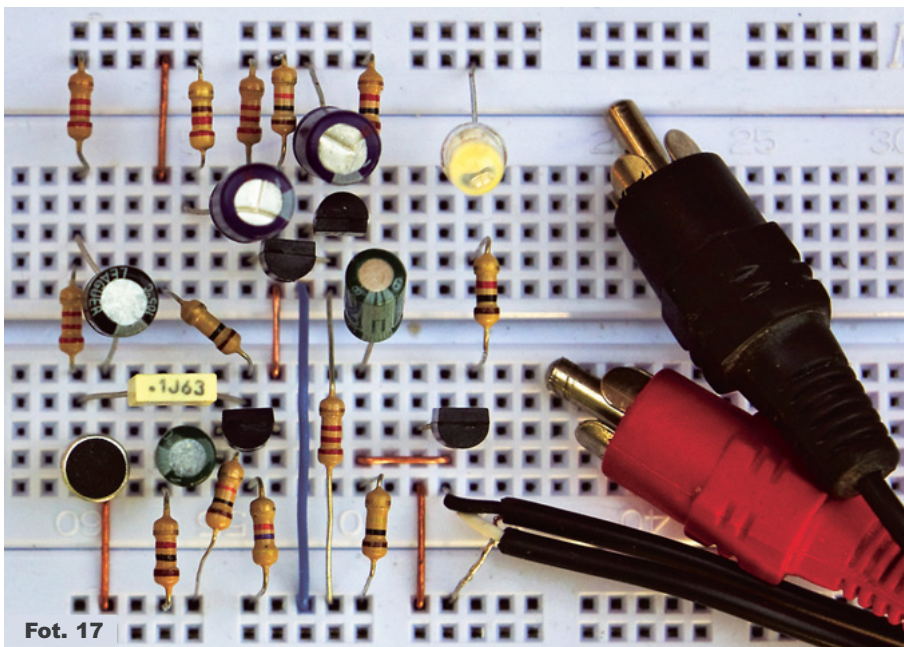
Najprostszym sposobem poprawy jest wprowadzenie ujemnego sprzężenia zwrotnego, co było sygnalizowane już w wykładzie 3 na **rysunku 4**. Czasem robi się to przez włączenie rezystora między kolektorem i bazą według **rysunku 14a**. Jednak częściej ujemne sprzężenie zwrotne realizuje się przez dodanie rezystora w obwodzie emitera według **rysunku 14b**. Coś za coś: ujemne sprzężenie zwrotne zwiększa stabilność punktu pracy, ale zmniejsza wzmocnienie napięciowe. Ścisłej biorąc, wzmocnienie prądowe tranzystora nie zmienia się ani trochę, natomiast wzmocnienie napięciowe wyznaczone jest przez warunki pracy tranzystora. Nie wchodząc w szczegóły: dla małych sygnałów **wzmocnienie to stosunek rezystancji kolektorowej R_C do rezystancji emiterowej R_E** , co w uproszczeniu ilustruje **rysunek 15a**. W praktycznych układach, np. z **rysunku 15b**, rezystory $R1...R4$ decydują o stałoprądowym punkcie pracy. Natomiast dla wyższych częstotliwości kondensator $C3$ ma małą reaktancję X_C , przez co wypad-

kowa rezystancja emiterowa jest mniejsza, a wzmocnienie – większe. Sytuacja wygląda jak na wcześniejszym rysunku 7c, więc wzmocnienie wyznaczone jest przez stosunek rezystancji R_C/R_E . Ścisłej biorąc, w tranzystorze „wbudowana” jest też niewielka wewnętrzna rezystancja R_T o wartości około $26mV/I_E$, co ogranicza maksymalne wzmocnienie napięciowe tranzystora, jak pokazuje rysunek 15c.

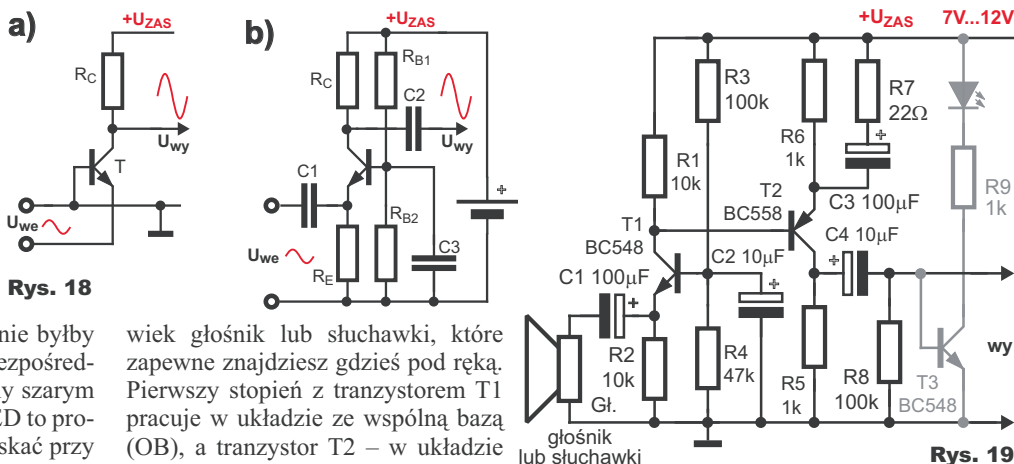
Przedwzmacniacz mikrofonowy. Domowe zestawy audio zwykle mają wejście pomocnicze AUX o czułości zbyt małej, by wzmocnić mały sygnał z mikrofonu. Aby podłączyć mikrofon, możesz zbudować dwustopniowy przedwzmacniacz według rysunku 16. Tranzystory T1 i T2 pracują jako wzmacniacze ze wspólnym emiterem (OE). Tranzystor T3 jest wtórnikiem – buforem, przedstawionym w wykładzie 4 na rysunkach 3...7. Mikrofon elektretowy M jest elementem biegunowym i wymaga polaryzacji, stąd rezystor R2 oraz dodatkowy filtr RIC1.

Fotografia 17 pokazuje mój model wraz z wtyczką typu RCA (chinch – czytaj: *czincz*). Wzmocnienie każdego stopnia możesz niezależnie regulować według potrzeb przez zmianę wartości R7 (220Ω...10kΩ) i R10 (47Ω...2,2kΩ). W wielu wypadkach wystarczyłoby tylko jeden stopień wzmocnienia, czyli obwód z tranzystorem T2 nie byłby potrzebny (baza T3 dołączona bezpośrednio do kolektora T1). Zaznaczony szarym kolorem tranzystor T4 i dioda LED to prosty monitor – dioda powinna błyskać przy głośniejszych sygnałach. Taki monitor przyda się podczas uruchamiania, natomiast podczas normalnej pracy przedwzmacniacza mógłby zniekształcać najsilniejsze sygnały.

OB – wzmacniacz ze wspólną bazą. Tranzystor reaguje na zmiany napięcia U_{BE} . Dla tranzystora nie ma znaczenia, na którą elektrodę podany zostanie sygnał. Ku zdziwieniu początkujących, elektrodą wspólną może być baza, a wejściem będzie... emiter, co w uproszczeniu pokazuje rysunek 18a. Prąd emitera płynie teraz przez źródło sygnału, a to oznacza, że oporność wejściowa układu OB jest mała. W rzeczywistości trzeba zapewnić polaryzację stałoprądową tranzystora, na przykład według rysunku 18b. Konfiguracja OB jest często wykorzystywana przy wysokich częstotliwościowych, w rozmaitych urządzeniach radiowych. My zrealizujemy według rysunku 19 i fotografii 20 nietypowy przedwzmacniacz mikrofonowy, gdzie mikrofonem jest... jakikol-



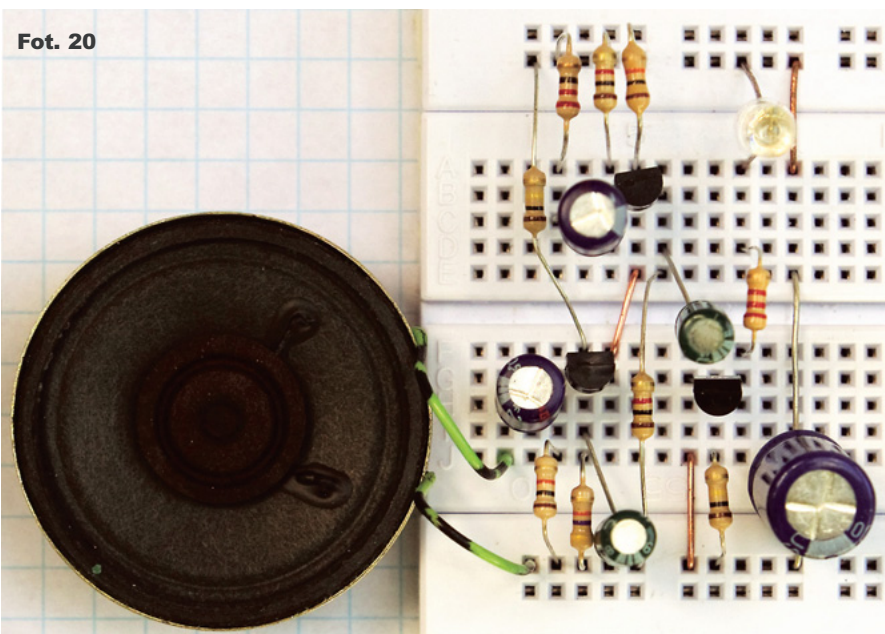
Fot. 17



Rys. 18

Rys. 19

wiek głośnik lub słuchawki, które zapewne znajdziesz gdzieś pod ręką. Pierwszy stopień z tranzystorem T1 pracuje w układzie ze wspólną bazą (OB), a tranzystor T2 – w układzie OE. W tej wersji nie dodaliśmy na

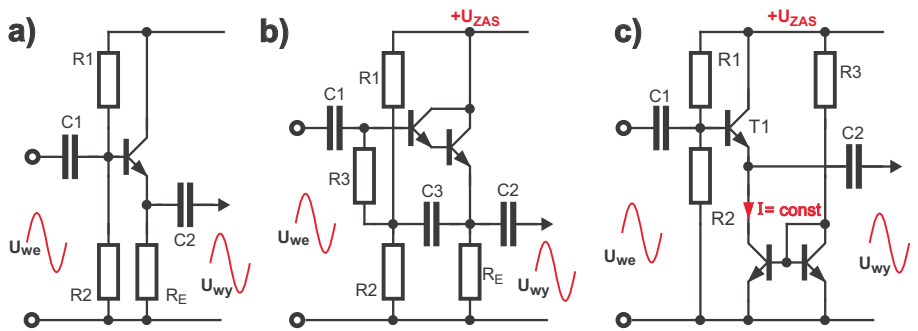


Fot. 20

wyjściu wtórnika – bufora, czyli układu ze wspólnym kolektorem. Wzmocnienie możesz regulować, zmieniając wartość R_7 ($10\Omega \dots 2,2k\Omega$). Tranzystor T3 jest prostym monitorem – dioda LED powinna błyskać przy głośnych dźwiękach.

OC – wzmacniacz ze wspólnym kolektorem. Układ ze wspólnym kolektorem już w zasadzie omówiliśmy w wykładzie 4, gdzie analizowaliśmy różne wtórniki – bufory. **Rysunek 21a** pokazuje ideę i praktyczną realizację zmiennoprądowego wzmacniacza ze wspólnym kolektorem, który wprawdzie nie wzmacnia napięcia, ale niejako wzmacnia prąd i ma dużą oporność wejściową. Jeszcze większą oporność ma wtórnik z układem Darlingtona i z „podciąganiem” (bootstrap) według **rysunku 21b**. Spotykana jest też ulepszona wersja wtórnika ze źródłem (lustrem) prądowym w roli rezystancji R_E – **rysunek 21c**.

Inne konfiguracje. Połączenie układu OE i OB według **rysunku 22** daje tak zwany **wzmacniacz kaskadowy** (nie mylić z kaskadowym), stosowany głównie w układach wysokonapięciowych oraz w urządzeniach wysokiej częstotliwości – radiowych. Tranzystor T1 pracuje w układzie OE, a T2 – OB. Natomiast połączenie układu OC z układem OB daje... znaną nam już parę różnicową z pojedynczym wyjściem – **rysunek 23**.



Rys. 21

R_O mają duże znaczenie np. przy łączeniu kaskadowym (nie kaskadowym) kilku stopni, jak ilustruje **rysunek 25a**, ponieważ rezystancja wejściowa obciąża wyjście poprzedniego stopnia. Tworzą się dzielniki, zmniejszające sygnał – **rysunek 25b**. Tylko w urządzeniach wysokiej częstotliwości (radiowych) rezystancja wyjściowa powinna być równa rezystancji wejściowej, by uzyskać tak zwane dopasowanie falowe. Natomiast w pozostałych układach, w tym w urządzeniach audio, oporność (rezystancja) wyjściowa R_O

Rys. 22

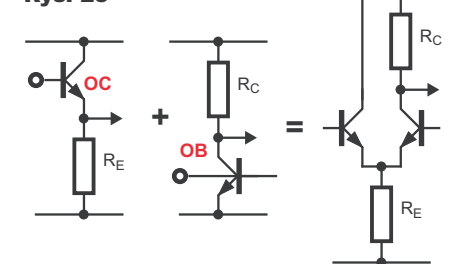
powinna być jak najmniejsza, a oporność wejściowa R_I – jak największa.

Niestety różnie z bywa. Wtórnik, układ ze wspólnym kolektorem, ma dużą rezystancję wejściową i małą wyjściową,

Rys. 23

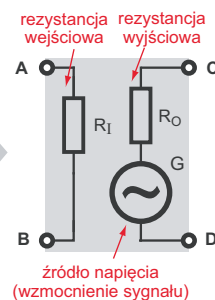
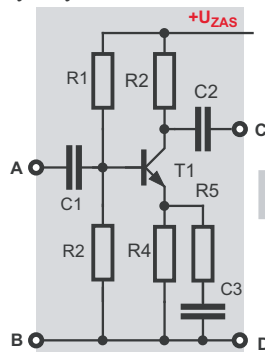
powinno być jak najmniejsza, a oporność wejściowa R_I – jak największa.

Rys. 23

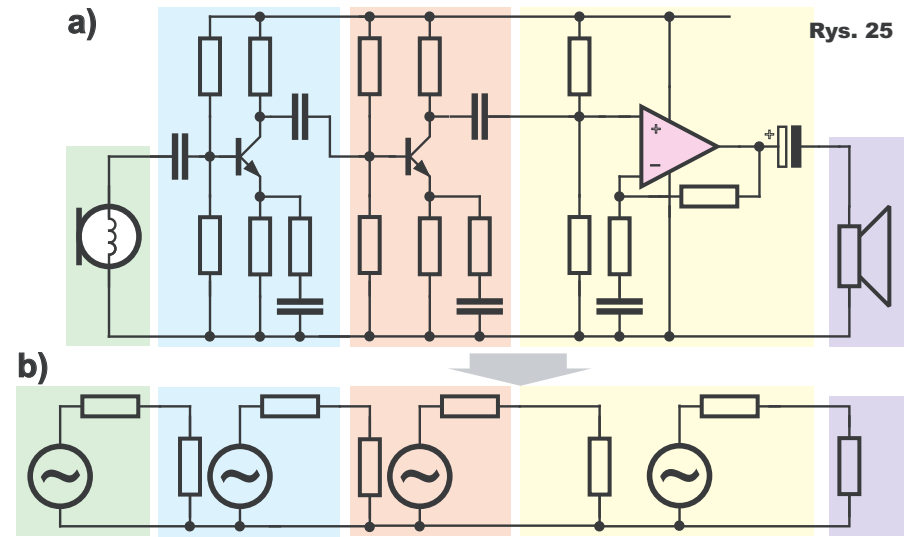


Problem oporności

Często mówimy o oporności wejściowej czy wyjściowej. W baterii nie ma wewnątrz rezystora, a mówimy o rezystancji wewnętrznej (patrz wykład 8, rysunek 1). Takie podejście znakomicie ułatwia zrozumienie zachowania baterii „w kontaktach zewnętrznych” oraz obliczenia. Dokładnie tak samo jest z układami elektronicznymi. Często nie interesują nas wszystkie szczegóły, tylko zachowanie tego układu przy „kontaktach zewnętrznych”, co ułatwia obliczenia. Dlatego często traktujemy układ jak pełniącą dane funkcje „czarną skrzynkę” i interesuje nas tylko, jak zachowuje się wejście układu, a jak jego wyjście. Jeżeli jakiś układ ma wejście, to interesuje nas oporność tego wejścia (oporność widziana od strony wejścia). W przypadku wzmacniaczy, mikrofonów, generatorów, itp., zachowanie ich wyjść jest bardzo podobne do zachowania baterii. Schemat zastępczy wzmacniacza tranzystorowego dla przebiegów zmiennych można narysować jak na **rysunku 24**. Rezystancje wejściowa R_I oraz wyjściowa



Rezystancje wejściowa R_I oraz wyjściowa R_O mają duże znaczenie np. przy łączeniu kaskadowym (nie kaskadowym) kilku stopni, jak ilustruje **rysunek 25a**, ponieważ rezystancja wejściowa obciąża wyjście poprzedniego stopnia. Tworzą się dzielniki, zmniejszające sygnał – **rysunek 25b**. Tylko w urządzeniach wysokiej częstotliwości (radiowych) rezystancja wyjściowa powinna być równa rezystancji wejściowej, by uzyskać tak zwane dopasowanie falowe. Natomiast w pozostałych układach, w tym w urządzeniach audio, oporność (rezystancja) wyjściowa R_O



Rys. 25

ale nie wzmacnia napięcia sygnału. Natomiast wzmacniacze OE, a tym bardziej OB mają stosunkowo małą rezystancję wejściową i stosunkowo dużą wyjściową.

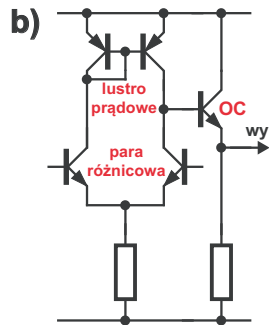
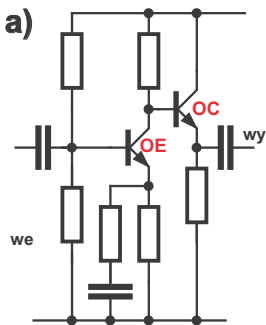
W układzie OE zwiększanie rezystancji emiterowej R_E korzystnie zwiększa rezystancję wejściową – Jak pokazuje rysunek 26a, rezystancja wejściowa samego tranzystora dla małych przebiegów zmiennych jest równa sumie rezystancji $R_T + R_E$ pomnożonej przez wzmacnienie prądowe (w uproszczeniu β , ściślej przez małosygnałowe wzmacnienie zmiennoprądowe, oznaczane h_{21}), ale do tego dochodzą dołączone równolegle rezystancje R_{B1} , R_{B2} . Dla przebiegów zmiennych wszystkie te rezystancje są połączone równolegle, co sygnalizował już rysunek 7c.

Jeszcze dziwniej jest z obwodem wyjściowym. Wcześniej cieszyliśmy się, że prąd kolektora nie zależy od napięcia na kolektorze i że obwód kolektora zachowuje się jak źródło prądowe. Z jednej strony to bardzo dobrze, ale jednocześnie oznacza to, że duże zmiany napięcia powodują znikome zmiany prądu, więc obwód kolektorowy tranzystora „sam z siebie” ma ogromną rezystancję wewnętrzną (dynamiczną). Dlatego we wzmacniaczach OE i OB rezystancja wyjściowa R_O jest praktycznie równa wartości rezystora kolektorowego R_C – rysunek 27. Jeśli chcemy uzyskać dużą wartość wzmacnienia napięciowego, to chcielibyśmy zastosować jak największą wartość R_C (patrz wcześniejszy rysunek 15). Bardzo duże wzmacnienie napięciowe uzyskalibyśmy, włączając w kolek-

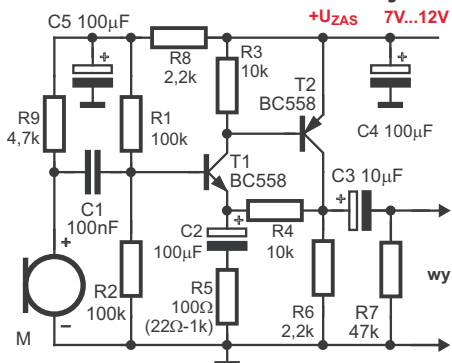
torze... źródło prądowe, które ma ogromną rezystancję dynamiczną, na przykład według rysunku 28a. Tego rodzaju wyjście ma jednak ogromną rezystancję wyjściową. W praktyce problem likwidujemy, dodając wtórnik (układ OC), który z natury ma dużą rezystancję wejściową – przykłady na rysunku 29.

Sygnalizuję Ci tu w dużym skrócie bardzo ważne zagadnienia. Nie przejmuj się, jeśli na razie nie wszystko rozumiesz. Wystarczy, że zapamiętasz podstawowe informacje o prostych układach wzmacniających i z powodzeniem je zrealizujesz. A na zakończenie tego wykładu jeszcze pożyteczna propozycja układowa.

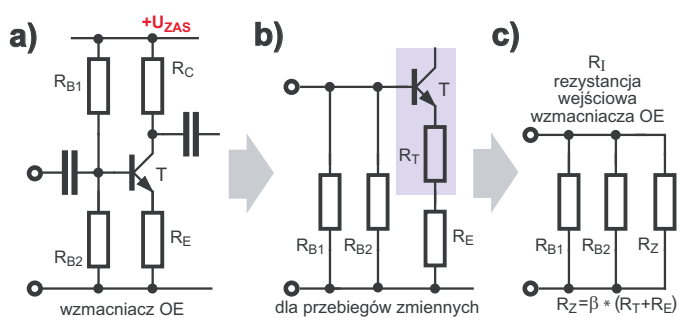
Przedwzmacniacz. Uniwersalny przedwzmacniacz dla małych sygnałów zmiennych (mikrofonowy) możesz zbudować według rysunku 30 i fotografii 31. Taki przedwzmacniacz jest prostszy i ma parametry lepsze niż układy z rysunków 16 i 19, a to dzięki objęciu obu



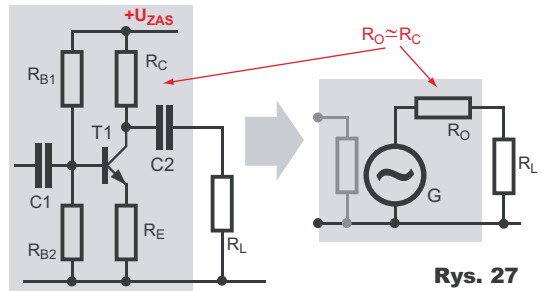
Rys. 26



Rys. 30

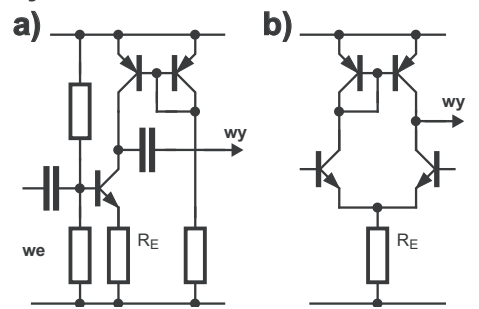


Rys. 27

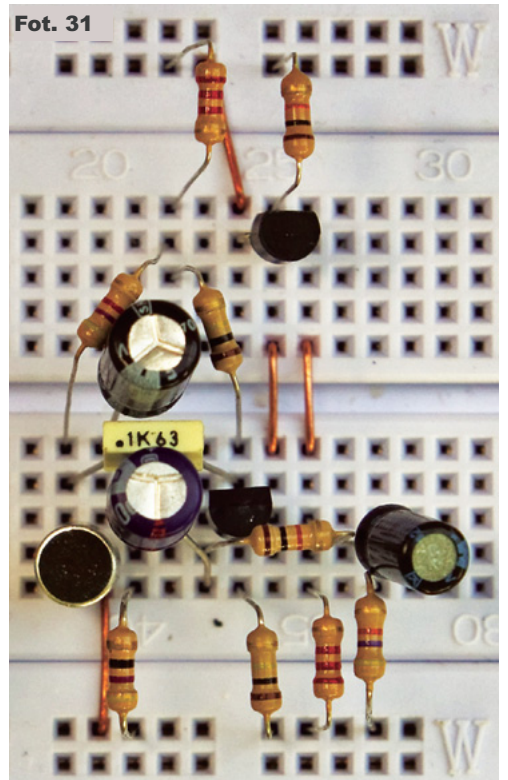


Rys. 28

Rys. 29



Fot. 31



Piotr Górecki