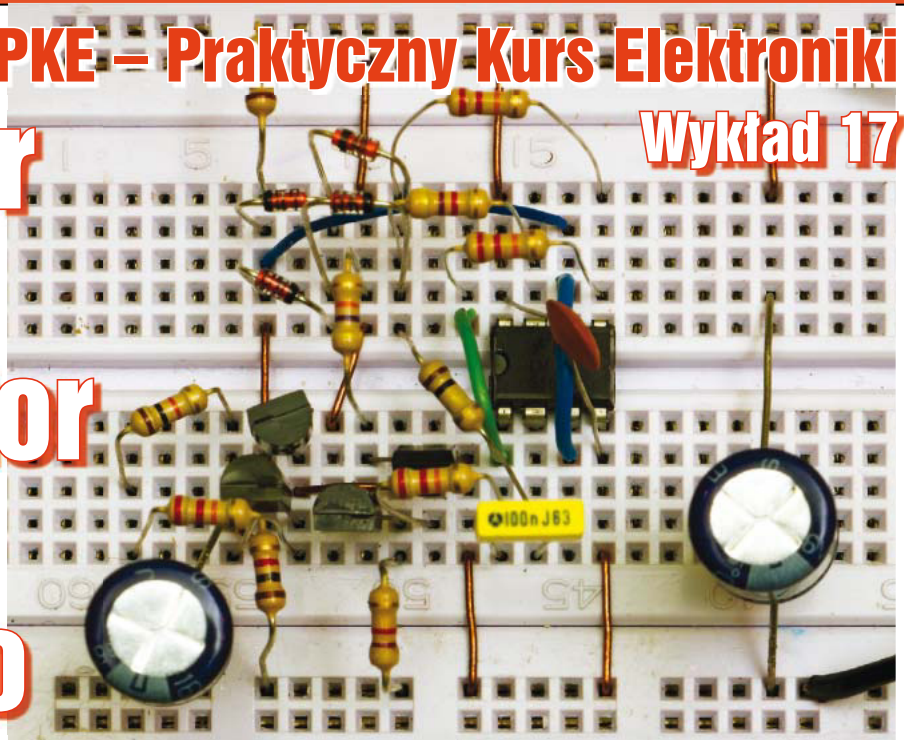


# Generator funkcji i generator szumu różowego



Na fotografii wstępnej widzisz model uniwersalnego generatora przebiegów: prostokątnego, trójkątnego i sinusoidalnego. To podstawowe przebiegi, bardzo często wykorzystywane podczas pomiaru różnych urządzeń elektronicznych. Schemat blokowy układu pokazany jest na **rysunku A**. Natomiast **rysunek B** prezentuje pełny schemat ideowy.

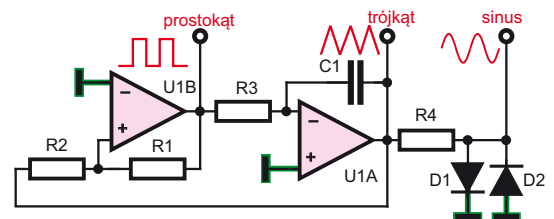
Ja podczas testów zasiliałem układ napięciem 15V. W zasadzie napięcie zasilania może wynosić 9V, ale lepiej, żeby było wyższe (mój model zaczyna pracę już przy 5,5V, ale sygnały są zniekształcone).

**Rysunek C** pokazuje przebiegi uzyskiwane na wyjściach – to zrzuty z ekranu oscyloskopu sygnałów z trzech wyjść naszego generatora. Jak widać, w bardzo prostym układzie uzyskaliśmy zaskakująco dobre parametry. Przebieg prostokątny jest wręcz idealny. Liniość przebiegu trójkątnego też jest znakomita. Mniej doskonały jest przebieg sinusoidalny. Nie jest to idealna sinusoidea. Jednak efekt należy uznać za jak najbardziej akceptowalny, jeżeli weź-

mie się pod uwagę zaskakująco prosty sposób uzyskania takiej sinusoidy.

Możesz zmieniać częstotliwość, wstawiając inne wartości elementów integratora R3 (10kΩ...1MΩ), C1 (1nF...1μF). Gdybyśmy w zestawie EdW09 mieli potencjometry, dodalibyśmy też możliwość płynnej regulacji.

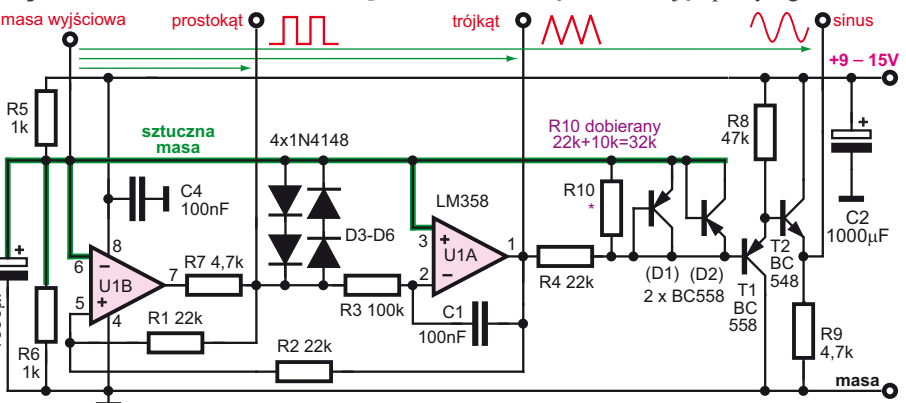
Nie próbuj jednak uzyskać zbyt dużej częstotliwości, bo nasz powol-



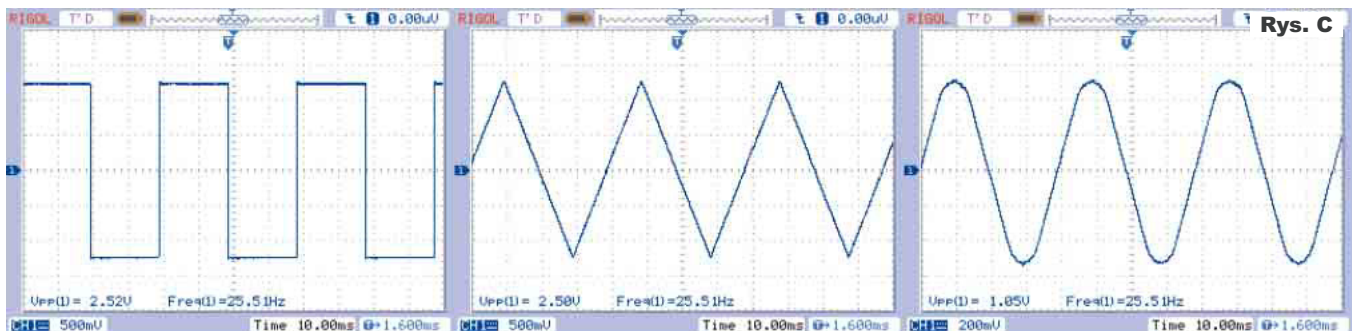
Rys. A

ny wzmacniacz LM358 sobie z tym nie poradzi.

Przedstawiana wersja nie pozwala na wizualną obserwację pracy generatora.



Rys. B



Rys. C

Możesz jednak usłyszeć dźwięk wytwarzanych przebiegów, podając sygnał z któregoś z wyjść na wejście AUX domowego zestawu audio. A jeżeli chcesz zwizualizować pracę generatora, zamiast diod D3–D6 wstaw połączone równolegle – przeciwsośnie dwie czerwone diody LED i zwiększ pojemność C1 do 1uF, ale wtedy znacznie powiększą się zniekształcenia generowanego przebiegu sinusoidalnego

### Opis układu dla zaawansowanych

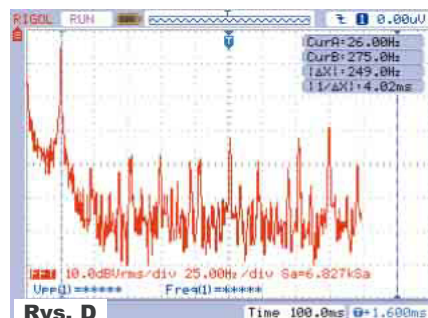
Jak widać na rysunku A, na dwóch wzmacniaczach operacyjnych zrealizowany jest klasyczny generator przebiegów prostokątnego i trójkątnego. U1B to przerzutnik Schmitta, U1A to integrator. Szerszy opis zasady działania takiego generatora znajdziesz w dalszej części artykułu. Przebieg trójkątny podawany jest przez rezystor R4 na diody D1, D2. Tworzy się w ten sposób nieliniowy dzielnik napięcia. Przy małych napięciach diody nie przewodzą, natomiast gdy napięcie staje się większe (dodatnie lub ujemne), wtedy zaczyna przewodzić jedna z diod D1, D2 i spłaszcza wierzchołek przebiegu trójkątnego. Nie jest to ostre ograniczanie, ponieważ charakterystyka diody jest logarytmiczna. W odpowiednich warunkach da to takie „zaokrąglenie wierzchołków trójkąta”, że sygnał będzie przypominał sinusoidę.

W naszej praktycznej realizacji zasilamy układ napięciem pojedynczym, więc musimy dodać obwody sztucznej masy. Realizujemy je bardzo prosto, nawet zbyt prosto jak na takie zastosowanie, za pomocą elementów R5, R6, C3. Na wyjściu przerzutnika U1B występuje przebieg prostokątny, ale napięcie przybiera wartość albo dodatniego, albo ujemnego napięcia nasycenia. Aby przebiegi były symetryczne, potrzebujemy napięcia prostokątnego, symetrycznego względem masy i o mniejszej wartości. Dlatego dodaliśmy ogranicznik z elementami R7, D3...D6. Jak pokazuje rysunek C, na jego wyjściu otrzymujemy przebieg prostokąt-

ny o wartości międzyszczytowej 2,52V. Jest on podobny do obwodu R4, D1, D2, ale ponieważ pracuje on wyłącznie przy przebiegach prostokątnych, nie ma tu żadnego „zaokrąglenia”, tylko ograniczanie.

Ponieważ rezystory R1, R2 są jednakowe, amplituda przebiegu trójkątnego na wyjściu wzmacniacza U1A jest taka sama, jak amplituda przebiegu prostokątnego.

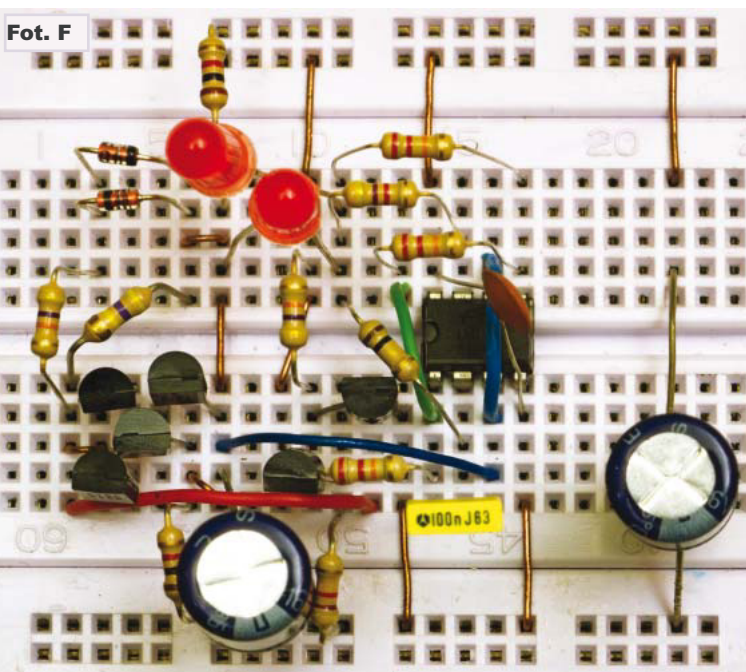
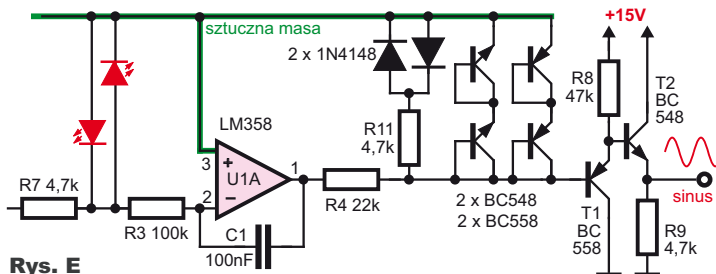
W obwodzie kształtowania sinusoidy w roli diod D1, D2 pracują tranzystory z bazą zwartą z kolektorem (2 x BC558, ale równie dobrze można wykorzystać BC548). Powodem jest nie tylko to, że wszystkie cztery diody zestawu EdW09 zużyliśmy w ograniczniku „prostokąta” – tak pracujące tranzystory mają nieco lepsze charakterystyki niż diody 1N4148. Działanie obwodu kształtowania sinusoidy polega w sumie na „zaokrągleniu wierzchołków trójkąta”. Aby w takim prościutkim obwodzie uzyskać w miarę małe zniekształcenia, trzeba optymalnie dobrać amplitudę przebiegu trójkątnego do napięcia przewodzenia diod D1, D2. My robimy to, dodając rezystancję R10, która z rezystorem R4 = 22kΩ tworzy



dzielnik. Pomiary mojego modelu wykazały, że przebieg najbardziej przypomina sinusoidę, gdy rezystancja R10 wynosi około 34kΩ, dlatego w roli R10 zastosowałem dwa połączone w szereg rezystory 22kΩ i 10kΩ. Podwójny wtórnik z tranzystorami T1, T2 jest potrzebny, żeby nie obciążać obwodu kształtowania sinusoidy.

W naszym bardzo prostym konwerterze z diodami D1, D2 uzyskujemy stosunkowo ładny przebieg sinusoidalny, niemniej nie jest to idealna sinusoida. Rysunek D pokazuje widmo częstotliwościowe sygnału uzyskanego na wyjściu sinus. O zniekształceniach i „czystości” sygnału sinusoidalnego mówiliśmy w wykładzie 14. Pomiary za pomocą miernika zniekształceń wykazały, że w układzie z rysunku B poziom zniekształceń (THD) wynosi około 3%. Przy takiej prostocie układowej efekty pokazane na rysunku C należy uznać za bardzo dobre.

Gdyby przebieg trójkątny miał znacznie większą amplitudę i gdybyśmy w zestawie EdW09 mieli więcej elementów, moglibyśmy zrealizować zdecydowanie lepszy obwód kształtowania sinusoidy. Przy starannym dobraniu wartości elementów uzyskalibyśmy zniekształcenia sinusoidy, czyli zawartość harmonicznych, mniejsze niż 1%. Jeśli chcesz, możesz zmodyfikować układ. Rysunek E pokazuje zmieniony obwód: zamiast diod D3–D6 stosujemy dwie czerwone diody LED. Rozbudowujemy też blok kształtowania sinusoidy. Jako ograniczniki będą tam pracować cztery tranzystory w połączeniu dio-



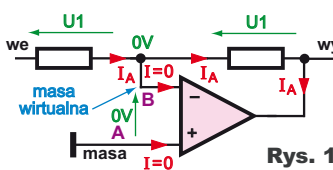
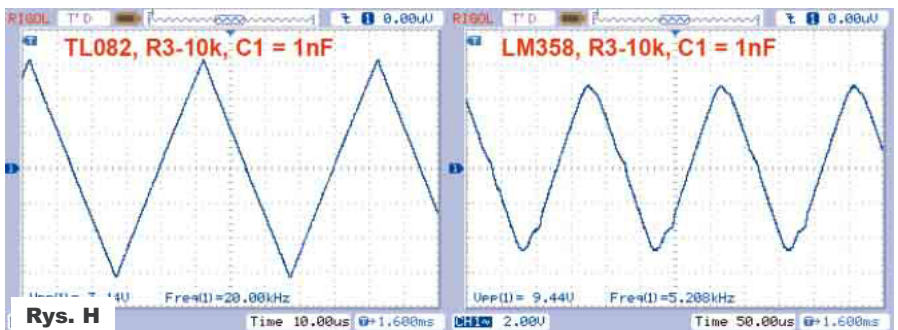
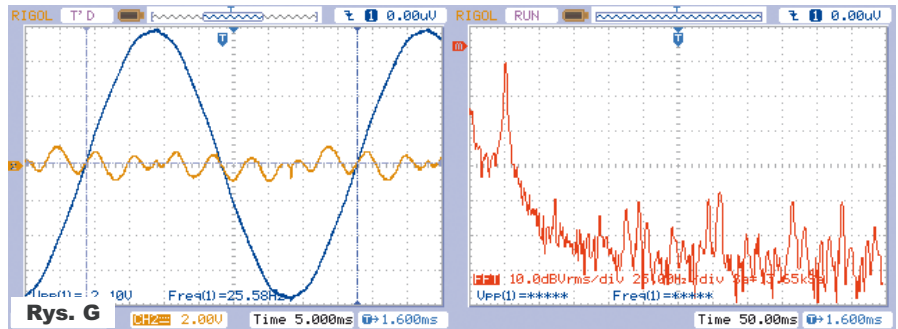
dowym, a dodatkowo dodajemy rezystor R11 i dwie diody. Mój model pokazany jest na **fotografii F**. **Rysunek G** przedstawia uzyskany przebieg sinusoidalny. Przebieg pomarańczowy to pokazane w powiększeniu zniekształcenia – jest to suma harmonicznych, inaczej mówiąc mocno powiększone różnice względem ideału. Natomiast przebieg czerwony pokazuje skład widmowy. Miernik pokazał, że zniekształcenia w tej wersji wynoszą 1,2%, co jest wynikiem jak najbardziej zadowalającym.

Tego rodzaju prosty przyrządek mógłby znaleźć miejsce w pracowni hobbyisty, tylko należałoby dodać stabilizację napięcia zasilania oraz obwody (skokowej i płynnej) regulacji częstotliwości i amplitudy. Wskazówki podane są dalej w artykule. Konieczne trzeba byłoby też wymienić wzmacniacz operacyjny na dużo szybszy. **Rysunek H** pokazuje przebieg trójkątny na wyjściu U1A po zmianie elementów R3, C1 z 100kΩ, 100nF na 10kΩ, 1nF. Przebieg z lewej strony rysunku H świadczy, że dość szybki wzmacniacz TL082 (TL072) prawidłowo pracuje przy częstotliwości 20kHz. Natomiast przebieg z prawej strony wskazuje, że powolny wzmacniacz LM358 nie jest w stanie wytworzyć prawidłowego przebiegu o takiej częstotliwości. Właśnie z uwagi na małą szybkość i wynikające stąd opóźnienia układ wytwarza przebieg o częstotliwości tylko kilku kiloherców i jest to przebieg dużo większy od oczekiwanego, a ponadto poważnie zniekształcony.

W praktycznie użytecznym generatorze lepiej byłoby wykorzystać symetryczne zasilanie (z dwóch baterii lub akumulatorów), żeby nie było pogarszającego parametry obwodu sztucznej masy. Zamiast bufora tranzystorowego T1, T2 należałoby zastosować wtórnik na wzmacniaczu operacyjnym, przełącznik wyboru kształtu przebiegu, przełączany dzielnik skokowy i potencjometr do regulacji amplitudy, a na tak uzyskanym wyjściu jeszcze dodatkowy wtórnik.

### Poznajemy elementy i układy elektroniczne

W tym wykładzie w ogromnym skrócie zasygnalizuję Ci szereg ważnych tematów, bardzo istotnych w technice analogowej. Nie stresuj się, jeśli wszystkiego nie zrozumiesz – po takim krótkim wprowadzeniu możesz



Rys. 1

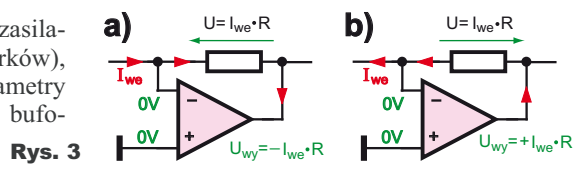
z powodzeniem samodzielnie poszukać dalszych informacji i przykładów praktycznego wykorzystania. A ja spróbuję Cię przekonać, jak genialnie uniwersalna i pożyteczna jest na pozór dziwna konfiguracja odwracająca, której podstawowy układ przypominam na **rysunku 1**. Dla uproszczenia analizy zakładamy sytuację idealną: że prądy polaryzujące obu wejść wzmacniacza są równe zero i że podczas normalnej pracy napięcie w punkcie

B cały czas jest równe zero – dlatego mówimy, że obwód oznaczony literą B to **masa wirtualna**. Sprzężenie zwrotne jest ujemne i dlatego wzmacniacz tak zmienia napięcie na wyjściu, żeby utrzymać równą (bardzo bliską) zero różnicę napięć w punktach A, B. Oporności w obwodzie sprzężenia zwrotnego oznaczone są literą Z, bowiem niekoniecznie muszą być rezystorami. Można tam włączyć reaktancję, w praktyce – kondensator albo też rezystancję nieliniową, na przykład w postaci diody. Oporność Z1 może też być równa zero i wtedy otrzymujemy...

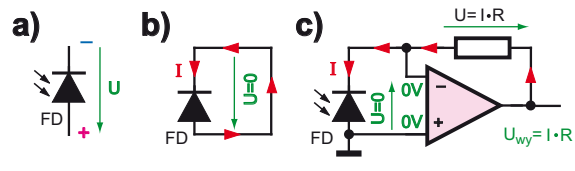
Rys. 2

### Przetwornik prąd-napięcie (konwerter I/U).

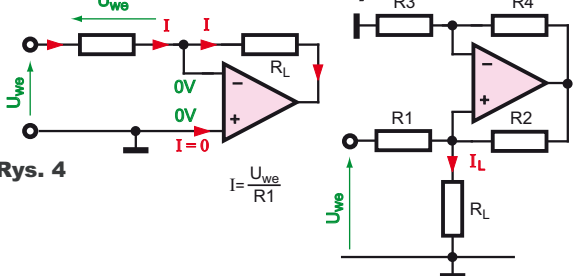
Jak pokazuje **rysunek 2a**, prąd wejściowy  $I_1$  wpływa do obwodu masy wirtualnej, a ponieważ prąd wejścia B jest równy zero, cały ten prąd musi płynąć dalej przez rezystor R i wywołuje na nim spadek napięcia  $U = I \cdot R$ . Wzmacniacz operacyjny utrzymuje taką sytuację, żeby napięcia na wejściach były praktycznie równe – otrzymujemy (odwracający) konwerter I/U. Z konwertera prąd może wypływać i wtedy na wyjściu uzyskamy napięcie dodatnie – **rysunek 2b**. Nie jest to jedynie czeza ciekawostka, interesująca (i nieco trudna do zrozumienia) jest przykład współpracy przetwornika I/U z fotodiodą, fotoogniwem. Zgodnie z **rysunkiem 3a** oświetlona fotodioda wytwarza napięcie około 0,4...0,55V, ale to napięcie nie jest dobrą miarą natężenia światła. Przy zwarciu fotodiody (**rysunek 3b**) jej



Rys. 3



Rys. 4



napięcie oczywiście jest równe zero, ale płynący prąd jest wprost proporcjonalny do natężenia oświetlenia. W układzie z **rysunku 3c** fotodioda pracuje właśnie w warunkach zwarcia, co jest nawet korzystne, bo jej prąd zależy wtedy wyłącznie od natężenia światła. Wzmacniacz operacyjny wytwarza na wyjściu takie napięcie dodatnie, żeby utrzymać na fotodiodzie napięcie równe zero (utrzymuje ją tym samym w stanie zwarcia) i wtedy napięcie na wyjściu wzmacniacza jest wprost proporcjonalne do prądu, a więc i natężenia oświetlenia.

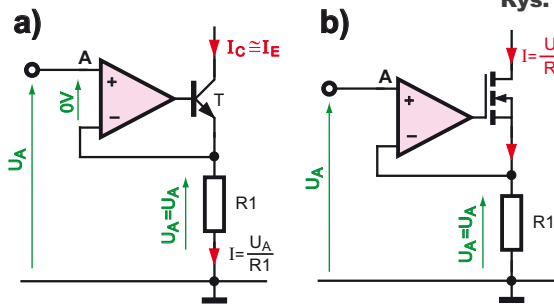
**Konwerter napięcie-prąd.** W prostym układzie z **rysunku 4a** prąd  $I_L = I_X$  jest niezależny od rezystancji  $R_L$ , jednak taki układ jest mało przydatny w praktyce. **Rysunek 4b** pokazuje przetwornik U/I oparty na tzw. układzie Howlanda, również sporadycznie wykorzystywanym w praktyce. Bardzo popularne w praktyce są natomiast przetworniki U/I, czyli źródła prądowe sterowane napięciem, realizowane według **rysunku 5a**. Gdy podamy na punkt A napięcie  $U_A$ , wzmacniacz stara się utrzymać takie samo napięcie w punkcie B, czyli na rezystorze  $R_1$ . Przez  $R_1$  płynie więc prąd  $I = U_A/R_1$ . Pomijając prąd bazy tranzystora, ten sam prąd płynie w kolektorze tranzystora:  $I_C \approx I_E$ . Nie ma ani śladu problemu prądu bazy w wersji z tranzystorem MOSFET według **rysunku 5b**.

**Ogranicznik.** Gdy w miejsce  $R_2$  włączymy wybitnie nieliniową rezystancję, na przykład w postaci diody LED lub dwóch diod LED według **rysunku 6a**, to otrzymamy symetryczny ogranicznik. Jest to komparator

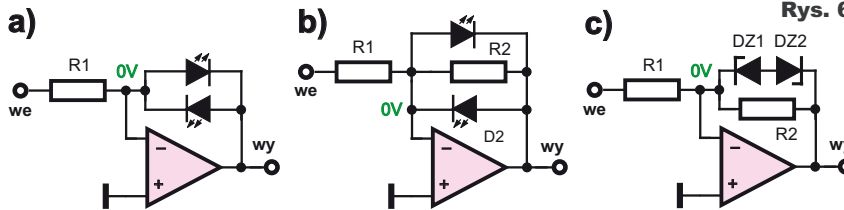
z ograniczeniem napięcia wyjściowego do wartości nie większej niż napięcie przewodzenia diod. Włączenie diod równolegle do  $R_2$  daje wzmacniacz z ograniczeniem napięcia wyjściowego – **rysunek 6b**. Przy małych napięciach na  $R_2$  żadna z diod LED nie przewodzi i ich rezystancja jest ogromna – wtedy mamy zwyczajny wzmacniacz odwracający o wzmacnieniu  $G = -R_2/R_1$ . Przy wzroście napięcia wyjściowego do wartości napięcia przewodzenia którejś z diod LED jedna z diod zaczyna przewodzić. Można powiedzieć, że jej rezystancja maleje i napięcie wyjściowe nie może wzrosnąć powyżej napięcia przewodzenia diody – otrzymujemy ogranicznik. W takich zastosowaniach zamiast diod LED pracują raczej wspomniane w wykładzie 4 diody Zenera, które mają jeszcze lepsze, „ostrzejsze” charakterystyki ograniczania – z uwagi na inną zasadę pracy są one włączane według **rysunku 6c**.

Na tej zasadzie można też zbudować tzw. generatory (przetworniki) funkcji,

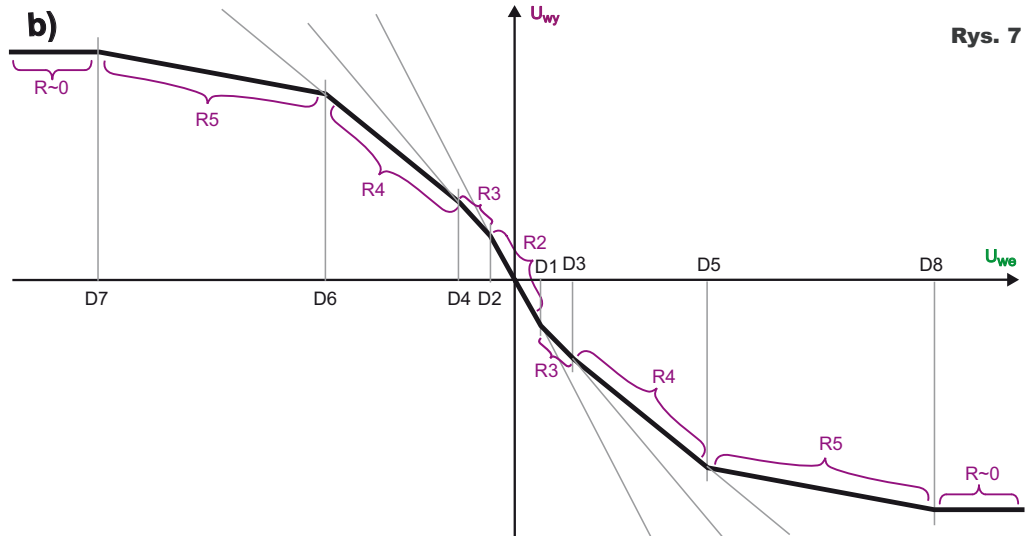
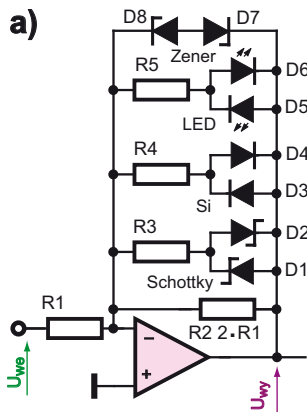
gdzie za pomocą odpowiednio dobranych diod można dowolnie kształtować nieliniową charakterystykę przejściową, czyli zależność napięcia wyjściowego od wejściowego. Dla układu z **rysunku 7a** charakterystyka przejściowa wygląda jak na **rysunku 7b**. Przy bardzo małych napięciach żadna z diod nie przewodzi, więc wzmacnienie jest wyznaczone przez stosunek  $R_2/R_1$ . Przy wzroście napięcia wyjściowego zaczynają przewodzić poszczególne diody o coraz wyższych napięciach przewodzenia: najpierw diody Schottky’ego D1, D2 o napięciu przewodzenia około 0,3V, potem diody krzemowe D3, D4 o napięciu progowym około 0,6V, potem diody LED o napięciu progowym ponad 2V. Przewodzenie diod oznacza dołączenie równolegle do rezystora  $R_2$  kolejnych rezystorów. A więc czym większe napięcie, tym wypadkowa rezystancja w obwodzie sprzężenia zwrotnego staje się coraz mniejsza i spłaszcza się charakterystyka przejściowa. Na koniec diody Zenera D7, D8 nie pozwalają na wzrost napięcia wyjściowego ponad ich napięcie przewodzenia.



Rys. 5



Rys. 6



Rys. 7

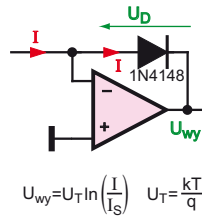
wersję wykorzystaliśmy do zamiany przebiegu trójkątnego na sinusoidalny w układzie tytułowym.

Ogranicznik napięcia wyjściowego do wartości około 0,6...0,7V można byłoby też zrealizować według rysunku 6a z jedną zwykłą diodą krzemową lub z dwoma zakładając, że napięcie na przewodzącej diodzie rośnie tylko do wartości napięcia przewodzenia. Wiadomo jednak, że dioda nie jest idealnym ogranicznikiem...

**Układ (a)logarytmujący.** Napięcie przewodzenia diody (złącza pn) jest proporcjonalne do logarytmu płynącego przezeń prądu. Wystarczy w konwerterze I/U z rysunku 2a włączyć diodę zamiast rezystora i otrzymamy układ, gdzie (ujemne) napięcie wyjściowe jest zależne od (wpływającego) prądu wejściowego zależnością logarymiczną – **rysunek 8**. We wzorze na napięcie wyjściowe występuje logarytm naturalny (ln) ze stosunku płynącego prądu I i małego tzw. prądu nasycenia  $I_S$ . Czynnikiem skalującym jest dziwne napięcie  $U_T$  (napięcie termiczne  $U_T = kT/q$ , gdzie k to tzw. stała Boltzmana, T – temperatura bezwzględna, q – ładunek elektronu), którego wartość w temperaturze pokojowej wynosi około 25mV.

Układ z dodatkowym rezystorem według **rysunku 9a**, a tym bardziej znacznie lepszy układ z tranzystorem według **rysunku 9b** pełni funkcję prostego układu logarytmującego, gdzie (ujemne) napięcie wyjściowe jest proporcjonalne do logarytmu (dodatniego) napięcia wejściowego. Z kolei nieco dziwne układy według **rysunku 10** są tzw. układami alogarytmującymi, o charakterystyce odwrotnie logarymicznej, czyli wykładniczej.

Logarymiczna zależność U/I złącza półprzewodnikowego dotyczy bardzo szerokiego zakresu roboczych prądów, ale niestety problemem są zmiany temperatury i związane z tym zmiany napięcia przewodzenia. Dawniej, znacznie bardziej rozbudowane, skompensowane temperaturowo układy logarytmujące i alogarytmujące wykorzystywano do mnożenia, dzielenia, podnoszenia do potęgi, pierwiastkowania sygnałów analogowych.

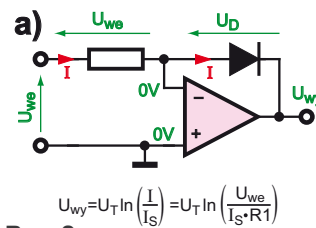


Rys. 8

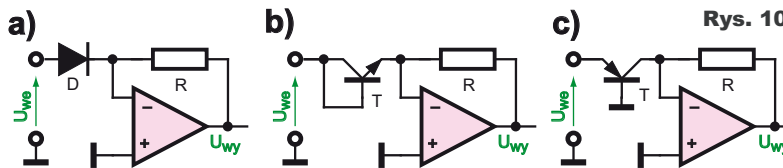
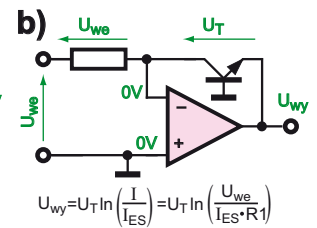
Dzisiaj takie operacje realizuje się metodami cyfrowymi. Ale czy wiesz, że pierwsze komputery (wykorzystywane w wojsku podczas II wojny światowej) były komputerami analogowymi?

Podobnie dwa omówione dalej układy dawniej wykorzystywano do przeprowadzania w sposób analogowy matematycznych operacji różniczkowania i całkowania.

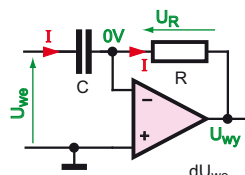
**Układ różniczkujący** (odwracający) otrzymamy, gdy we wzmacniaczu odwracającym włączymy na wejściu kondensator według **rysunku 11**. Zgodnie z nazwą, wykonuje on na sygnale wejściowym matematyczną operację różniczkowania. W punkcie B mamy wirtualną masę, więc prąd kondensatora (I) jest wprost proporcjonalny do szybkości zmian napięcia wejściowego  $U_{we}$ . Prąd I płynie potem przez rezystor R, więc napięcie wyjściowe jest wprost proporcjonalne do szybkości zmian napięcia ( $U_{wy} = RC \cdot dI/dt$ ). Ponieważ ze wzrostem częstotliwości reaktancja kondensatora maleje, jest to jednocześnie wzmacniacz o wzmacnieniu rosnącym wraz z częstotliwością, ale w praktyce tylko do granicy, wyznaczonej przez możliwości (szybkość) wzmacniacza operacyjnego.



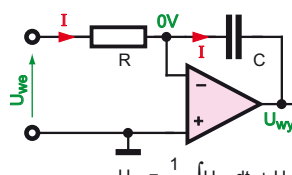
Rys. 9



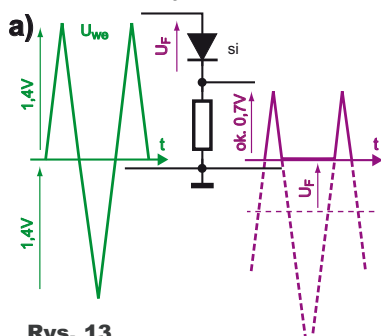
Rys. 10



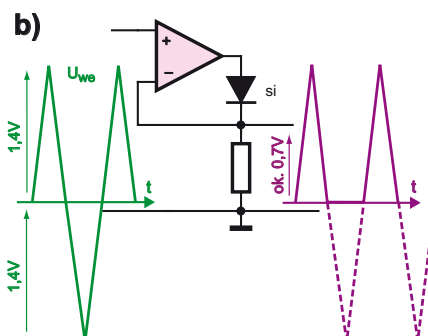
Rys. 11



Rys. 12

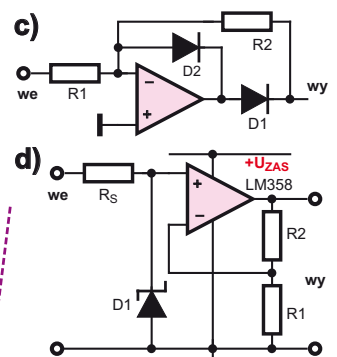


Rys. 13



**Układ całkujący, czyli integrator** (odwracający) pokazany jest na **rysunku 12**. Prąd wejściowy I jest proporcjonalny do napięcia wejściowego i prąd ten powinien popłynąć dalej przez kondensator. Aby prąd (stały) mógł płynąć przez kondensator, musi się na nim zmieniać napięcie, więc musi zmieniać się napięcie wyjściowe. Napięcie końcowe zależy nie tylko od napięcia wejściowego, ale też od panującego tam wcześniej napięcia początkowego ( $U_0$ ). Układ wykonuje matematyczną operację całkowania. *Szybkość zmian napięcia wyjściowego jest proporcjonalna do wartości napięcia wejściowego.* Oczywiście taka sytuacja nie może trwać zbyt długo, bo wyjście wzmacniacza się nasyci, niemniej tego rodzaju układy bywają wykorzystywane w praktyce do dziś. Układ całkujący jest też układem uśredniającym zmiany napięcia wejściowego. Patrząc z innego punktu widzenia, taki układ całkujący jest wzmacniaczem, którego wzmacnienie maleje ze wzrostem częstotliwości. Teoretycznie przy częstotliwości równej zero (prąd stały) wzmacnienie byłoby nieskończenie wielkie.

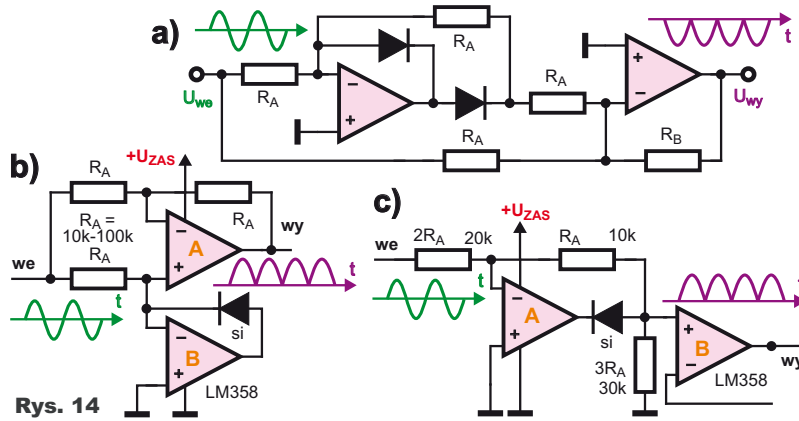
W praktycznych integratorach ogranicza się wzmacnienie przy najmniejszych częstotliwościach, dołączając równolegle do kondensatora rezystor o dużej wartości, wielokrotnie większej od rezystora „wejściowego”. Wzmacniacze operacyjne pozwalają też zbudować wiele innych pożytecznych układów. Oto przykłady.



**Prostownik aktywny.**

Jak wiadomo, dioda nie jest idealnym prostownikiem, ponieważ występuje na niej spadek napięcia w kierunku przewodzenia, wynoszący dla zwykłych diod krzemowych około 0,6...0,8V, dla tzw. diod Schottky'ego około 0,2...0,5V, a dla diod germanowych 0,1...0,3V. Powoduje to błędy przy prostowaniu małych sygnałów, co w uproszczeniu

pokazuje **rysunek 13a**. Sygnały o amplitudach mniejszych od napięcia przewodzenia diody w ogóle nie przechodzą przez taki prostownik, a sygnały większe są „obcięte” właśnie o napięcie przewodzenia diody. Natomiast układ według **rysunku 13b** jest niemal idealnym prostownikiem półokresowym, odpowiednikiem idealnej diody o zerowym napięciu przewodzenia. W podręcznikach spotyka się częściej wersję odwracającą z **rysunku 13c**, która dodatkowo może wzmacniać sygnał. Nasz wzmacniacz LM358 ma taką budowę wejść i wyjścia, że przy zasilaniu napięciem pojedynczym staje się wzmacniającym prostownikiem jednopółkowym bez żadnej diody – **rysunek 13d**. Po prostu przy ujemnych półokresach sygnału napięcie wyjściowe nie może być ujemne i pozostaje równe zeru. Dodatkowa dioda D1 (najlepiej dioda Schottky'ego o małym napięciu przewodzenia) zapobiega podaniu na wejście zbyt dużych napięć ujemnych, ale niestety zmniejsza wtedy rezystancję wejściową (do wartości  $R_S$ ). W podręcznikach można spotkać propozycje układów „klasycznych” aktywnych prostowników pełnookresowych – dwupółkowych według **rysunku 14a**. Jednak prostowniki pełnookresowe można też zrealizować na kilka innych sposobów, także znacznie prostiej. Dwa interesujące przykłady pełnookresowych prostowników aktywnych, zasilanych pojedyn-



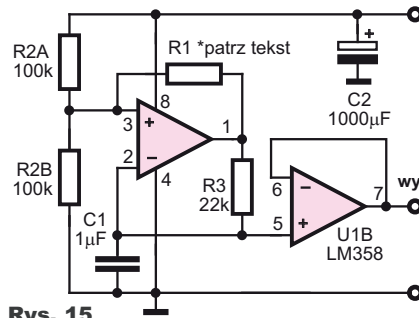
Rys. 14

czym napięciem, pokazane są na **rysunkach 14b i 14c**. Trzeba w nich zastosować wzmacniacze operacyjne LM358 lub podobne, których wejścia mogą prawidłowo pracować na poziomie ujemnego napięcia zasilania (masy). Ich działanie wydaje się dziwne, a przecież przy pojedynczym zasilaniu prawidłowo reagują także na napięcia ujemne względem masy – wtedy wzmacniacze oznaczone A pracują w konfiguracji odwracającej. Przy dodatnich napięciach wejściowych wzmacniacz A z rysunku 14b staje się buforem o wzmacnieniu +1, a wzmacniacz z rysunku 14c jest

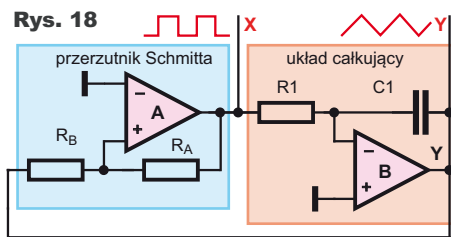
nieaktywny i czynny jest tylko dzielnik rezystorowy.

A teraz zajmijmy się znów generatorami. Jak już się zorientowałeś, najłatwiej jest wytworzyć przebieg prostokątny. Wytworzenie stabilnego przebiegu sinusoidalnego wcale nie jest takie proste, zwłaszcza jeśli miały on być czystą sinusoidą, bez żadnych nie-

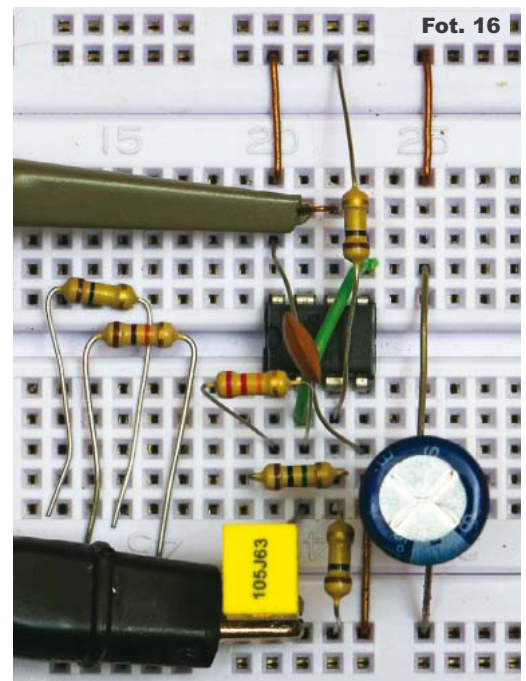
kształceń. Omówione w wykładzie 14 generatory „sinusa” muszą mieć bowiem jakiś obwód stabilizacji amplitudy, który zwykle jest źródłem zniekształceń. Stosunkowo proste jest natomiast wytworzenie przebiegu trójkątnego. Jeśli w poznanym w poprzednim wykładzie generatorze opartym na przerzutniku Schmitta histereza będzie mała, to przebieg na kondensatorze C1 będzie podobny do trójkątnego – tym bardziej podobny, im mniejsza będzie histereza i amplituda.



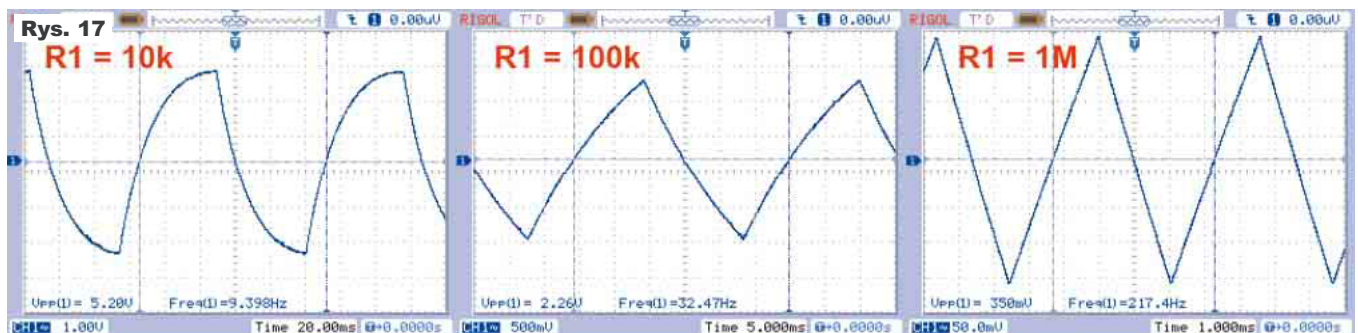
Rys. 15



Rys. 18



Fot. 16

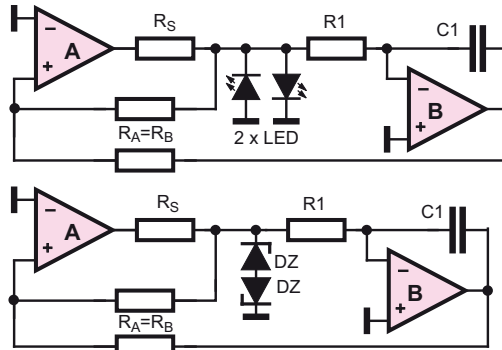
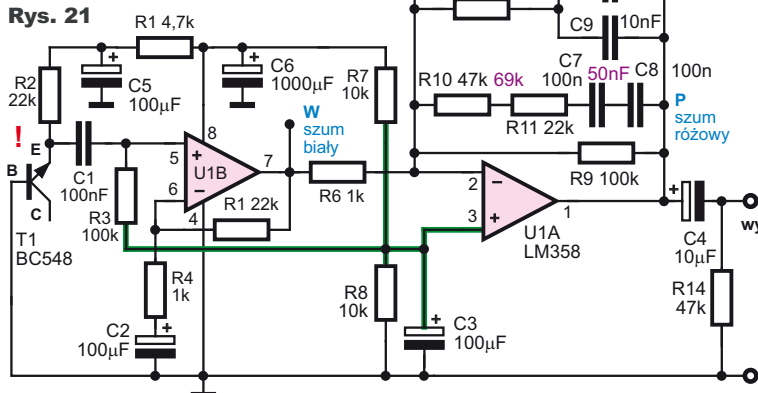


W układzie z rysunku 15 i fotografii 16 najpierw zastosowałem rezystor R1 o wartości 10kΩ, potem 100kΩ, na koniec 1MΩ. Jak pokazuje rysunek 17, wielkość przebiegu na kondensatorze C1 i częstotliwość zdecydowanie zmieniają się (z 5,2V 10Hz do 0,35V 217Hz), ale poprawia się liniowość „trójkąta”.

Takiego problemu z amplitudą nie ma w generatorze „trójkąta” z rysunku 18. Wzmacniacz A jest komparatorem z bardzo silną histerezą, który monitoruje napięcie na wyjściu integratora B. Na wyjściu komparatora, w punkcie X może występować tylko albo „stan wysoki”, napięcie zbliżone do plusa zasilania, albo „stan niski” – napięcie bliskie „minusa zasilania”. Wzmacniacz B jest integratorem, czyli układem całkującym, który zapewnia liniowe zmiany napięcia na swym wyjściu. Zależnie od stanu wyjścia komparatora przez rezystor R1 płynie prąd o niezmienniej wartości albo w jednym, albo w drugim kierunku. Ten sam prąd płynie przez kondensator C1. Aby prąd stały mógł płynąć przez ten kondensator, musi się zmieniać napięcie w punkcie Y. Gdy napięcie to dojdzie do progu przełączania komparatora A, zmieni stan jego wyjścia i przez rezystor R1 zacznie płynąć prąd w przeciwnym kierunku, co zmieni kierunek zmian napięcia w punkcie Y. Na wyjściu X otrzymamy przebieg prostokątny, a na wyjściu Y – przebieg trójkątny o amplitudzie wyznaczonej głównie przez stosunek  $R_A/R_B$ . W związku z nierównymi napięciami nasycenia wzmacniacza A, by uniknąć asymetrii i uzyskać jednakowe amplitudy przebiegu prostokątnego i trójkątnego, stosuje się  $R_A=R_B$  oraz dodatkowy ogranicznik napięcia „prostokąta” według rysunku 19. Taki właśnie generator pracuje w projekcie tytułowym.

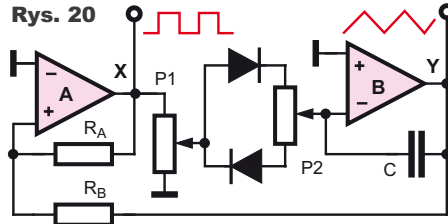
Tego rodzaju generator można rozbudować. Na rysunku 20 masz wersję z dodatkowymi regulacjami.

Rys. 21



Rys. 19

Rys. 20



Potencjometr P1 pozwala regulować częstotliwość, a P2 – zmieniać nachylenie zboczy przebiegu trójkątnego i współczynnik wypełnienia przebiegu prostokątnego.

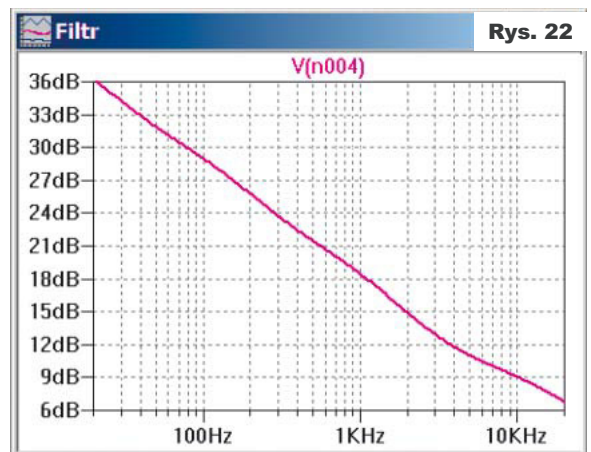
**Generator szumu różowego.**

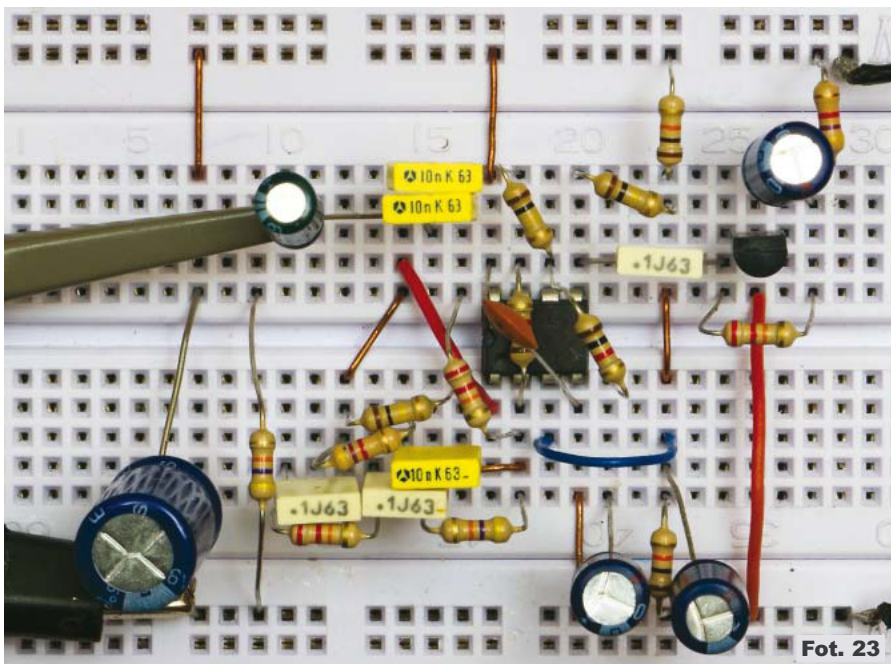
W wykładzie 13 przy wykrywaczach o bardzo dużym wzmocnieniu doszliśmy do problemu szumów własnych. Wiemy, że wszystkie elementy szumią, jedne mniej, drugie więcej. Szumią w różny sposób – to oddzielny, ogromny temat. Zwykle szумы traktujemy jako coś niepożądanego, przeszkadzającego. Jednak w niektórych przypadkach szum okazuje się bardzo pożytecznym sygnałem pomiarowym, ponieważ z natury przypadkowy przebieg o charakterze szumu zawiera w sobie sygnały o wszystkich możliwych częstotliwościach. I właśnie dlatego przebiegi szumowe dość często wyko-

rzystujemy przy pomiarach urządzeń elektroakustycznych – podajemy wtedy do układu jednocześnie sygnały o „wszystkich” częstotliwościach. Wykorzystujemy do tego generatory szumu. Szum, w którym, mówiąc najprościej, składowe o dowolnych częstotliwościach mają jednakową moc na jednostkę częstotliwości, nazywany jest **szumem białym** (white noise). Okazuje się jednak, że w pomiarach urządzeń akustycznych naturalny i bardziej przydatny okazuje się **szum różowy** (pink noise), którego moc jest jednakowa w każdej oktawie czy dekadzie pasma częstotliwości. Właśnie szum różowy ma widmo mocy podobne do muzyki i innych naturalnych dźwięków.

Szum różowy można uzyskać z szumu białego przez niewielkie zmniejszenie, tłumienie składowych o wyższych częstotliwościach za pomocą odpowiedniego filtru. A szum biały można wytworzyć na wiele sposobów. Najlepszej jakości szum biały wytwarza się w sposób cyfrowy w generatorach pseudolosowych, a potem go filtruje, uzyskując szum różowy. My możemy wytworzyć szum podobny do szumu białego, wzmacniając szумы własne elementów elektronicznych. Rysunek 21 pokazuje schemat stosunkowo prostego generatora szumów.

Jednymi z bardziej szumiących elementów są diody Zenera. Nie mamy wprawdzie w zestawie EdW09 diody Zenera, ale możemy taką zrobić z tranzystorowego złącza emiter-baza, pracującego w kierunku wstecznym (T1 na rysunku 21). O ile złącze baza-kolektor możemy wykorzystywać jako zwykłą diodę, o tyle złącze emiter-baza może pracować właśnie jako dioda Zenera (kolektor pozostawiamy niepodłączony). Teoretycznie napięcie przebicia powinno wynosić 6,2V, jednak w niektórych egzemplarzach może to być nawet 9V. Dlatego dobrze byłoby zasilić układ

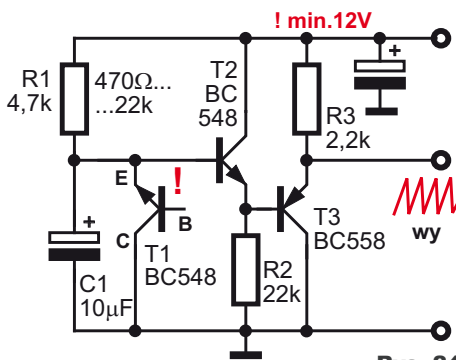




Fot. 23

napięciem 12V...15V (choć mój model pracował już od 8,0V).

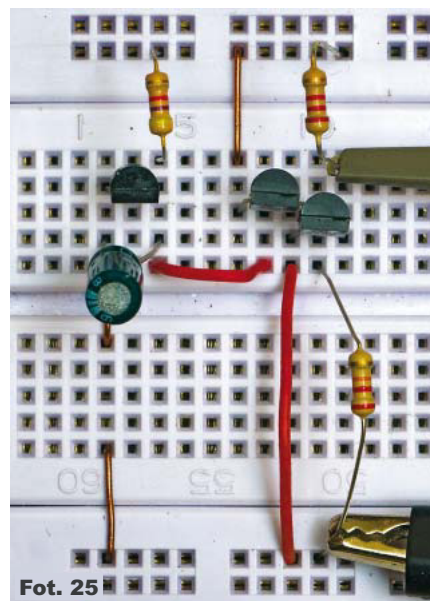
Naszą improwizowaną diodę Zenera polaryzujemy rezystorem R2 i płynie przez nią niewielki prąd. Filtr R1, C5 zapobiega samowzbudzeniu na bardzo niskich częstotliwościach. Szumy „diody Zenera”, czyli przypadkowe napięcia zmienne, są wstępnie wzmacniane we wzmacniaczu U1B. W zasadzie na wyjściu tego wzmacniacza, w punkcie W, powinniśmy otrzymać szum biały. Szum biały, podany na filtr ze wzmacniaczem U1A, zamieni się w szum różowy, dostępny na wyjściu P. Potrzebny jest tu filtr, którego charakterystyka ze wzrostem częstotliwości opada z szybkością 3dB/oktawę (10dB/dekadę). To „połowa stromości” najprostszego filtra dolnoprzepustowego RC. Aby uzyskać potrzebną, o połowę mniej stromą charakterystykę, można wykorzystać odpowiednio dobraną „drabinkę” elementów RC. W Internecie możesz znaleźć bardziej precyzyjne filtry o nachyleniu 3dB/okt (10dB/dekadę), natomiast proponowany tu filtr powstał tylko na potrzeby tego ćwiczenia, by wykorzystać elementy dostępne w zestawie EdW09. Niemniej uzyskana charakterystyka jest i tak bardzo dobra, jak pokazuje rysunek 22. W praktyce, ze względu na niedoskonałość wzmacniacza LM358 nie trzeba montować zaznaczonych kolorem szarym elementów R15, C12, C13. Mój model generatora szumu według rysunku 21 pokazany jest na fotografii 23.



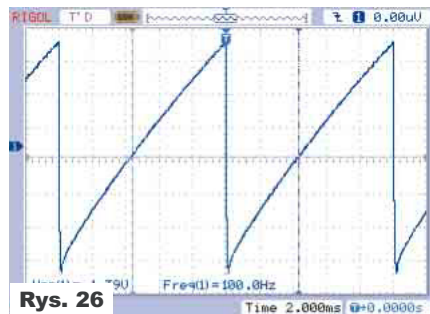
Rys. 24

Daje on przybliżone pojęcie o tym, jak brzmi szum biały (podobnie jak głoski ssssss...) i różowy (podobnie jak głoski fffffff...). Jednak w rzeczywistości, z uwagi na liczne niedoskonałości użytych elementów, w szczególności „diody Zenera”, w punkcie W nie uzyskamy czystego szumu białego, a więc i szum w punkcie P nie będzie czystym szumem różowym. Różne egzemplarze tranzystorów, nawet tego samego wytwórcy, mogą wytwarzać niejednokowy szum. W literaturze i w Internecie można znaleźć liczne schematy generatorów szumu, wystarczy wpisać w wyszukiwarce: *pink noise schematic*. Pamiętaj, że zdecydowanie lepsze parametry zapewniają cyfrowe generatory szumu białego, wyposażone w filtr „różowy” 3dB/okt.

A jeśli już w układzie z rysunku 21 nietypowo wykorzystaliśmy tranzystor w roli diody Zenera, to wspomnijmy, że zwyczajny tranzystor można nietypowo wykorzystać w jeszcze dziwniejszy sposób. Mianowicie gdy włączymy



Fot. 25



Rys. 26

emiter i kolektor „odwrótnie”, a bazę pozostawimy niepodłączoną, to otrzymamy element jeszcze dziwniejszy od diody Zenera. Tak pracujący tranzystor bywa nazywany *negistorem*. W charakterystyce prądowo-napięciowej takiego dziwoląga występuje odcinek o ujemnej rezystancji, wynikający z tzw. zjawiska tunelowego. Dzięki temu na jednym tranzystorze można zbudować prosty generator przebiegu piłkarskiego – przykład na rysunku 24 i fotografii 25. Rysunek 26 pokazuje uzyskany przebieg. Takie generatory są „kapryśne”, nie znajdują praktycznego zastosowania i są jedynie ciekawostką. Mój model pracował dopiero przy zasilaniu napięciem powyżej 9,9V.

Kończymy wykłady dotyczące wzmacniaczy operacyjnych. Temat wzmacniaczy operacyjnych jest ogromny, niemniej w kilku ostatnich wykładach zasygnalizowałem Ci w dużym skrócie wszystkie kluczowe zagadnienia z nimi związane. Jest to dobra podstawa do poszerzania wiedzy o wzmacniaczach operacyjnych we własnym zakresie. A my w następnym wykładzie zajmiemy się układami cyfrowymi.

Piotr Górecki