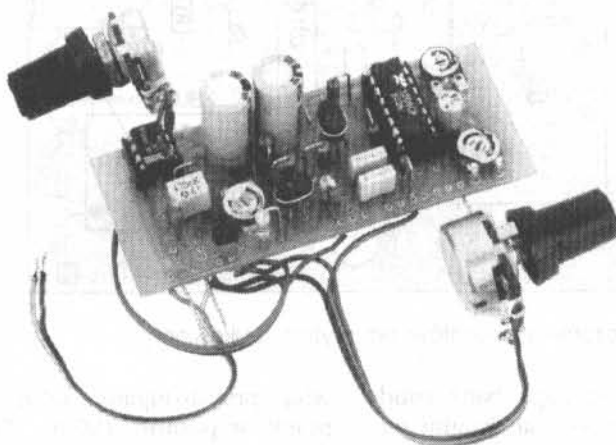


# Generator przestrajany napięciem - wobulator część 1

## kit AVT-184

Proponujemy wykonanie modułu generatora przestrajanego napięciem z wykorzystaniem popularnego układu scalonego XR2206. Ten niemłody już układ oferuje szerokie możliwości i wciąż jest atrakcyjny dla konstruktorów. Przedstawiany dziś moduł zaprojektowany jest maksymalnie uniwersalnie i stanowić może „serce” mniej lub bardziej skomplikowanych przyrządów. W najprostszej wersji, uzupełniony o zasilacz, przełączniki, potencjometry i ewentualnie bufor wyjściowy, będzie znakomitym generatorem funkcji. W wersji bogatszej, wyposażony w rozbudowane obwody sterowania, stanie się wobulatorem z możliwością sterowania przez komputer lub mikroprocesor.



Postawionym na początku celem było wykonanie uniwersalnego modułu generatora, który miałby możliwość wobulacji. Chodziło o opracowanie modułu, który stanie się głównym blokiem wobulatora m. cz.

Dlaczego wobulatora? W praktyce elektronicznej bardzo często zachodzi potrzeba zmierzenia charakterystyki częstotliwościowej wykonywanego układu, np. filtru czy całego wzmacniacza. Wykonanie takich pomiarów „na piechotę” jest możliwe, ale często niezmiernie uciążliwe, szczególnie gdy zachodzi konieczność wprowadzenia zmian w przebiegu takich charakterystyk. Z tych względów opisany moduł będzie łaskawym kąskim dla większości „praktykujących” elektroników.

### Opis układu scalonego

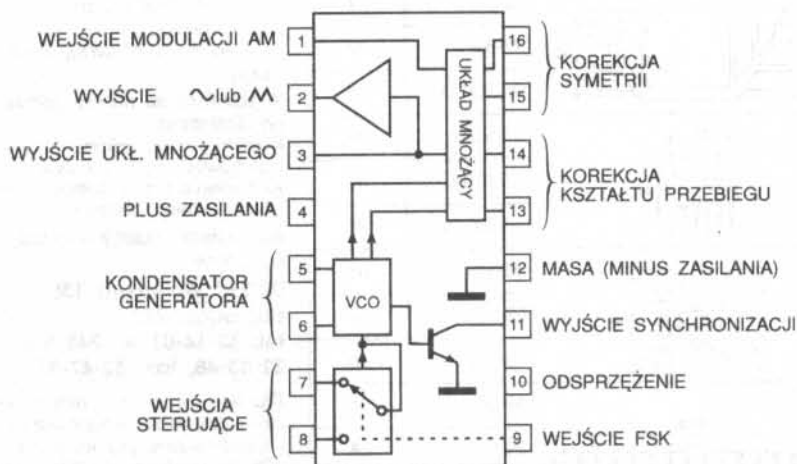
Podstawą konstrukcji jest znany od lat układ firmy Exar XR2206. Jest to generator funkcji pozwalający uzyskać przebiegi: prostokątny oraz sinusoidalny albo trójkątny w zakresie częstotliwości od ułamków herca do kilkuset kHz. Najważniejszą z naszego punktu widzenia zaletą jest możliwość zmiany częstotliwości za pomocą napięcia lub prądu i to w olbrzymim zakresie 1:2000. Umożliwia to zmianę częstotliwości w granicach całego pasma akustycznego na jednym zakresie generatora.

Nie mniej pożyteczną cechą jest możliwość sterowania wielkością amplitudy przebiegu wyjściowego za pomocą napięcia stałego.

Obie te cechy predestynują moduł do wykorzystania w automatycznych systemach pomiarowych sterowanych komputerem.

Układ wyprowadzeń i główne bloki wewnętrzne układu XR2206 pokazano na rysunku 1.

Wyprowadzenie 1 jest wejściem modulacji amplitudy. Zauważmy, iż nóżka 2 jest wyjściem generatora i występuje na niej tylko jeden z przebiegów generowanych: trójkątny albo sinusoidalny; nie ma więc sposobu na uzyskanie obu tych przebiegów jednocześnie (nie jest to zresztą potrzebne). Wartość rezystora dołączonego do końcówki 3 decyduje o wielkości amplitudy wyjściowej na nóżce 2 (tak więc amplituda wyjściowa zależy od



Rys. 1. Układ wyprowadzeń i główne bloki XR2206

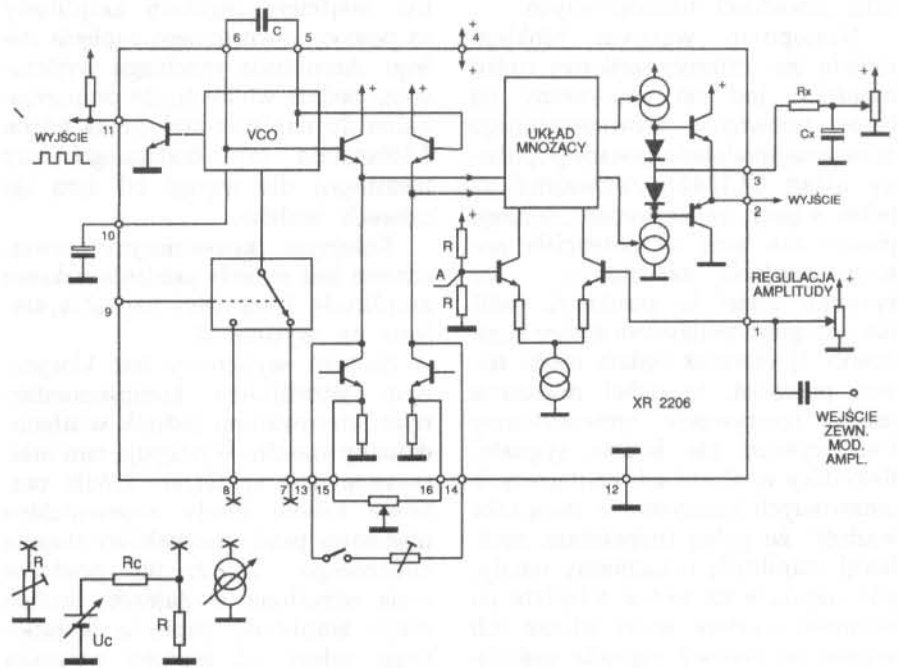
dwóch czynników). Do końcówek 5 i 6 dołącza się kondensator C określający zakres generowanych częstotliwości. Wyprowadzenia 7 i 8 to wejścia sterujące. Zależnie od stanu logicznego na nóżce 9 aktywne jest tylko jedno z wejść - 7 lub 8. Wartość prądu płynącego między wejściem sterującym (n. 7 lub 8) a masą decyduje o szybkości ładowania/rozładowania kondensatora C, czyli o częstotliwości wyjściowej. Do nóżki 10 zawsze dołącza się kondensator odsprzęgający zasilanie wewnętrznych bloków układu scalonego. Wyprowadzenie 10 jest wyjściem przebiegu prostokątnego typu otwarty kolektor. Po dołączeniu rezystora między to wyjście a (+) zasilania międzyszczytowa wartość napięcia przebiegu prostokątnego jest równa napięciu zasilania.

Ciekawą funkcję pełnią nóżki 13 i 14. Jeśli nie są one między sobą połączone, to na końcówce wyjściowej 2 występuje przebieg trójkątny. Jeśli między te końcówki dołączymy rezystor o wartości około 200...300Ω, to na wyjściu 2 otrzymamy przebieg sinusoidalny. Wartość tego rezystora decyduje o współczynniku zniekształceń nieliniowych i w praktycznych układach stosuje się tu zwykle potencjometr montażowy 470Ω. Końcówki 15 i 16 są wykorzystywane do uzyskania symetrii przebiegu wyjściowego; dołącza się do nich potencjometr montażowy o wartości 22kΩ.

Dla pełnego zrozumienia funkcjonowania tej interesującej kostki przyjrzyjmy się **rysunkowi 2** przedstawiającemu w dużym uproszczeniu węzłowe obwody układu wewnętrznego kostki XR2206.

Układ generatora z rysunku 2 jest zasilany pojedynczym napięciem 10...26V.

Głównym blokiem jest generator sterowany prądem CCO (Current Controlled Oscillator; co ciekawe, w katalogu producenta używa się powszechnie znanej, a nieprecyzyjnej w tym wypadku nazwy VCO - Voltage Controlled Oscillator - dlatego i my pozostaliśmy przy VCO). Sposób działania VCO nie ma tu większego znaczenia - istotne jest, że użytkownik ma do wyboru dwa niezależne wejścia sterujące częstotliwością generatora (n. 7 i 8). Oba te wejścia są punktami o małej



Rys. 2. Uproszczony schemat wewnętrzny układu XR2206

impedancji i występuje na nich napięcie około +3V względem końcówki 12. Jak wspomnieliśmy, jest to generator sterowany prądem i o częstotliwości decyduje prąd aktualnie czynnej końcówki sterującej. Najprostszym sposobem regulacji tego prądu jest zastosowanie zmiennego rezystora włączonego między końcówkę 7 (lub 8) a ujemne napięcie zasilania - **rys. 2a**. Częstotliwość wyjściowa wyniesie wtedy po prostu:

$$f = 1 / RC$$

Gdybyśmy zastosowali układ do napięciowej regulacji częstotliwości według **rys. 2b**, to częstotliwość będzie równa:

$$f = 1 / RC [ 1 + Rc/R ( 1 - Uc/3) ]$$

gdzie  $Uc$  - napięcie sterujące w V.

Inną możliwością jest zastosowanie źródła prądowego wg **rys. 2c**. Wtedy:

$$f = 320 * I / C$$

gdzie  $[I] = mA$ ,  $[C] = \mu F$ ,  $[f] = Hz$ . Zalecany zakres prądów wynosi 1μA...3mA.

W każdym przypadku największy prąd końcówek 7 i 8 nie powinien przekroczyć 6mA z uwagi na niebezpieczeństwo uszkodzenia układu.

Końcówka 9 umożliwia wybór aktualnie czynnego wejścia i oznaczana jest FSK INPUT. Rzeczywiście, kostka idealnie nadaje się do budowy nadajnika FSK, ponieważ za

pomocą dwóch rezystorów można ustawić wymagane częstotliwość pracy, a przy kluczowaniu (przełączaniu) sygnałem logicznym częstotliwość będzie się zmieniać bez skoku fazy. Należy zawsze pamiętać, że wejście przełączające (nóżka 9) ma poziomy przełączania zgodne z poziomami TTL, ale odniesionymi do minusa zasilania, czyli nóżki 12 (pozostawienie n. 9 "w powietrzu" traktowane jest jako stan wysoki i czynne jest wejście sterujące VCO dołączone do nóżki 7). Ma to znaczenie przy zasilaniu symetrycznym, bowiem wtedy, aby przejść z poziomu masy do poziomowi minusa zasilania, należy zastosować układ translacji poziomów.

Rysunek 2 pomaga też zrozumieć nieco dziwny, a przecież prosty sposób wyboru kształtu przebiegu na wyjściu 2. Bez rezystora  $R_a$  układ generuje przebieg trójkątny. Dołączenie  $R_a$  obciąża w pewien sposób generator i powoduje po prostu spłaszczenie obu wierzchołków „trójkąta”. Czym mniejsza rezystancja  $R_a$ , tym większe spłaszczenie; dla pewnej wartości  $R_a$  przebieg wyjściowy jest bardzo zbliżony do sinusoidy i można osiągnąć współczynnik zawartości harmonicznych w granicach 0,5...1%.

Potencjometr PR1 służy do uzyskania dokładnej symetrii przebiegu i też jest niezbędny do uzyskania podanego niewielkiego współczyn-

nika zawartości harmonicznych.

Następnym ważnym blokiem układu jest czteroćwiartkowy układ mnożący. Jest on zbudowany na bazie podwójnie zrównoważonego mieszacza (podobnie pracuje popularny układ UL1042). Zauważmy, iż jeden z pary tranzystorów „dolnego piętra” ma bazę na potencjale połowy napięcia zasilającego - na rysunku 2 jest to punkt A. Jeśli baza drugiego tranzystora z pary (końcówka 1) również będzie miała ten sam potencjał, to układ mieszacza będzie rzeczywiście zrównoważony i na wyjściu nie będzie sygnału. Rezystory w obwodach emiterowych omawianych tranzystorów mają taką wartość, że pełną (największą możliwą) amplitudę osiągniemy wtedy, gdy napięcie na nóżce 1 będzie co najmniej o cztery wolty niższe lub wyższe od połowy napięcia zasilającego.

Ma to duże znaczenie praktyczne. Po pierwsze, zarówno zwiększanie, jak i zmniejszanie napięcia na nóżce 1 w stosunku do  $U_z/2$  daje taki sam efekt liniowego zwiększania amplitudy przebiegu na wyjściu, zmienia się tylko jego faza. Otrzymujemy układ, który w zależności od poziomu napięcia stałego na nóżce 1 może być zarówno zwykłym modulatorem AM, jak i modulatorem zrównoważonym tłumiącym częstotliwość nośną (generowaną w układzie), a wytwarzającym tylko wstęgi boczne. Niestety, maksymalna częstotliwość nośna generowana przez VCO wynosi około 1MHz.

Po drugie, jeśli zasilamy układ napięciem bipolarnym dokładnie symetrycznym, to nóżka 1 może

być wejściem regulacji amplitudy za pomocą zewnętrznego napięcia stałego. Amplituda przebiegu wyjściowego będzie wtedy ściśle proporcjonalna do napięcia stałego na nóżce 1 (obojętnie czy dodatniego, czy ujemnego) dla napięć od zera do czterech woltów.

Kolejnym interesującym rozwiązaniem jest sposób ustalania zakresu amplitudy i wartości napięcia stałego na wyjściu 2.

Stoień wyjściowy jest klasycznym wtórnikiem komplementarnym, sterowanym jednak w niecodzienny sposób. Występują tam mianowicie dwa sprężone źródła prądowe i dwie diody zapewniające niezerowy prąd spoczynkowy stopnia końcowego. Te źródła prądowe mają określoną wydajność, wobec czego amplituda napięcia wyjściowego zależy od wartości rezystora  $R_x$ , który przecież jest (rozpatrując działanie układu dla prądów zmiennych) obciążeniem dla tych źródeł. Wartość kondensatora  $C_x$  powinna być taka, aby dla najmniejszej częstotliwości pracy impedancja kondensatora była zdecydowanie mniejsza od rezystancji  $R_x$ .

O maksymalnej amplitudzie wyjściowej decyduje wartość  $R_x$ . Dla przebiegu trójkątnego będzie to amplituda około  $160\text{mV/k}\Omega$ , dla sinusa około  $60\text{mV/k}\Omega$ .

Na przykład stosując  $R_x$  o wartości  $47\text{k}\Omega$  uzyskamy przebieg sinusoidalny o wartości międzyszczytowej ok. 5V.

Dzięki zastosowaniu źródeł prądowych, a nie napięciowych, możliwe stało się też proste regulowanie wartości napięcia stałego na wy-

jsciu 2 (DC OFFSET) - będzie to napięcie stałe o praktycznie takiej samej wartości, jak w punkcie B.

Typowy schemat aplikacyjny układu XR2206 jest pokazany na **rysunku 3**. Przy zasilaniu napięciem symetrycznym rezystor  $R_3$  należy dołączyć wprost do masy. Przy zamkniętym przełączniku  $S_1$  układ generuje falę sinusoidalną, przy otwartym - trójkątną. Elementy  $R_a$  i  $PR_1$  pozwalają uzyskać minimum zniekształceń nieliniowych przebiegu sinusoidalnego.

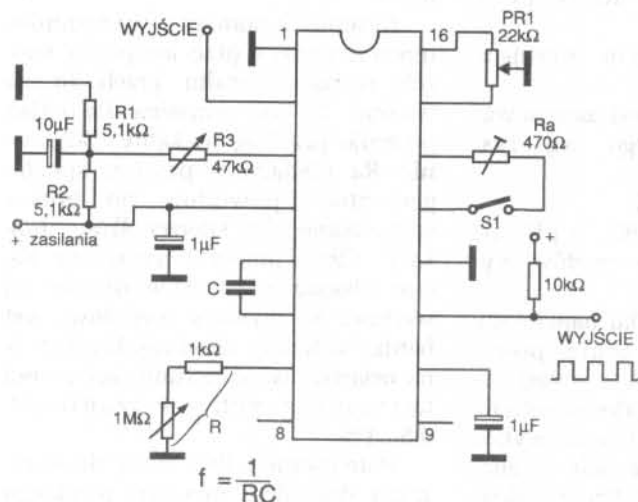
**Rysunek 4** przedstawia kolejny przykład zastosowania. Na wyjściu 2 otrzymujemy przebieg piłokształtny, gdzie nachylenie obydwu zbroczy można niezależnie regulować doborem rezystorów  $R_1$  i  $R_2$ . Na nóżkach 9 i 11 dostępny jest przebieg prostokątny o odpowiednim do wartości  $R_1$  i  $R_2$  współczynnikiem wypełnienia.

### Opis modułu generatora

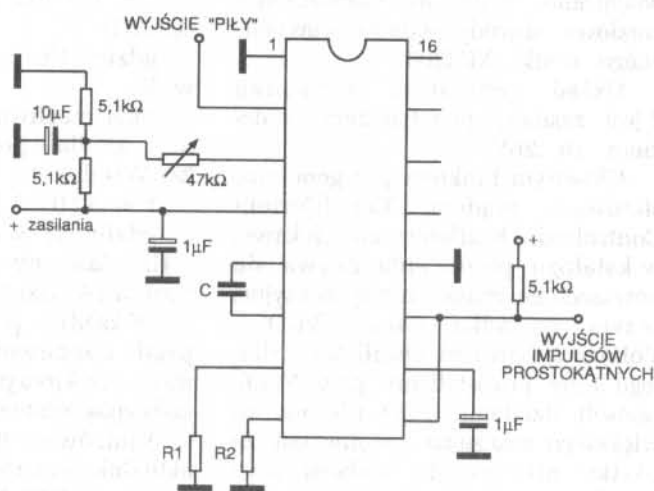
Schemat elektryczny modułu jest pokazany na **rysunku 5**. Układ musi być zasilany napięciem symetrycznym  $\pm 5\dots\pm 12\text{V}$ . W wersji podstawowej, przewidzianej do wobulatora, wykorzystuje się tylko przebieg sinusoidalny, niemniej jednak jest możliwe przełączanie trójkąt/sinus - należy wtedy wykorzystać punkty R, S i przeciąć zwierającą je ścieżkę.

Dwa punkty związane z nóżką 1 (H i J) mogą być wykorzystane zarówno do regulacji amplitudy za pomocą napięcia stałego, jak i do modulacji AM zewnętrznym przebiegiem zmiennym.

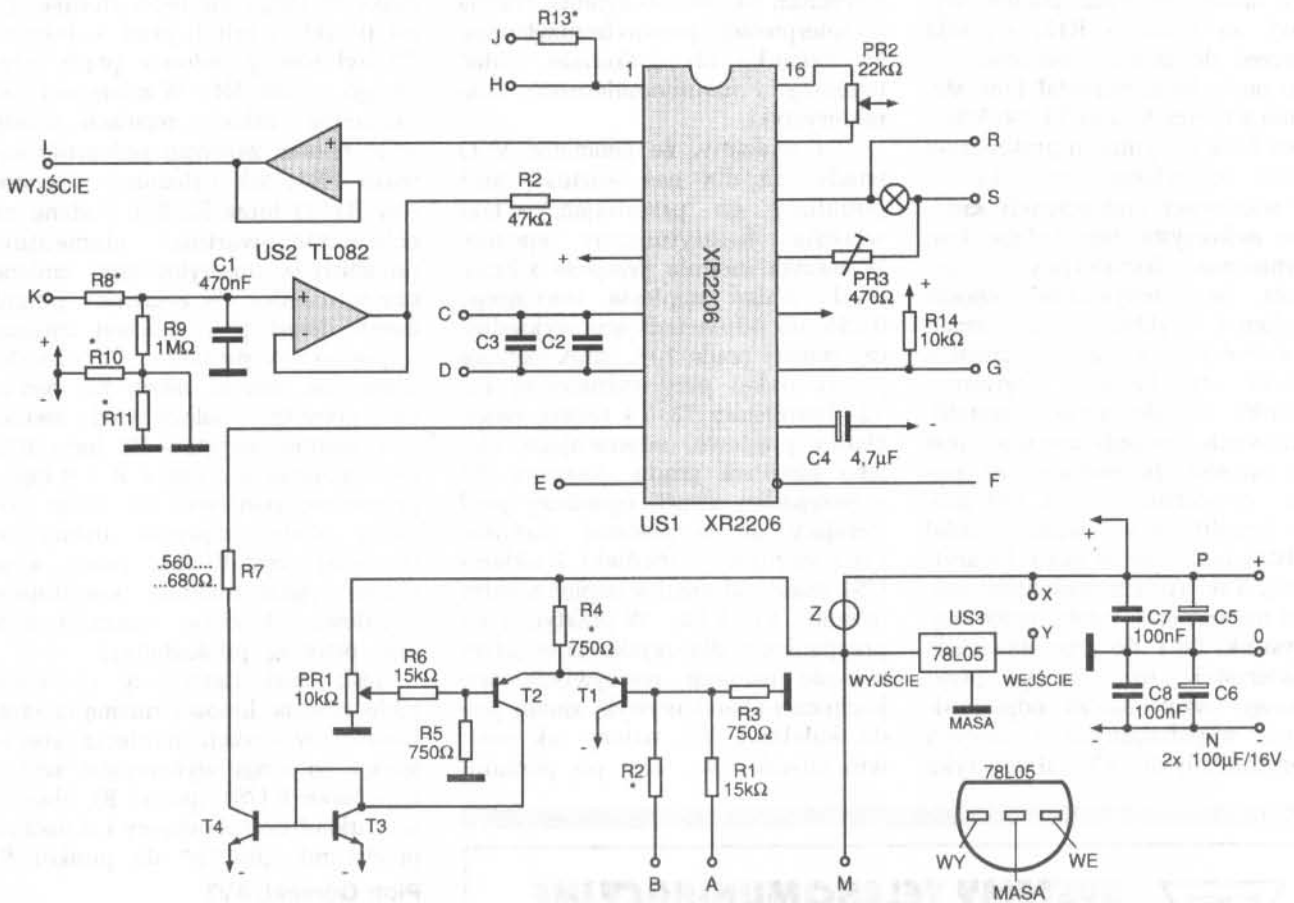
Wzmacniacz operacyjny US2b jest buforem wyjściowym, uniemożli-



Rys. 3. Podstawowa aplikacja układu XR2206



Rys. 4. Układ generatora napięcia piłokształtnego i prostokątnego o zmiennym wypełnieniu



Rys. 5. Schemat elektryczny modułu

wiąjącym uszkodzenie kostki generatora przez niekontrolowane zwarcia punktu L do masy lub napięć zasilających.

Rezystor R12 decyduje o wartości maksymalnej amplitudy wyjściowej. US1a pełni funkcję bufora (zamiast Cx z rys.2). Wejście K umożliwia regulację napięcia stałego na wyjściu - sygnał zmienny występuje wtedy na tle określonego napięcia stałego. W związku z możliwością wystąpienia napięć niezrównoważenia (zarówno wzmacniacza operacyjnego, jak i generatora) przewidziano miejsce na rezystory R11 (normalnie zwarty odcinkiem ścieżki) i R10 (można go bez kłopotu dołączyć zarówno do plusa jak i minusa zasilania).

W prostszych zastosowaniach R12 może być potencjometrem 47kΩ włączonym między nóżkę 3 i masę. Nie wykorzystamy wtedy US1a; punkt H należy wówczas zewrzeć do minusa zasilania.

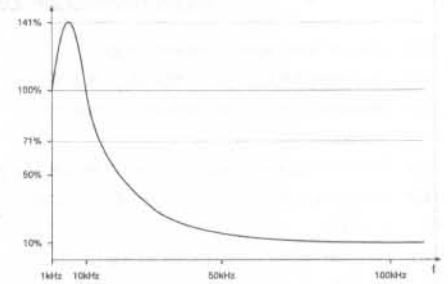
Na płytce przewidziano miejsce na dwa kondensatory C2 i C3. Umożliwi to dobranie wypadkowej pojemności, jeśli układ miałby być

jednozakresowym generatorem 20Hz...20kHz. Przy większej liczbie zakresów należy pozostałe kondensatory dołączać z zewnątrz do punktów C i D przełącznikiem.

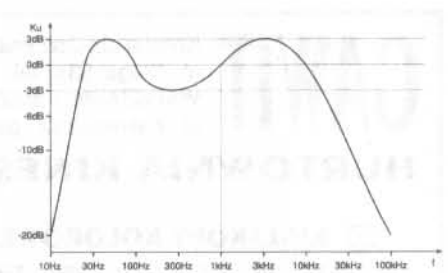
Na pomocniczym wyjściu G występuje przebieg prostokątny - może on być użyty do sterowania np. współpracującego miernika częstotliwości.

Punkty E i F umożliwiają w razie potrzeby dostęp do normalnie niewykorzystanych wejść sterujących.

Przewidziano też miejsce na dodatkowy stabilizator US3 (78L05) - może on zostać wykorzystany w niektórych prostszych zastosowaniach modułu. Połączenia jego elektrod, pokazane na rysunku 5, wyglądają cokolwiek dziwnie. Wszystko z tego powodu, że przy stosowaniu dobrze stabilizowanego zasilacza nie będzie on potrzebny, natomiast przy korzystaniu ze słabo stabilizowanych źródeł zasilania, np. z dwóch baterii 9V, należy go włączyć - będzie on stabilizować napięcie dla obwodów sterowania. Trzeba wówczas przeciąć ścieżkę plusa zasilania w miejscu oznaczonym na płytce



Rys. 6a. Przykładowa charakterystyka w skali liniowej



6b. Przykładowa charakterystyka w skali logarytmicznej

literą Z oraz zamontować zworę między punktami X, Y - dopiero wtedy US3 będzie mógł normalnie pracować. Przy zasilaniu z baterii

należy raczej regulować poziom wyjściowy za pomocą R12, a punkt H zewrzeć do minusa zasilania.

Do omówienia pozostał blok sterowania z tranzystorami T1-T4. Właśnie ten blok decyduje o praktycznej wartości omawianego modułu.

W większości praktycznych zastosowań najkorzystniejsza byłaby tzw. logarytmiczna charakterystyka przestrajania (w rzeczywistości chodzi o uzyskanie wykładniczych zmian częstotliwości przy liniowej zmianie napięcia sterującego). Ogromna większość charakterystyk częstotliwościowych przedstawiana jest w ten sposób, że zarówno oś pozioma - częstotliwości, jak i oś pionowa (amplituda lub wzmocnienie) przedstawiana jest w skali logarytmicznej. Taki sposób prezentacji graficznej ma ogromne zalety: porównajmy **rysunki 6a i 6b** przedstawiające charakterystykę tego samego przykładowego wzmacniacza odpowiednio we współrzędnych liniowych i logarytmicznych. Charakterystyka

z rysunku 6a jest nieczytelna, trudna do interpretacji, prawie bezużyteczna. Na rysunku 6b doskonale widać przebieg i nierównomierność charakterystyki.

Tu widzimy, że generator VCO wtedy ma dla nas wartość, jeśli potrafimy go przestrajac w taki właśnie, logarytmiczny sposób. W naszym module przejście z liniowych zmian napięcia sterującego 0...5V na odpowiadające wykładnicze zmiany prądu 1μA...2mA realizuje prosty układ pary różnicowej T1, T2. Tranzystory T3, T4 tworzą zwierciadło prądowe, odwracające niejako kierunek prądu. Rezystor R7 w przypadku awarii ograniczy prąd sterujący do bezpiecznej wartości. Prąd sterujący końcówki 7 układu US1 zależy od różnicy napięć między bazami T1 i T2. W praktycznych przypadkach, dla uzyskania w całym zakresie regulacji rzeczywiście wykładniczej charakterystyki zmian prądu kolektora T2, należy tak ustawić suwak PR1, aby po podaniu

maksymalnego napięcia sterującego na punkt A lub B prąd kolektora T2 był równy połowie prądu płynącego przez R4. W zależności od założonego zakresu regulacji należy więc dobrać zarówno położenie suwaka PR1, jak i stosunek rezystorów R1/R3 (oraz R2/R3). Podane na schemacie wartości elementów umożliwiają „logarytmiczną“ zmianę częstotliwości w zakresie ponad trzech dekad przy liniowej zmianie napięcia w punkcie A 0...+5V. Często tak szeroki zakres nie będzie nam potrzebny; należy wtedy zwiększyć wartość rezystora R1 (oraz R2). Oba wejścia sterujące A i B będą potrzebne, ponieważ na jedno podamy stałe napięcie ustalające (średnią) częstotliwość pracy, a na drugie sygnał zmienny powodujący chwilową dewiację częstotliwości (np. przebieg piłokształtny).

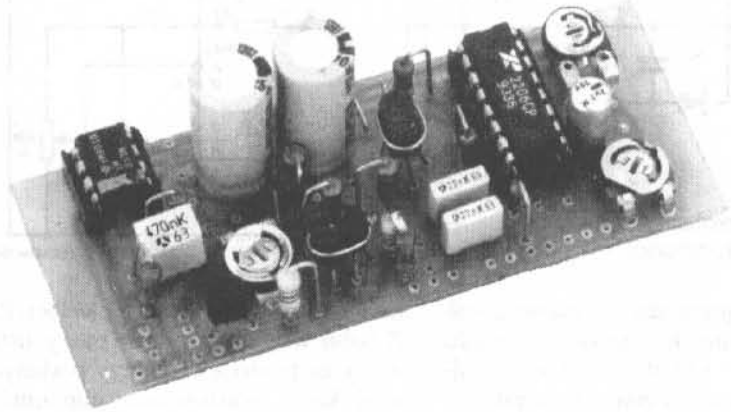
Jeśli nasi Czytelnicy chcieliby także uzyskać liniową zmianę częstotliwości w funkcji napięcia sterującego, to mogą wykorzystać wolną końcówkę 8 US1 (punkt E), zbudować układ dopasowujący i dołączyć przełącznik „lin/log“ do punktu F.

**Piotr Górecki, AVT**

*Ciąg dalszy w EP 8/94*

# Generator przestrojany napięciem - wobulator część 2

## kit AVT-184



### Montaż i uruchomienie

Montaż należy przeprowadzić na płytce pokazanej na rysunku 7. Na początek należy wlotować niezbędne zwory, następnie podstawki, elementy bierne i tranzystory. Jak widać na rysunku 7, tranzystory T1 i T2 oraz T3 i T4 są ustawione „plecami do siebie” - chodzi o to, aby pracowały w jednakowej temperaturze. Nie muszą to być identycznie jednakowe, dobierane egzemplarze, powinny jednak pochodzić

z tej samej serii produkcyjnej. Mają to być tranzystory w plastikowej obudowie TO-92. Przed wlotowaniem należy taką parę połączyć mechanicznie i cieplnie - owinać kilkoma zwojami odizolowanego drutu i dobrze zacisnąć.

Do wielu prostszych zastosowań nie trzeba będzie montować niektórych elementów, np. R2, R8, R10, R11, R13, R14, US3, R9 i C1 (wstawić zworę w miejsce C1).

Po włożeniu układów scalonych US1 i US2 układ powinien od razu pracować poprawnie.

### Kalibracja

Uruchomiony układ wymaga kalibracji. Przede wszystkim dotyczy to zniekształceń przebiegu sinusoidalnego. W najprostszym przypadku można to zrobić „na oko” używając oscyloskopu. Potencjometry PR2 i PR3 należy tak ustawić aby otrzymana sinusoida była jak „najładniejsza”. Zapewni to zniekształcenia w granicach 1...2%.

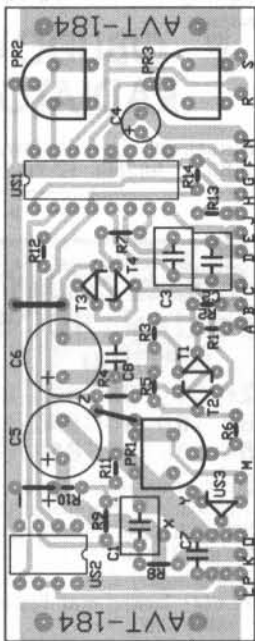
Mniejsze zniekształcenia uzyskamy stosując do kalibracji miernik zniekształceń nieliniowych (autor użył krajowego PMZ-11). Inną prostszą możliwością jest zastosowanie filtra zaporowego (np. typu TT). Jeśli generowany przebieg będzie miał częstotliwość równą częstotliwości „wycinania” filtra, to na wyjściu filtra będziemy mogli obejrzeć składowe harmoniczne.

Korekcję należy przeprowadzić dla częstotliwości rzędu pojedynczych ki-

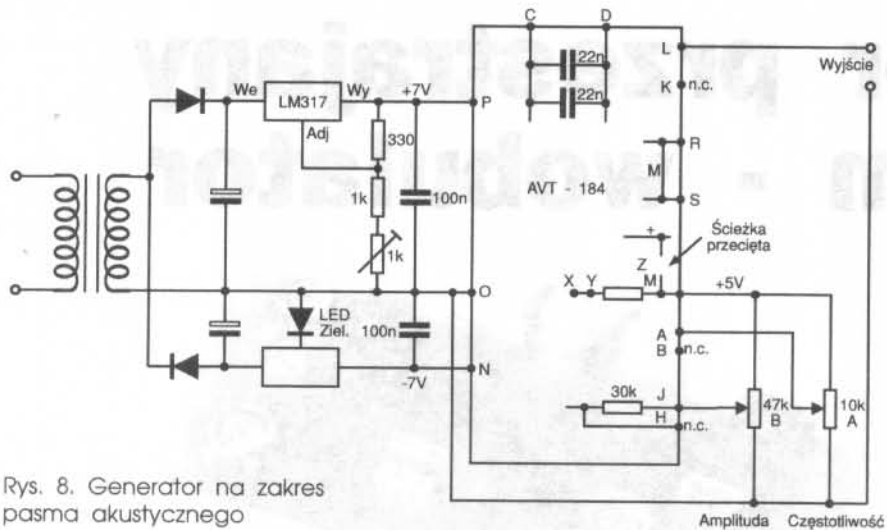
loherców, gdy prąd końcówki 7 jest większy od 0,1mA.

Najpierw należy ustawić PR2 w środkowym położeniu i regulować PR3 na minimum zniekształceń. Następnie skorygować PR2 na minimum zniekształceń. Ponieważ te regulacje wpływają na siebie, procedurę należy kilkakrotnie powtórzyć. W modelu udało się w ten sposób ustawić zniekształcenia na poziomie 0,6%. Przy częstotliwościach ponad kilkadziesiąt kiloherców zniekształcenia rosną. W modelu przy 200kHz zniekształcenia wyniosły 2%. Przy prądach sterujących na poziomie pojedynczych mikroamperów zniekształcenia również rosną. W modelu, gdy  $C2 + C3 = 44nF$ , przy wartościach elementów jak na rysunku 5, osiągnięto zakres przestrojania 13Hz...21kHz; dla dolnej częstotliwości 20Hz zniekształcenia wynosiły 0,77%, w środku zakresu (1kHz) uzyskano  $h=0,70\%$ , a dla górnych częstotliwości zakresu 20kHz - 1,55%. Przy skalibrowaniu układu na minimum zniekształceń dla 20kHz (0,9%), zniekształcenia przy 20Hz były równe 2,2%, przy 1kHz - 1,45%.

Wyniki te wskazują, że najlepiej jest przeprowadzić szereg prób i pomiarów, aby wybrać optymalną korekcję. Konieczny jest przy tym dostęp do miernika zniekształceń. Posiadacze oscyloskopów mogą ocenić zniekształcenia także „na oko”; zniekształcenia rzędu 2% są wyraźnie widoczne, wierzchołki sinusoidy są spłaszczane lub nadmiernie ostre.



Rys. 7. Rozmieszczenie elementów modułu na płytce drukowanej



Rys. 8. Generator na zakres pasma akustycznego

Przy najmniejszych częstotliwościach (znikomych wartościach prądu sterującego) układ ma także największą czułość na zewnętrzne zakłócenia - objawia się to widocznymi zmianami częstotliwości pracy. Dlatego w precyzyjnych zastosowaniach zalecane byłoby zaekranowanie całego modułu.

Kalibracji wymaga też blok sterujący. W zależności od maksymalnego napięcia stałego w punkcie A i założonego zakresu przestrajania

należy dobrać stosunek R1/R2. Z kolei właściwy punkt pracy ustawimy za pomocą PR1. Przy podanych w wykazie wartościach elementów osiągnięto zakres przestrajania ponad trzy dekady. Gdy potrzebny jest inny zakres należy dobrać R1 (i ewentualnie R2). Regulacje te mogą być nieco kłopotliwe, ale jeśli oczekujemy zadowolających rezultatów, to nie ma innej drogi. Na początek wlotujemy R1 o określonej „na wyczucie” wartości. Niech to będzie 10...47kΩ (R2 ma zawsze rezystancję 750Ω). Teraz dołączmy do punktu A maksymalne napięcie sterujące (przypuśćmy, że jest to u nas +5V). Teraz powinniśmy ustawić suwak PR1 w takim położeniu, aby prąd kolektora T2 był równy połowie prądu płynącego przez R4 - prądy te określimy mierząc spadki napięcia na znanych rezystancjach R4 i R7. Przy okazji przypomnijmy, że prąd płynący przez R7 powinien wtedy wynosić 2...3mA, a przez R4 odpowiednio 4...6mA, wówczas użyjemy bowiem optymalne parametry.

Dopiero wtedy należy dobrać C2 i C3, aby uzyskać założoną górną częstotliwość zakresu. Teraz łącząc punkt A do masy uzyskamy dolną częstotliwość zakresu. Jeśli jest ona niezgodna z założeniami, to należy zmienić wartość R1 i całą procedurę powtórzyć od początku.

W modułach przeznaczonych do bardziej precyzyjnych zastosowań należy jeszcze zmierzyć wartość napięcia stałego na wyjściu L. Jeśli nie jest to dokładnie potencjał masy, to można przeciąć ścieżkę pod R11 i tak dobrać R10 i R11, aby na wyjściu L było dokładnie 0V. Płyt-

ka jest zaprojektowana w taki sposób, że R10 można dołączyć zarówno do plusa, jak i minusa zasilania.

Jeśli chcemy płynnie regulować napięcie stałe na wyjściu L, to nie trzeba stosować R10, R11, a zewnętrzne napięcie sterujące należy podać na punkt K.

W egzemplarzu modelowym, przy zasilaniu symetrycznym ±7V, pobór prądu z obydwu źródeł wyniósł +26mA i -22mA. Maksymalna wielkość przebiegu wyjściowego wyniosła 5Vpp. Gdy jako US2 zastosowano TL082, niezniekształcony przebieg wyjściowy występował przy obciążeniu wyjścia rezystancją co najmniej 200Ω. Podobnie było z układem LM833. Natomiast zastosowanie układu NE5532 umożliwiło pracę z obciążeniem 50Ω.

Do zastosowań naszego modułu powrócimy wkrótce na łamach EP. Na rysunku 8 znajdziemy pierwszy, prosty przykład zastosowania. Prosty zasilacz z transformatorem TS2/14 dostarcza napięcie ±7V. Dodatkowo napięcie zasilania należy tak skorygować, aby przy ustawieniu potencjometru regulacji amplitudy P2 na minimum, amplituda wyjściowa była rzeczywiście zero. Korzystne okazało się zastosowanie potencjometru 47kΩ/B do regulacji amplitudy.

Piotr Górecki, AVT

## WYKAZ ELEMENTÓW

### Rezystory

- R1, R6: 15kΩ
- R2...R5: 750Ω
- R7: 560...680Ω
- R8: w tekście
- R9: 1MΩ
- R10: w tekście
- R11: w tekście
- R12: 47kΩ
- R13: w tekście
- R14: 10kΩ
- PR1: 10kΩ (montażowy)
- PR2: 22kΩ (montażowy)
- PR3: 470Ω (montażowy)

### Kondensatory

- C1: 470nF
- C2: w tekście
- C3: w tekście
- C4: 4,7μF
- C5, C6: 100μF/16V
- C7, C8: 100nF

### Półprzewodniki

- T1, T2: pnp w obudowie TO-92
- T3, T4: npn w obudowie TO-92
- US1: XR2206
- US2: TL082
- US3: 78L05