

# Programowany wzmacniacz pomiarowy

## kit AVT-199

W artykule opisano dwa moduły programowanego wzmacniacza pomiarowego.

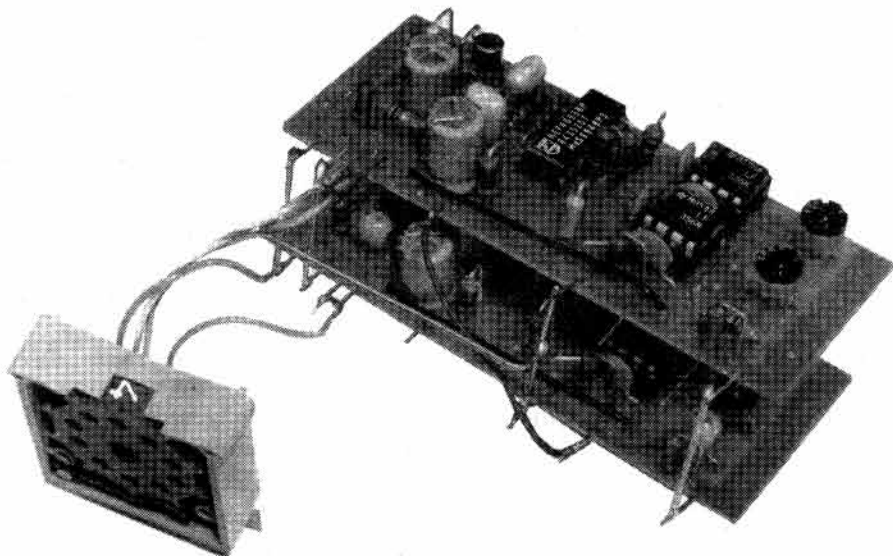
Zasadniczo są one przeznaczone do zestawu pomiarowego audio, którego pełny opis zamieścimy w jednym z następných numerów EP.

Przedstawiony moduł AVT-199 znajdzie zastosowanie w różnych przyrządach pomiarowych jako wzmacniacz programowany cyfrowo.

Nasi Czytelnicy - jak zwykle - zastosują układ do wielu samodzielnych konstrukcji, a dość dobre parametry szumowe i częstotliwościowe pozwolą zastosować go nawet w przyrządach wysokiej klasy.

Zachęcamy do zwrócenia uwagi na część opisową dotyczącą praktycznej analizy wykonanych układów. Zdarza się bowiem, że układ „na papierze” działa znakomicie, a wykonany na stole nie chce działać wcale. Często dotyczy to wzmacniaczy, które permanentnie się wzbudzają.

Przedstawiony w artykule krótki wgląd do „kuchni” konstruktora i analiza rozwiązań układowych oraz projektów płytek pozwoli wzbogacić własne doświadczenia w tym zakresie.



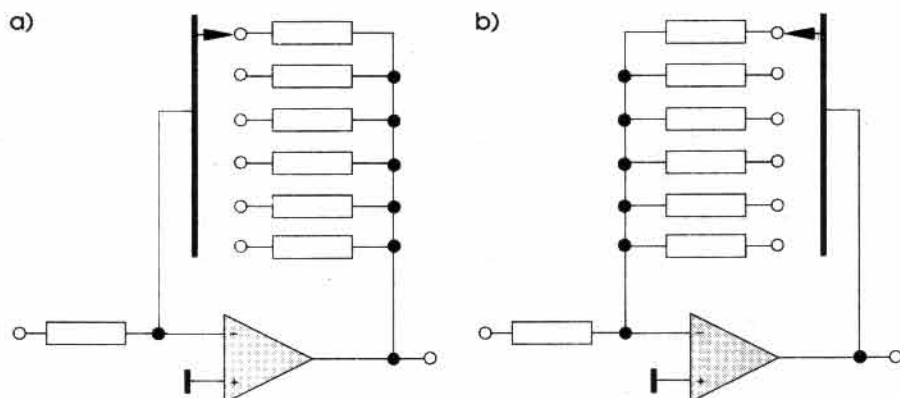
W praktyce pomiarowej bardzo często zachodzi potrzeba zastosowania wzmacniacza o ściśle określonym i skokowo regulowanym wzmacnieniu.

W przyrządach analogowych często reguluje się czułość w sekwencji 1:3,16:10...itd, czyli 0, 10dB, 20dB itd. W przyrządach cyfrowych używa się sekwencji 1, 10, 100... Potrzebny jest więc wzmacniacz o skokowo regulowanym wzmacnieniu.

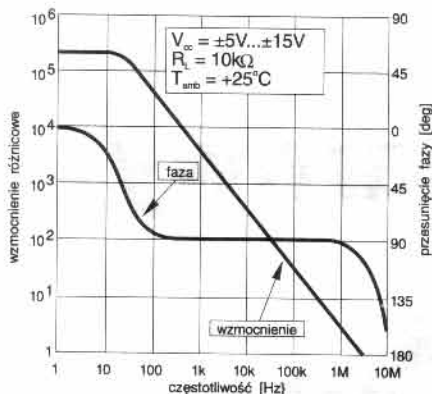
Najprostszym rozwiązaniem jest użycie mechanicznego przełącznika i zestawu rezystorów

określających wzmacnienie. Można się tu jednak natknąć na pułapki.

Po pierwsze, zastosowanie przełączników dołączonych do punktów układu o dużej rezystancji oraz związanych z tym przewodów połączeniowych spowoduje wzrost wrażliwości na zakłócenia zewnętrzne. Dlatego w takich konstrukcjach należy umieszczać wzmacniacz jak najbliżej przełącznika i stosować połączenia według rysunku 1b, a nie 1a. Wzmacniacz wg rysunku 1a będzie znacznie bardziej wrażliwy



Rys. 1. Sposoby regulacji wzmacnienia



Rys. 2. Charakterystyka częstotliwościowa wzmacniacza operacyjnego TL072

na zakłócenia z powodu wystąpienia kilku „anten“ zbierających z otoczenia wszystkie „śmieci“. W układzie z rysunku 1b należy umieszczać rezystory sprzężenia możliwie blisko wzmacniacza.

Dla zmniejszenia wpływu zakłóceń stosuje się też specjalne przełączniki zwierające wszystkie nieużywane gałęzie do wspólnej końcówki (masy). Takie przełączniki obrotowe są produkowane także w kraju.

Drugą pułapką, w którą często wpadają początkujący, są ograniczenia związane z pasmem przenoszenia wzmacniacza.

Każdy wie, że wzmacniacze operacyjne mają wzmocnienie rzędu setek tysięcy razy. To wszys-

tko prawda, ale tylko przy prądzie stałym.

Przy większych częstotliwościach wzmocnienie jest ograniczone parametrami tranzystorów układu scalonego, ale co ważniejsze - dla zapewnienia stabilności przy wzmocnieniu 1 w większości wzmacniaczy operacyjnych wprowadzono wewnętrzne obwody kompensacji częstotliwościowej. Taka wewnętrzna kompensacja dodatkowo ogranicza pasmo.

Na **rysunku 2** pokazano charakterystykę częstotliwościową wzmacniacza operacyjnego TL072 dla małych sygnałów. Widać tu, że przy częstotliwości 20kHz wzmocnienie wynosi mniej więcej 100 (40dB), a nie jak dla prądu stałego 200000 (106dB).

Dlatego, aby uzyskać duże wzmocnienie i szerokie pasmo, należy koniecznie zastosować kilka stopni wzmocnienia. Oczywiście, komplikuje to dodatkowo obwody przełączników.

### Wersja pierwsza

Aby uniknąć niedogodności związanych ze stosowaniem przełączników mechanicznych wykonaliśmy bardzo prosty moduł wzmacniacza pomiarowego przebiegów zmiennych według schematu elektrycznego z **rysunku 3**. Zaprojektowano i wykonano płyt-

kę pokazaną na **rysunku 4**.

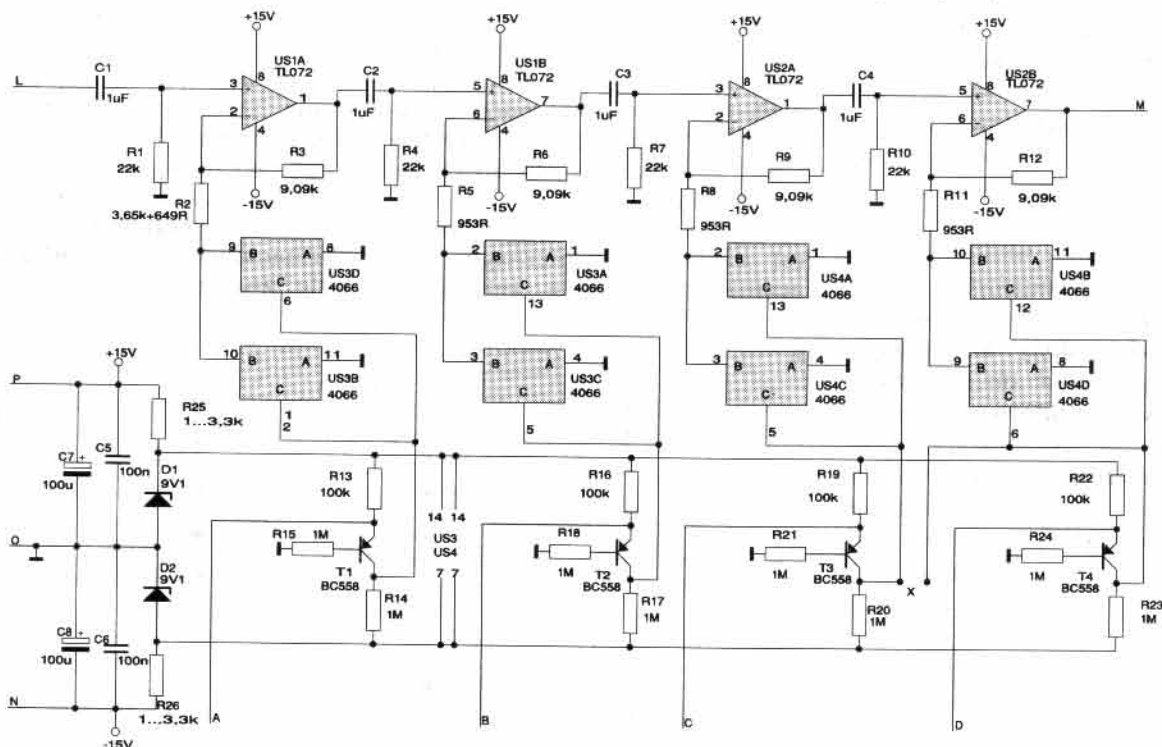
Wzmacniacz ten może być zasilany napięciem symetrycznym  $\pm 5... \pm 18V$ .

Cztery niezależne wzmacniacze nieodwracające są sprzężone zmiennoprądowo, co pozwala zaniedbać napięcia nierównoważenia wzmacniaczy operacyjnych.

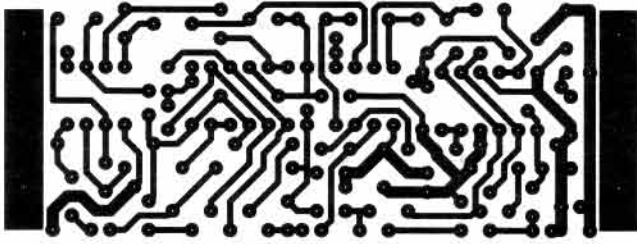
Do sterowania wartością wzmocnienia służą klucze analogowe CMOS (układy US3, US4). Ponieważ układy te mogą być zasilane napięciem co najwyżej 18...20V, zastosowano obwody redukcji napięcia zasilania - R25, R26 i D1, D2. Oczywiście, jak podaliśmy wcześniej w Notatniku, napięcie zasilające kostki CMOS powinno być bliskie maksymalnemu dopuszczalnemu - uzyskamy wtedy rezystancję włączonych par kluczy poniżej 50Ω.

Połączono równolegle po dwa takie klucze, aby zmniejszyć zniekształcenia i błędy wywołane zmianami rezystancji w stanie załączonym.

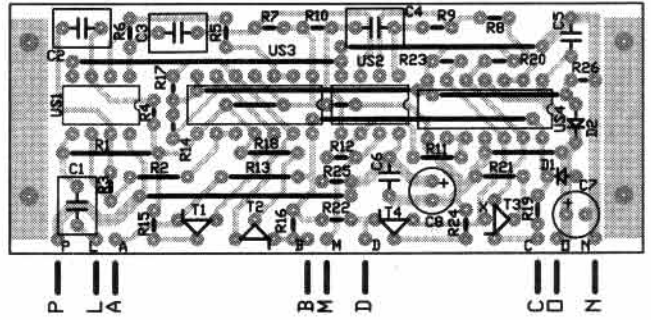
Do sterowania służą układy z tranzystorami T1 - T4. Taki układ sterowania jest najprostszym i przydatnym w praktyce. Gdy wejścia sterujące A - D „wiszą w powietrzu“, tranzystory T1 - T4 przewodzą, na elektrodach sterujących kluczy US1 i US2 występuje stan logiczny wysoki, klucze przewo-



Rys. 3. Schemat elektryczny wersji pierwszej modułu wzmacniacza



Rys. 4. Mozaika ścieżek oraz rozmieszczenie elementów na płytce drukowanej wersji I modułu

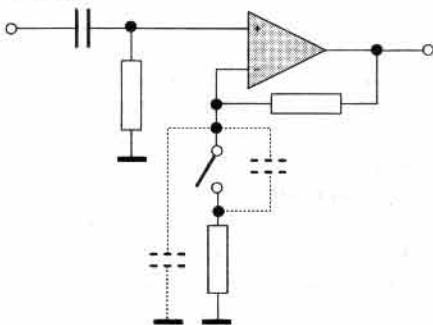


dzą i wzmacniacze mają wzmocnienie wyznaczone przez stosunki rezystorów R2, R3; R5, R6...

Gdy wejścia A - D są zwarte do masy, to tranzystory są zatkane, klucze nie przewodzą i wzmocnienie każdego stopnia wzmocnienia wynosi 1.

Wykonano model, w którym wzmocnienie kolejnych stopni wynosi: 3,16; 10; 10; 10. Daje to w mierze decybelowej +10, +20, +20, +20dB. Dwa ostatnie stopnie mogą być sterowane wspólnie i wtedy uzyskujemy bardzo przydatną sekwencję: +10, +20, +40dB. W takiej sytuacji nie trzeba montować T3, R19, R20, R21, a w zamian wykonać zworę X - X w miejscu tranzystora T3.

Układ jest projektowany dla kosztów TL072 mających stosunkowo niewielkie szumy:  $e_n = 17 \text{ nV}/(\text{Hz})^{1/2}$ ,  $i_n = 0,01 \text{ pA}/(\text{Hz})^{1/2}$ . W mniej wymagających zastosowaniach można użyć dużo tańszych układów TL082.



Rys. 5a. Wzmacniacz ze szkodliwą pojemnością rozproszenia

Natomiast układy NE5532 mają dużo mniejszą gęstość napięcia szumów ( $5 \text{ nV}/(\text{Hz})^{1/2}$ ), ale za to większy prąd szumów ( $0,7 \text{ pA}/(\text{Hz})^{1/2}$ ). Dla pełnego wykorzystania dobrych właściwości szumowych kosztów NE5532 należałoby zmniejszyć wartość rezystorów wejściowych R1, R4, R7 i R10 (a także R2 i R3) oraz zwiększyć pojemności C1 - C4.

W modelu z układami TL072 i podanymi na rysunku 3 wartościami elementów uzyskano dla wzmocnienia maksymalnego pasmo przenoszenia 40Hz - 130kHz ze spadkiem -1dB.

Gdy poszczególne wzmacniacze miały wzmocnienie 1 pasmo było oczywiście zdecydowanie szersze, ale wystąpiło znaczne podbicie charakterystyki dla częstotliwości około 3MHz.

Z układami NE5532 uzyskano jeszcze szersze pasmo, ale przy ustawionym przełącznikami wzmocnieniu równym 1 układ wzbudzał się na częstotliwości nieco ponad 1MHz. Choć przy otwarciu wszystkich kluczy wzmocnienie poszczególnych stopni i kompletnego układu w całym pasmie powinno wynosić 1, to jednak pojemności rozproszone między wejściem odwracającym a masą, a także pojemność wyłączanego klucza powodowały podbicie charakterystyki poszczególnych stopni w okolicach 1MHz, przez co wypadkowe wzmocnienie całego układu dla tych częstotliwości

było duże - patrz rysunek 5a.

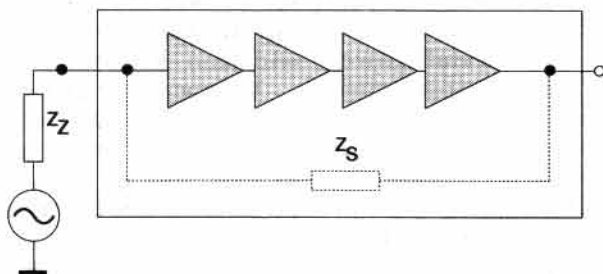
W tak prostym rozwiązaniu na płytce drukowanej nie zastosowano ekranowania i odsprzęgania zasilania poszczególnych stopni wzmocnienia, więc wystąpiło też pewne sprzężenie między wyjściem a wejściem układu - sprzężenie pojemnościowe, oraz sprzężenie przez obwody zasilania i masę - pokazano to w uproszczeniu na rysunku 5b jako impedancję  $Z_s$ . I to sprzężenie, jak się okazało, było powodem samowzbudzenia całego układu. Nietrudno zgadnąć, że dla pewnej częstotliwości przesunięcie fazy między wyjściem, a wejściem wyniosło  $360^\circ$  i w tych warunkach nastąpiło wzbudzenie.

Otrzymaliśmy bowiem układ o szerokim pasmie, wielu biegunach i zerach oraz niedoskonałej separacji wyjście-wejście.

Samowzbudzenie nie występowało gdy przynajmniej jeden ze wzmacniaczy miał wzmocnienie większe (!) od jedności - oczywiście pasmo tego stopnia (i całego układu) było teraz mniejsze, co zapobiegało powstaniu oscylacji.

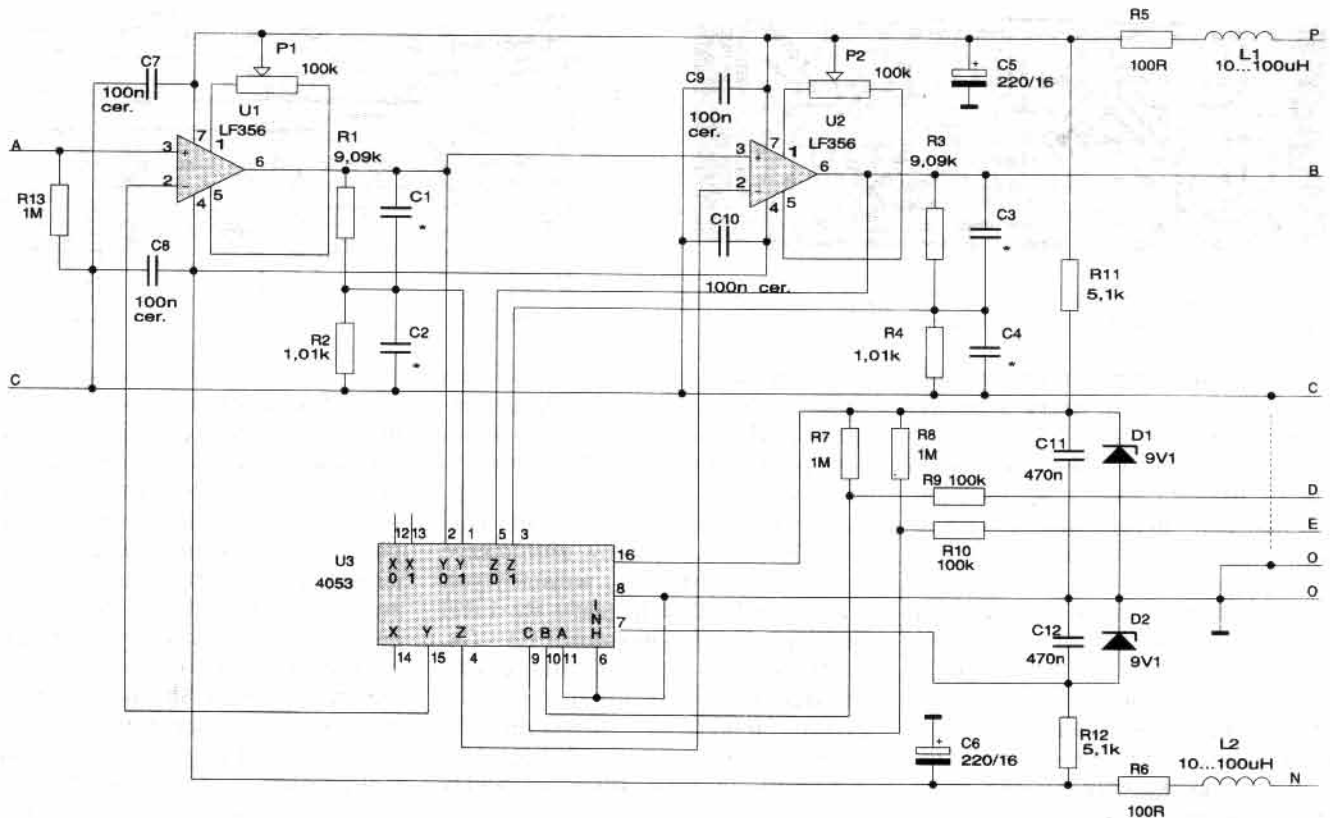
Przyczyną samowzbudzenia nie była niewłaściwa kompensacja częstotliwościowa, ponieważ układy NE5532 są wewnętrznie skompensowane i przystosowane do pracy przy wzmocnieniu równym jeden.

Wskutek niedoskonałej separacji wyjście-wejście podobna sytuacja wystąpiła przy maksymalnym wzmocnieniu ( $70 \text{ dB} = 3160$  razy). Tym razem czynnikiem decydującym o powstawaniu oscylacji była impedancja wewnętrzna źródła sygnału. Układ pracował poprawnie przy rezystancji źródła poniżej  $1,5 \text{ k}\Omega$  (lub gdy pojemność przekraczała  $470 \text{ pF}$ ). Rzeczywiście, patrząc na rysunek 5b widzimy, że w pętli tego szkodliwego sprzężenia zwrotnego tworzy się



Rys. 5b. Schemat zastępczy szkodliwego sprzężenia zwrotnego całego modułu





Rys. 6. Schemat elektryczny drugiej wersji modułu programowanego wzmacniacza pomiarowego

dzielnik złożony z zastępczej impedancji  $Z_s$  i impedancji źródła sygnału  $Z_z$ . Ponieważ moduł przeznaczony jest do współpracy ze źródłami o małej rezystancji (mikrofon, bufor wejściowy), więc układ z kostkami TL072 będzie w tych warunkach pracować poprawnie.

Oczywiście, można na wiele sposobów wyrównać charakterystykę częstotliwościową przy wzmacnieniu 1 i zlikwidować opisane problemy. Zazwyczaj po takich zabiegach pasmo będzie węższe, ale i tak wystarczające do zastosowań elektroakustycznych. Można mianowicie dołączyć pojemności równolegle do rezystorów R3, R6, R9, R12, można dołączyć rezystory lub szeregowo dwójniki RC między wejście odwracające i nieodwracające wszystkich wzmacniaczy operacyjnych.

Po takim zabiegu pasmo przenoszenia przy maksymalnym wzmacnieniu (z TL072) zmniejszyło się ze 130kHz do około 75kHz, co i tak jest więcej niż potrzeba do pomiarów w zakresie akustycznym.

W wykonanym modelu można regulować wzmacnienie 0dB...+70dB co 10dB.

Nic nie stoi na przeszkodzie aby wykonać drugi taki moduł ze wzmacnieniem poszczególnych stopni 1,122; 1,259; 1,585; 2,512, co daje +1dB, +2dB, +4dB, +8dB.

Po połączeniu obu modułów i użyciu dwucyfrowego nastawnika dziesiętnego uzyskamy wzmacniacz programowany w zakresie 0...79dB co 1dB, o ile tylko wzmacnienia poszczególnych stopni będą dobrane z dokładnością co najmniej 5%.

### Wersja druga

Wykonano też inną wersję wzmacniacza pomiarowego według schematu elektrycznego pokazanego na **rysunku 6**. Na powierzchni standardowego modułu AVT zmieściły się dwa stopnie wzmacnienia.

Tym razem jest to wzmacniacz stałoprądowy. Wybrano stosunkowo szybkie (SR katalogowo 12V/μs) wzmacniacze operacyjne LF356 z wejściami FET, mające stosunkowo niewielką gęstość szumów napięciowych 12nV/(Hz)<sup>1/2</sup>. Ich dodatkowymi zaletami, przy niewygórowanej cenie, są: mały dryft temperatury wejściowego napięcia niezrównoważenia - 5μV/K, pomijalnie małe prądy wejściowe

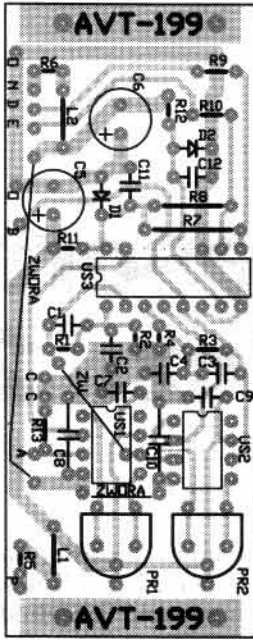
oraz obecność końcówek korekcji wejściowego napięcia niezrównoważenia.

Starannie zaprojektowano obwody zasilania i masy: blisko każdej kostki umieszczono kondensatory odsprzęgające zasilanie C7-C10, a napięcie zasilania modułu jest filtrowane przez elementy R5, R6, L1, L2, C5, C6. Oddzielono także masę sygnałową (szyna C) od masy ogólnej układu (szyna O).

Do przełączania wzmacnienia służy teraz kostka CMOS 4053 - układ trzech przełączanych kluczy analogowych. W tej wersji przy wzmacnieniu równym 1 wyjście jest bezpośrednio zwarte z wejściem odwracającym przez niewielką rezystancję klucza analogowego (rzędu 100Ω). Do ewentualnej korekcji górnej części pasma przenoszenia przy wzmacnieniu większym od jedności przewidziano kondensatory C1-C4.

Wzmacnienie zależy od stanów na wejściach D i E modułu. Gdy wejścia D, E "wiszą w powietrzu" to wzmacnienie jest większe od 1, po zwarciu ich do masy równa się jedności.

Do sterowania wartością wzmacnienia można użyć pojedynczych przełączników dźwigiennych



Rys. 7. Rozmieszczenie elementów na płytce drukowanej drugiej wersji modułu wzmacniacza pomiarowego

bądź też nastawnika dziesiętnego pracującego w odwróconym (zane-gowanym) kodzie BCD. Układ może być również sterowany przez mikroprocesor - z uwagi na różne poziomy napięć sterujących zastoso-wujemy wówczas dodatkowe tran-zystory.

**Montaż i uruchomienie**

Montaż wzmacniacza z rysunku 6 można wykonać na płytce druko-wanej w sposób pokazany na ry-sunku 7. Mozaika ścieżek tej płytki została pokazana na wkładce.

Tym razem długą zworę dopro-wadzającą ujemne napięcie zasilania do kostek US1 i US2 należy wykonać na końcu używając izo-lowanego przewodu.

W modelu przeznaczonym do

licznych prób zastosowano pod-stawki pod układy scalone US1 i US2. W układach przeznaco-nych do praktycznych zastosowań raczej nie należy ich stosować.

W widocznych na fotografii wstępnej dwóch modułach rezysto-ry R1-R4 były dokładnie dobie-rane spośród 2-procentowych rez-ystorów MFR, tak aby uzyskać wzmacnienia poszczególnych stop-ni +10dB, +20dB, +20dB, +20dB. W większości zastosowań aż taka precyzja nie jest konieczna, niem-niej trzeba tu zastosować rezys-tory metalizowane, a nie węglowe.

Podczas prób okazało się, że kondensatory C1-C4 są niepotrzebne.

Po zmontowaniu modułu nale-ży sprawdzić jego działanie oraz przy zwarcie wejścia do masy i wzmacnieniu maksymalnym za pomocą PR1 i PR2 ustawić zero we napięcia stałe na wyjściach obydwu wzmacniaczy operacyj-nych.

Po połączeniu dwóch modułów jak na **rysunku 8** i fotografii wstępnej (zwróćmy uwagę na gwiazdzisty sposób prowadzenia masy) zmierzono charakterystykę częstotliwościową.

Uzyskano parametry wzmacnia-czy nie gorsze niż podane w katalo-gu, doświadczalnie potwierdzo-no też fakt, że wzmacniacz ope-racyjny LF356 ma różne szybkości narastania (11V/μs) i opadania (25V/μs) napięcia wyjściowego.

Pasmo przenoszenia zależy, oczywiście, od amplitudy przebiegu na wyjściu układu.

Dzięki starannemu zaplanowa-niu płytki drukowanej nie wystą-piły żadne niespodziewane nie-równomierności w pasmie przeno-szenia dla wszystkich wartości wzmacnienia.

**WYKAZ ELEMENTÓW**

**Rezystory**

- R1: 9,09kΩ 1% (wzm. +20dB)
- R3: 9,09kΩ 1% (wzm. +20dB) lub 3,16kΩ 1% (wzm. +10dB)
- R2, R4: 1kΩ 1%
- R5, R6: 100Ω
- R7, R8, R13: 1MΩ
- R9, R10: 100kΩ
- R11, R12: 5,1kΩ
- P1, P2: 100kΩ

**Kondensatory**

- C5, C6: 100...220μF/16V
- C7...C10: 100nF ceramiczne
- C11, C12: 470nF

**Półprzewodniki**

- D1, D2: dioda Zenera 9V1
- US1, US2: LF356
- US3: CMOS 4053

**Różne**

- L1, L2: 10...100μH
- płytką drukowaną wg rysunku na wkładce

Jeżeli moduły umieszczone zo-staną na wejściu układu pomia-rowego, choćby miliwoltomierza, to wejście takie musi być zabez-pieczone przed uszkodzeniem.

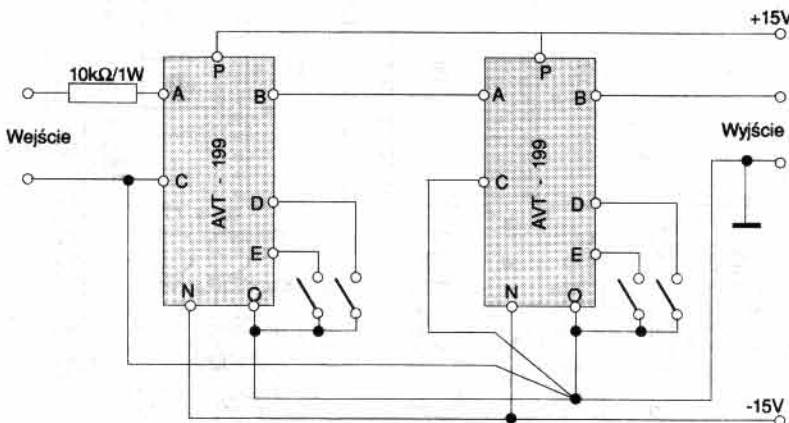
Przeprowadziliśmy próby umieściwszy na wejściu szerego-wy rezystor 10kΩ 1W. Jednocy-belowe pasmo przenoszenia przy największym wzmacnieniu zmniejszyło się wtedy do około 40kHz.

Po dołączeniu równoległe do rezystora zabezpieczającego kon-densatora kompensującego pasmo znów wzrosło do poprzedniej wartości. Z uwagi na skuteczność ochrony wejścia przed uszkodze-niem nie zaleca się jednak sto-sowania takiego kondensatora kompensującego.

Moduł AVT-199 znajdzie zas-tosowanie w układzie cyfrowego laboratoryjnego miernika napięcia wyposażonego w prostownik typu True RMS i filtr psofometryczny wg krzywej A, który wkrótce przedstawimy na łamach EP.

Moduły wykonane według ry-sunków 6 i 7 są dostępne w ofer-cie AVT jako zestawy AVT-199. Dwie różne wartości R3 pozwalają według potrzeb ustalić wzmacnie-nie +10 lub +20dB.

**Piotr Górecki**



Rys. 8. Połączenie kaskadowe dwóch modułów AVT-199