

W rubryce „Analog Center” prezentujemy skrótowe opisy urządzeń charakteryzujących się interesującymi, często wręcz odkrywczymi, rozwiązaniami układowymi. Przypominamy także cieszące się największym powodzeniem, proste opracowania pochodzące z redakcyjnego laboratorium.

Do nadsyłania opisów niebanalnych rozwiązań (także wyszukanych w Internecie) zachęcamy także Czytelników. Za opracowania oryginalne wypłacamy honorarium w wysokości 300zł brutto, za opublikowane w EP informacje o interesujących projektach z Internetu honorarium wynosi 150zł brutto. Opisy, propozycje i sugestie prosimy przesyłać na adres: analog@ep.com.pl.

Miernik bardzo małych pojemności

Sądząc po liczbie publikowanych projektów mierników pojemności, można dojść do wniosku, że temat ten stanowi wdzięczne pole popisu dla konstruktorów. Jednak dokładniejszy przegląd schematów wskazuje, że większość z nich wykorzystuje tę samą metodę tzn. pomiar czasu ładowania kondensatora (stałym prądem lub przez znaną rezystancję) do zadanego napięcia progowego. Sposób ten, wygodny do realizacji w bezpośrednim otoczeniu mikrokontrolera, dobrze sprawdza się przy pomiarze dużych pojemności sięgających dziesiątek mF. Jednak obecność niedokładnie określonych a do tego zmiennych pojemności pasożytniczych (m.in. pojemności wejściowej komparatora i pojemności montażowych) powoduje, że użyteczny zakres pomiaru kończy się od dołu na kilkudziesięciu pF. Tymczasem dla konstruktora obracającego się np. w zakresie UHF, „trzydzieści piko” jest niemal synonimem zwarcia. Pojemności o mniejszych wartościach – rzędu pojedynczych pF – można mierzyć innymi sposobami, np. przez pomiar częstotliwości rezonansowej obwodu LC. Jednak metody rezonansowe, podobnie jak pomiary mostkowe, wymagają posiadania precyzyjnych wzorców LC, a te nie należą do tanich ani łatwo dostępnych.

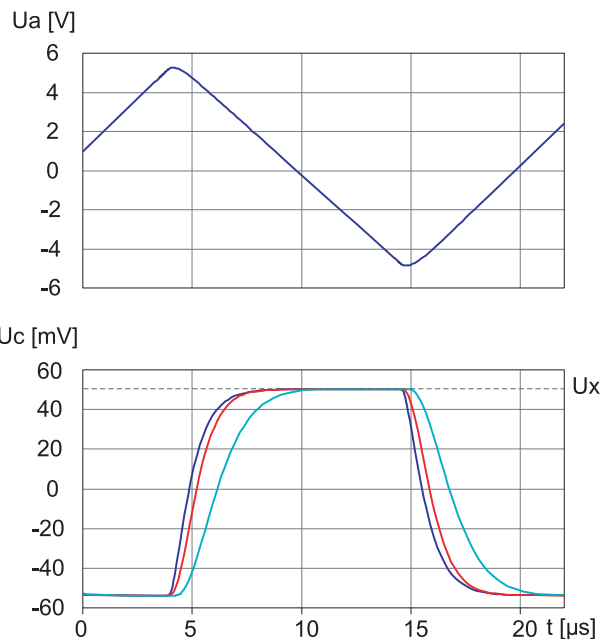
W kręgu zainteresowań pozostają zatem metody techniczne, polegające na bezpośrednim pomiarze prądu płynącego przez kondensator przy zadanym wymuszeniu napięciowym (i vice versa). W tej grupie szcze-

gólnie zainteresowanie budzi układ autorstwa Gary’ego Novaka [1] pozwalający (pod warunkiem starannego wykonania i skalibrowania) na precyzyjny pomiar bardzo małych pojemności np. 1 pF z rozdzielczością ± 10 fF. Schemat podobnego, nieco uproszczonego, jednak opartego na tej samej zasadzie miernika pojemności autorstwa Davida Johnsona można znaleźć w internetowej stronie Discover Circuits [2].

Miernik (rys. 1) składa się z dwóch części – precyzyjnego generatora przebiegu trójkątnego oraz układu (C_p) pomiarowego złożonego z przetwornika prąd–napięcie i detektora szczytowego. Zasada działania polega na wykorzystaniu podstawowej zależności:

$$I = C \cdot dU/dt$$

Zgodnie z tą zależnością, przyłożenie do kondensatora przebiegu napięciowego w kształcie trójkąta o stałym i znanym nachyleniu zwochy (tzn. stałej wartości pochodnej dU/dt) powoduje przepływ prądu w postaci przebiegu prostokątnego o stałej amplitudzie, zależnej bezpośrednio od mierzonej pojemności. Przyjęcie takiego wariantu, tzn. pomiaru prądu przy zadanym wymuszeniu napięciowym jest szczególnie wygodne ze względu na możliwość włączenia mierzonego kondensatora pomiędzy dwa punkty o bardzo małej impedancji, a mianowicie wyjście generatora (pkt. A) i masę pozorną przetwornika I/U (pkt. B). Z jednej strony ułatwia to przyłoże-

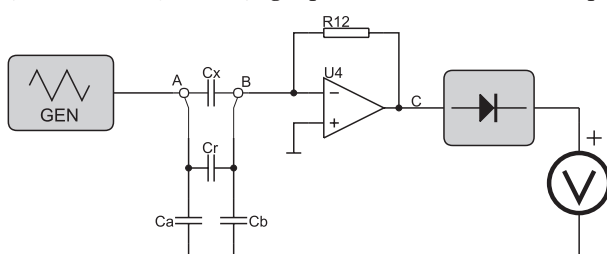


Rys. 2. Wpływ pasożytniczej pojemności sondy na kształt mierzonego przebiegu i dokładność pomiaru

nie do badanej pojemności założonego przebiegu o ściśle określonym nachyleniu a z drugiej częściowo przeciwdziała wpływowi pojemności pasożytniczych.

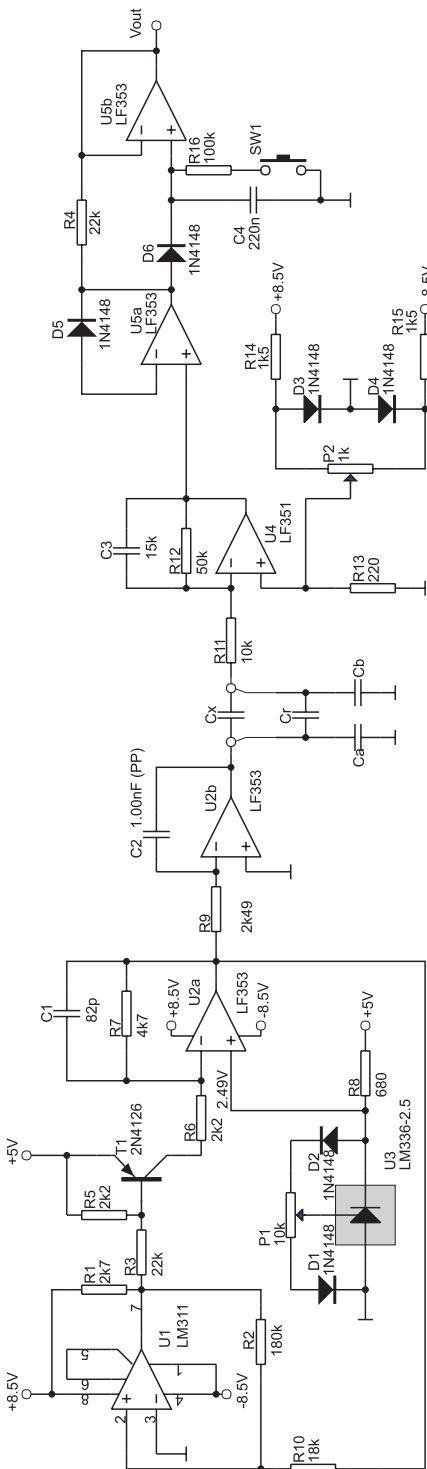
Na rys. 1 oprócz pojemności mierzonej C_x zaznaczono również elementy pasożytnicze: C_a i C_b reprezentujące pojemności sond pomiarowych względem masy oraz występującą samoistnie pomiędzy sondami pojemność skrośną C_r , włączoną równolegle do mierzonej C_x . Zastanówmy się nad praktycznym wpływem tych pojemności na wynik pomiaru, przy założeniu $C_x = 1$ pF.

Pojemność C_a reprezentująca pojemność doekranową może w praktyce sięgać kilkudziesięciu pF. Jednak obciążając bezpośrednio niskoimpedancyjne wyjście generatora nie wywiera istotnego wpływu na kształt generowanego przebiegu. Pojemność drugiej sondy (C_b) obciąża równolegle wejście układu pomiarowego wprowadzając niepożądaną stałą czasową. Jednak wobec



Rys. 1. Miernik bardzo małych pojemności – zasada działania

cd ze str. 39 bardzo małej rezystancji wejściowej przetwornika I/U (punkt masy pozornej) wpływ tej pojemności jest niewielki i objawia się jedynie opóźnionym narastaniem odpowiedzi na jego wyjściu. Na rys. 2 pokazano wynik symulacji przebiegu napięcia w punkcie „C” przy różnych wartościach $C_b = [0, 30 \text{ pF}, 100 \text{ pF}]$. Zwróćmy uwagę, że właściwa infor-



Rys. 3. Miernik bardzo małych pojemności – schemat ideowy (uproszczony)

macja pomiarowa dotycząca C_x kryje się w wartości szczytowej (U_x) prostokątnego przebiegu U_c . Zatem dopóki stała czasowa wnoszona przez obecność C_b jest istotnie mniejsza od okresu przebiegu trójkątnego i nie powoduje zafałszowania amplitudy przebiegu, dopóty ew. spłaszczenie zbroczy nie wpływa znacząco na wynik pomiaru.

Do uwzględnienia pozostała nam jeszcze pasożytnicza pojemność C_r występująca pomiędzy rozmieszczonymi w bliskim sąsiedztwie zaciskami pomiarowymi i dodająca się do wyniku pomiaru C_x . Wylimitowanie wpływu C_r polega na przesunięciu poziomu zera w układzie pomiarowym lub na programowym odjęciu właściwej wartości od końcowego wyniku. Jednak do tego celu C_r musi mieć wartość możliwie niewielką a przede wszystkim – niezmienną w czasie. W praktyce, dzięki zapewnieniu mechanicznej sztywności układu, zastosowaniu bardzo krótkich wyprowadzeń pomiarowych i ich ew. ekranowaniu można ją sprowadzić do stałego poziomu porównywalnego z minimalną mierzoną wartością C_x , czyli $\leq 1 \text{ pF}$.

Na rys. 3 przedstawiono uproszczony schemat ideowy omawianego miernika. Uproszczenie polega przede wszystkim na pominięciu podzespołów związanych z przełączaniem zakresów pomiarowych. W oryginalnym układzie przewidziano bowiem możliwość wyboru jednego z 6 zakresów obejmujących przedział od 40 pF do 4 μF . Wartości podane na schemacie odpowiadają najczulszemu zakresowi pomiarowemu (0...40 pF) uzyskanemu przy nachyleniu przebiegu trójkątnego 1 V/ μs .

Generator przebiegu trójkątnego powstał na bazie typowego układu złożonego ze wzmacniacza operacyjnego w układzie integratora i komparatora. Wprowadzona modyfikacja ma na celu precyzyjnie określenie nachylenia opadającego zbroczy przebiegu i polega na dodaniu źródła referencyjnego U_1 oraz wzmacniacza U_{2a} . Przy wyłączonym kluczu T_1 , wzmacniacz U_{2a} działa jako wtórnik napięciowy dostarczający na wejście integratora stałego napięcia referencyjnego o wartości 2,49 V. Po włączeniu klucza T_1 napięcie na wyjściu U_{2a} spada do poziomu ok. -2,5 V, przy czym wartość ta nie jest krytyczna a zapewnia jedynie przybliżoną symetrię przebiegu trójkątnego.

Natomiast krytycznym elementem, decydującym o nachyleniu i liniowości trójkąta, jest kondensator C_2 (1 nF lub 100 nF – zależnie od zakresu). Ze względu na wymaganą stabilność termiczną i napięciową powinien to być kondensator polipropylenowy o tolerancji 1%. W oryginalnym projekcie znalazły się dokładne wskazówki dotyczące doboru a także precyzyjnego pomiaru rzeczywistej wartości tego elementu.

Dobór wzmacniaczy operacyjnych wynika z kompromisu pomiędzy minimalizacją wejściowego prądu polaryzującego (JFET), napięcia niezrównoważenia i wymaganej szybkości działania. Przy wartościach podanych na schemacie, przebieg trójkątny ma częstotliwość ok. 45 kHz i nachylenie $\pm 1 \text{ V}/\mu\text{s}$, co eliminuje możliwość wykorzystania wielu precyzyjnych, lecz zbyt wolnych wzmacniaczy. Na stronie projektu [1] znajdują się również rozważania na temat doboru pozostałych elementów, eliminacji niepożądanych przerzutów na zbroczach mierzonego prostokąta oraz całej części cyfrowej (przetworniki A/C), pominięte w naszym opisie.

Na zakończenie jeszcze jedna, istotna uwaga dotycząca wiarygodności uzyskanych wyników. Pomiar pojemności w opisanym mierniku odbywa się przy stosunkowo niewielkich częstotliwościach. Oszacowanie wkładu wnoszonego przez poszczególne harmoniczne do mierzonego prądu I_{Cx} prowadzi do wniosku, że znaczący wpływ na wynik pomiaru mają jedynie składowe leżące w przedziale poniżej 1 MHz. Tymczasem domeną zastosowań większości kondensatorów „pikofaradowych” są zwykle zakresy w.c.z. gdzie zasadniczego znaczenia nabiera obecność w zastępczym modelu rezystancji i indukcyjności szeregowej (ESR, ESL). W pomiarze małowartościowym składowe te nie mają szans na ujawnienie swojego istnienia, co skłania do ostrożnego traktowania uzyskanych wyników i skonfrontowania ich z danymi katalogowymi (np. typową częstotliwością rezonansu własnego).

Marek Dzwonnik, EP
marek.dzwonnik@ep.com.pl

Odnosiniki:

- [1] <http://nov55.com/cap/cap1.htm>
- [2] <http://www.discovercircuits.com/PDF-FILES/NewPDF/Capmeter1C.pdf>

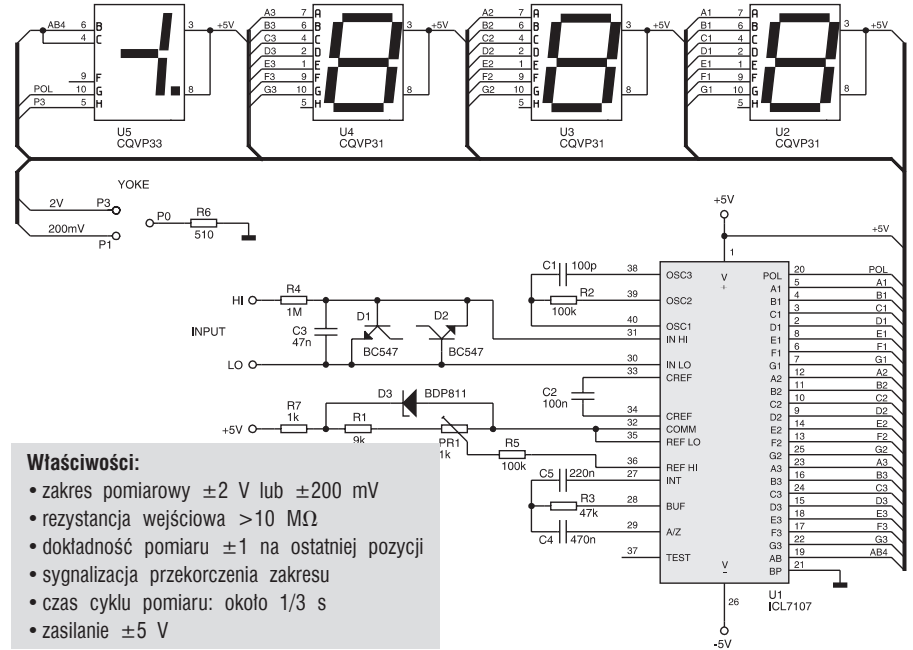
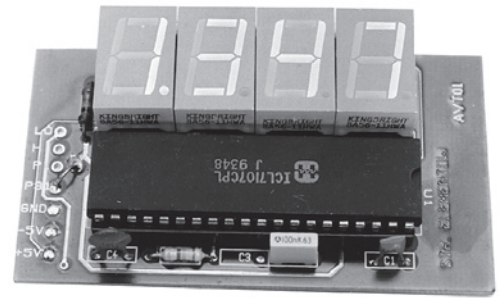
Woltomierz panelowy LED

Woltomierz panelowy AVT-01 jest jednozakresowym woltomierzem prądu stałego z wyświetlaczem LED. Jako wskaźnik tablicowy, montowany w obudowie i zasilany z układów współpracującego urządzenia,

może służyć zarówno do pomiaru napięcia, jak i – z odpowiednim przetwornikiem – natężenia prądu,

częstotliwości, rezystancji, pojemności lub wielkości nieelektrycznych: temperatury, wilgotności, ciśnienia, itp. Woltomierz zbudowany jest na układzie scalonym ICL7107 z zespołem 7-segmentowych wyświetlaczy LED oraz elementami wykonawczymi. Układ wejściowy woltomierza stanowi rezystor ograniczający prąd wejściowy R7, diody ogranicznika napięcia D8, D9 (w tej roli wykorzystano złącza E-B tranzystorów) i kondensator przeciwzakłóceń C3. Kondensator C5 (całkowania) musi mieć jak najmniejsze straty dielektryczne, a rezystor całkowania R3 i kondensator „autozera” C4 są dobierane w zależności od zakresu pomiarowego. Układ D10, R1, R5, R6, PR1 dostarcza napięcia referencyjnego odpowiedniego do zakresu pomiarowego. Dokładna wartość napięcia powinna być ustawiona potencjometrem PR1 w trakcie kalibr-

rowania woltomierza w konkretnym układzie pracy. Elementy C1, R2 wyznaczają częstotliwość wewnętrznego oscylatora układu ICL 7107. Rezystor R8 dostarcza prądu segmentom kropki dziesiętnej wyświetlacza. Położenie kropki odpowiednio do zakresu pomiarowego wyznacza zwora P31 – P1 (dla 200 mV) lub P31 – P3 (dla 2 V). ■



- Właściwości:**
- zakres pomiarowy $\pm 2\text{ V}$ lub $\pm 200\text{ mV}$
 - rezystancja wejściowa $> 10\text{ M}\Omega$
 - dokładność pomiaru ± 1 na ostatniej pozycji
 - sygnalizacja przekroczenia zakresu
 - czas cyklu pomiaru: około 1/3 s
 - zasilanie $\pm 5\text{ V}$

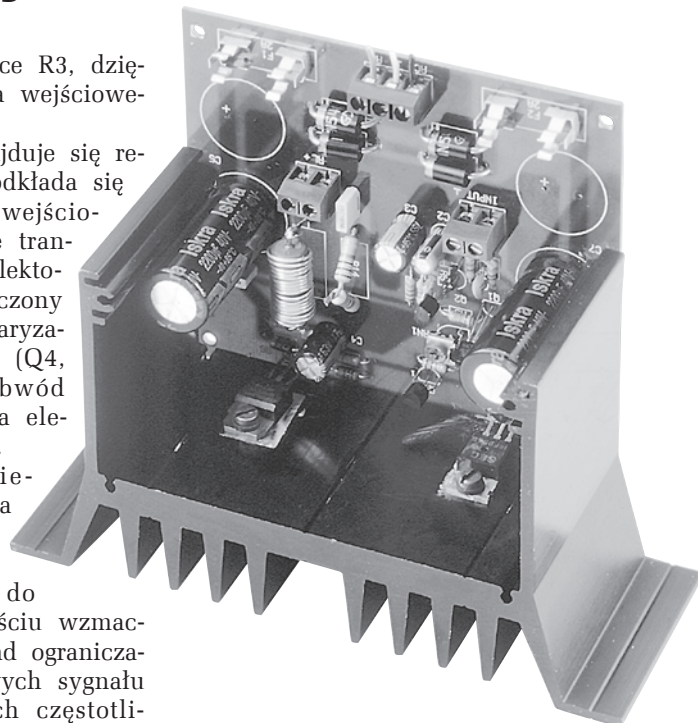
Wzmacniacz audio z tranzystorami HEXFET

Schemat elektryczny wzmacniacza przedstawiono na rys. 1. Na wejściu zastosowano różnicowy stopień wzmocnienia z tranzystorami Q1 i Q2. Rezystor R3 spełnia rolę źródła prądowego, które wprowadza sprzężenie zwrotne niezbędne do poprawnej pracy wzmacniacza różnicowego. Układ całkujący R12, C3

filtruje napięcie zasilające R3, dzięki czemu praca stopnia wejściowego jest stabilniejsza.

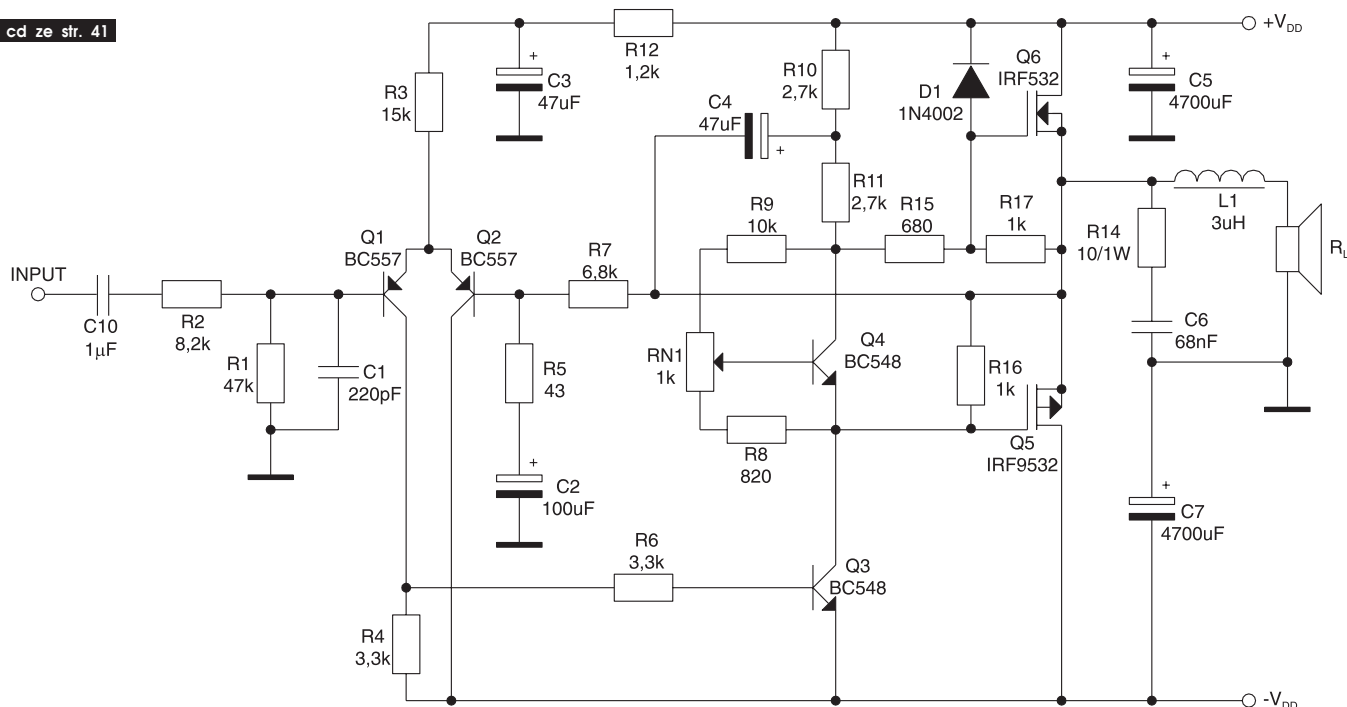
W kolektorze Q1 znajduje się rezystor R4, na którym odkłada się wzmocnione napięcie wejściowe. Napięcie to steruje tranzystor Q3. W obwód kolektora tego tranzystora włączony jest układ wstępnej polaryzacji tranzystorów mocy (Q4, RN1, R8, R9) oraz obwód bootstrap (wykonany na elementach R10, R11, C4).

Dioda D1 zabezpiecza bramkę tranzystora Q6 przed przebieciem, ograniczając maksymalne napięcie UGD do wartości 0,6 V. Na wyjściu wzmacniacza znajduje się układ ograniczający amplitudę składowych sygnału wyjściowego o wyższych częstotliwościach, co w pewnym



- Właściwości:**
- pasmo przenoszenia: 17Hz..92kHz
 - moc wyjściowa: 29W/THD0,12%,
 - szybkość narastania sygnału na wyjściu: +11/-16V/ms.
- Uwaga! Pomiary wykonano z obciążeniem 8 W, zasilaniu $\pm 28\text{ V}$, i współczynnikiem wzmocnienia 47V/V (R5=1k W)
- pasmo przenoszenia: 15Hz..60kHz,
 - moc wyjściowa: 58W/THD0,17%,
 - szybkość narastania sygnału na wyjściu: +13/-19V/ms.
- Uwaga! Pomiary wykonano z obciążeniem 4 W, zasilaniu $\pm 28\text{ V}$, i współczynnikiem wzmocnienia 47V/V (R5=1k W)

cd ze str. 41



Rys. 1. Schemat elektryczny wzmacniacza audio

stopniu kompensuje charakterystykę amplitudową wzmacniacza. Dławik L1 ogranicza szybkość narastania sygnału na wyjściu wzmacniacza, co poprawia stabilność jego pracy w przypadku sterowania jego wejścia szybko narastającymi przebie-

gami piłokształtnymi lub prostokątnymi. Integralną częścią wzmacniacza jest zasilacz sieciowy, jest to zasilacz z symetrycznym wyjściem, o napięciu wyjściowym mieszczącym się w przedziale $\pm 22... \pm 30$ V. Bezpieczniki F1 i F2 powinny być typu

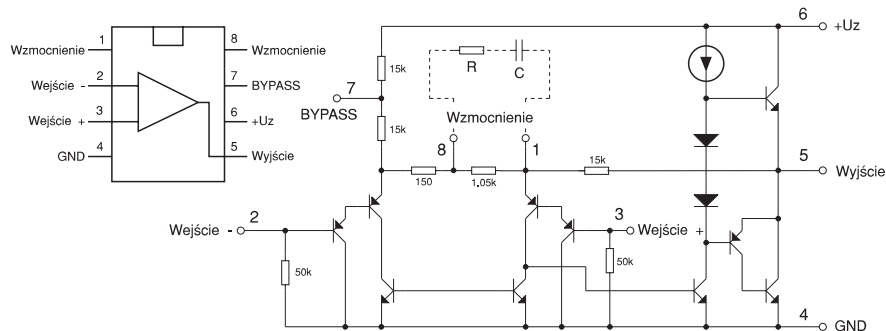
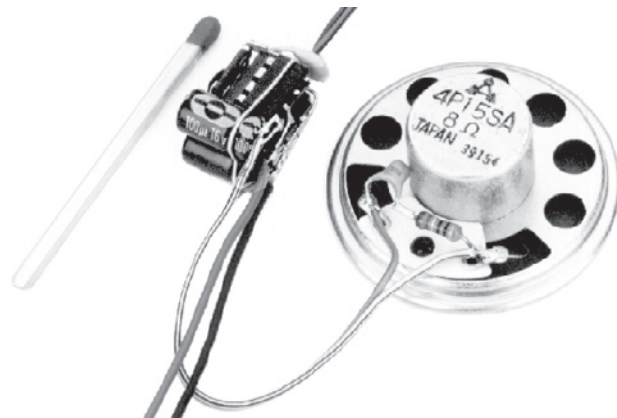
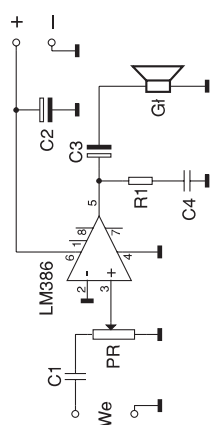
Dodatkowe informacje:
Bardziej szczegółowy opis tego projektu można znaleźć pod nazwą AVT-890 na stronie: <http://www.sklep.avt.com.pl>

zwłocznego i są montowane bezpośrednio na płytce drukowanej. ■

Miniwzmacniacz

Wejścia (n. 2 i 3) są na potencjale masy; przy zasilaniu z sieci między masę a końcówkę 7 należy dołączyć kondensator $47 \mu\text{F}$, tłumienie tętnień zasilania wyniesie wtedy 50 dB.

Końcówki 1, 8 pozwalają zwiększyć wzmocnienie. Dołączenie do nich szeregowego obwodu RC (zaznaczony linią przerywaną) w zależności od wartości R zwiększa wzmocnienie aż do 200 ($C=10 \mu\text{F}$, $R=0$). ■



Rys. 1. Schemat elektryczny miniwzmacniacza

Dodatkowe informacje:
Bardziej szczegółowy opis tego projektu można znaleźć pod nazwą AVT-1017 na stronie: <http://www.sklep.avt.com.pl>

Właściwości:

- moc: w zależności od wersji układu 400...1000 mW
- zakres napięć zasilających: 5...18 V
- wzmocnienie nominalne: 20
- prąd spoczynkowy: około 4 mA
- zniekształcenia: 0,2%
- pasmo sięga 300 kHz