

Wzmacniacz multimedialny HEXFET o szybkości $80V/\mu s$



część 1

Prezentowany projekt powstał z potrzeby chwili. Z komputerem mojego syna współpracował typowy „multimedialny” wzmacniacz z dwiema kolumnkami.

Oczywiście na pudełku było napisane, że moc (PMPO) wynosi 200W. Rzeczywista moc wynosiła co najwyżej $2 \times 2W$, bowiem dołączony zasilacz wtyczkowy miał moc 5W. O jakości dźwięku wydobywającego się z małych głośników umieszczonych w plastikowych pudełkach nie można rzecz jasna powiedzieć ani jednego dobrego słowa.

O ile mój syn przez czas jakiś używał, tego kosztownego zestawu do słuchania empetrójek ja, będąc mimowolnym świadkiem tego procederu, nie zdzierzyłem i zabrałem się za projektowanie wzmacniacza. Pomysł był tym bardziej sensowny, że w domu stały nieużywane od kilku lat zupełnie przyzwoite trójdrożne 50-watowe tonsilowskie kolumny. Wykonanie wzmacniacza w oparciu o jakąś „samochodową” kostkę, na przykład popularną i taną TDA1554 byłoby dziecinnie łatwe. Zdecydowałem się jednak pójść zupełnie inną drogą. Wielu co bardziej wrażliwych użytkowników skądinąd dobrych i nad wyraz pożytecznych wzmacniaczy „samochodowych” przekonało się, że ich brzmienie nie jest zachwycające. Porównanie z innymi wzmacniaczami scalonymi, jak choćby znanymi i popularnymi kostkami LM3886 czy TDA7294, pokazuje zdecydowaną wyższość tych ostatnich, i to nie tylko jeśli chodzi o moc wyjściową, ale także o jakość dźwięku.

Wykluczyłem więc scalone wzmacniacze samochodowe. Pozostały inne wzmacniacze scalone, ale i te odrzuciłem. Postanowiłem wykonać wzmacniacz na słynnych tranzystorach HEXFET. Nazwa HEXFET, znana wszystkim miłośnikom techniki audio, dla wielu jest synonimem znakomitej jakości dźwięku.

Co ciekawe, wiele osób wyobraża sobie, że te tranzystory to jakieś unikalne audiofilskie elementy, produkowane specjalnie do zastosowań audio. Tymczasem rzeczywistość jest dużo bardziej prozaiczna: HEXFET-ami nazywa się popularne i stosowane w wielu najróżniejszych urządzeniach tranzystory MOSFET, produkowane przez firmę IRF (International Rectifier). We wzmacniaczach mocy audio, zarówno amatorskich, jak i profesjonalnych, najczęściej stosowane są tranzystory IRF540 i IRF9540, odpowiednio z kanałem N i P.

Zastanawiając się nad potrzebami doszedłem do zadziwiającego swą prostotą wniosku, że tak naprawdę, do współpracy z komputerem w warunkach domowych potrzebuję wzmacniacza o całkowitej mocy ciąglej nie przekraczającej 10W ($2 \times 5W$). Dobrze byłoby przy tym, żeby dla dobrego przenoszenia impulsów chwilowa moc szczytowa, a tym samym moc muzyczna, była 2...4 razy większa.

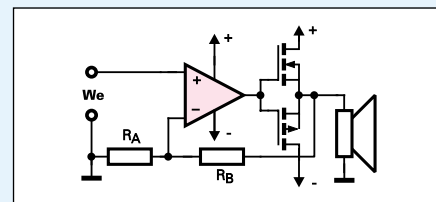
Aby uzyskać moc 5W na oporności kolumny (8Ω), amplituda przebiegu sinusoidalnego powinna wynosić 9V. Dla uzyskania kilkakrotnie większej mocy muzycznej, maksymalna amplituda przebiegu wyjściowego powinna być większa niż, powiedzmy, 15V. Te podstawowe informacje są potrzebne do określenia parametrów zasilacza oraz napięć zasilających. Po sprawdzeniu oferty rynkowej ustaliłem, że układ będzie zasilany z fabrycznego zasilacza o mocy 10...20W, a konkretnie z zasilacza AC/AC 12V 1,5A firmy Tatak.

Opis układu

Po analizie kilku różnych wariantów zdecydowałem się na nietypowe rozwiązanie, w którym para wyjściowych tranzystorów HEXFET będzie sterowana z pomocą wzmacniacza operacyjnego. **Rysunek 1** pokazuje w największym uproszczeniu przyjętą

koncepcję. Tranzystory HEXFET zapewniają znakomite parametry wyjścia, natomiast wzmacniacz operacyjny pozwala w prosty sposób zrealizować część sterującą. Wzmocnienie całości wyznaczone jest przez rezystory R_A , R_B .

Aby radykalnie zredukować wpływ tętnień napięcia zasilania, zdecydowałem się zasiląć część sterującą układu napięciem stabilizowanym. Przy zasilaniu napięciem $\pm 18V$ na wyjściu wzmacniacza operacyjnego można uzyskać niezniekształcony przebieg o amplitudzie $\pm 16,5... \pm 17V$. Rzecz jednak w tym, że do otwarcia typowego tranzystora MOSFET mocy potrzebne jest napięcie bramka-źródło rzędu 5V, a nawet 6V. Oznacza to, że na wyjściu można byłoby uzyskać przebieg o amplitudzie co najwyżej $\pm 10... \pm 11V$.



Rys. 1 Koncepcja

Ponieważ zasilanie wszystkich obwodów sterujących napięciem $\pm 18V$, dopuszczalnym dla typowych wzmacniaczy operacyjnych, ograniczyłoby poważnie amplitudę sygnału wyjściowego, a tym samym moc, zastosowałem w układzie dodatkowe źródła prądowe, zasilane wyższym napięciem stabilizowanym. Uproszczony schemat wzmacniacza, pokazujący kluczowe obwody jest pokazany na **rysunku 2**. Prąd (jednakowych) źródeł prądowych przepływając przez rezystory R_C , R_D wywołuje na nich spadek napięcia. Jest on tak dobrany za pomocą potencjometru, żeby

przez tranzystory płynął prąd spoczynkowy o określonej wartości. Dzięki zasilaniu źródeł prądowych wyższym napięciem (24V), na głośniku można uzyskać niezniekształcony przebieg o amplitudzie takiej, jak na wyjściu wzmacniacza operacyjnego. Aby uniknąć niepotrzebnych strat mocy, tranzystory są zasilane napięciem niestabilizowanym o wartości mniej więcej takiej, jak spodziewana amplituda przebiegu zmiennego z wyjścia wzmacniacza.

Aby w możliwie prosty sposób uzyskać wymagane napięcia, zdecydowałem się na zastosowanie zasilacza napięcia zmiennego. Z pojedynczego napięcia zmiennego 12V...15V można z powodzeniem uzyskać wszystkie napięcia potrzebne do zasilania wzmacniacza. Można też wykorzystać transformator z podwójnym uzwojeniem dający napięcia zmienne 2x (12...15V).

Schemat ideowy układu pokazany jest na **rysunku 3**. Na rysunku pokazano jeden

z dwóch kanałów oraz wspólny zasilacz. Elementy w drugim kanale mają analogiczną numerację, tylko z dodatkową literą A (brak tam tylko diod Zenera D9, D10, które są wspólne dla obu kanałów).

Napięcie z uzwojenia transformatora jest prostowane jednopołówkowo: dioda D1 przepuszcza dodatnie półki, natomiast dioda D3 – ujemne. Na kondensatorach C1, C2 oraz C3, C4 uzyskuje się napięcie niestabilizowane do zasilania tranzystorów mocy. Diody D5, D6 i kondensatory C5, C6 tworzą podwójacz napięcia dodatniego. Analogicznie D7, D8, C7, C8 to podwójacz napięcia ujemnego. Po testach pierwszego modelu celowe okazało się dodanie rezystora ograniczającego R18, który zmniejsza napięcie na wejściach stabilizatorów U1, U2 z prawie $\pm 45V$ do około $\pm 27... \pm 35V$ i tym samym zmniejsza straty mocy w stabilizatorach. Dzięki niemu stabilizatory z powodzeniem mogą pracować bez radiatorów, a kondensatory C5...C8 nie muszą mieć napięcia nominalnego większego niż 40V.

Należy zauważyć, że układ będzie pracował poprawnie tylko przy podłączeniu uzwojenia wtórnego transformatora do punktów R, S. Punkt T i diody D2, D4 są przewidziane na wszelki wypadek, do wersji zasilanej napięciem podwójnym 2x(12...15VAC).

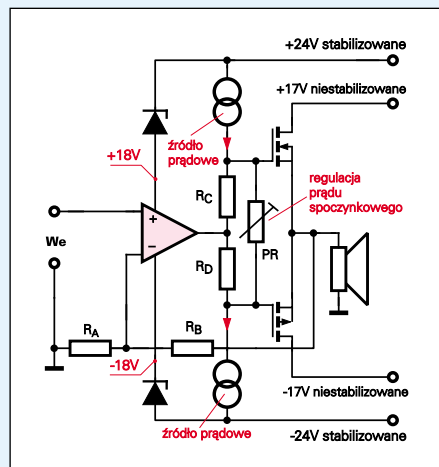
Na wyjściach stabilizatorów U1, U2 uzyskuje się napięcie symetryczne $\pm 24V$. W układzie celowo zastosowałem stabilizatory LM317/337 zamiast 7824, 7924. Mając do dyspozycji napięcie odniesienia (1,25V) między wyjściem, a końcówką ADJ stabilizatorów LM317/337, zrealizowałem dwa źródła prądowe w najprostszy sposób, za pomocą tranzystorów T1, T3.

Ewentualne drobne różnice prądów obu źródeł, wynikające z rozrzutu napięć odnie-

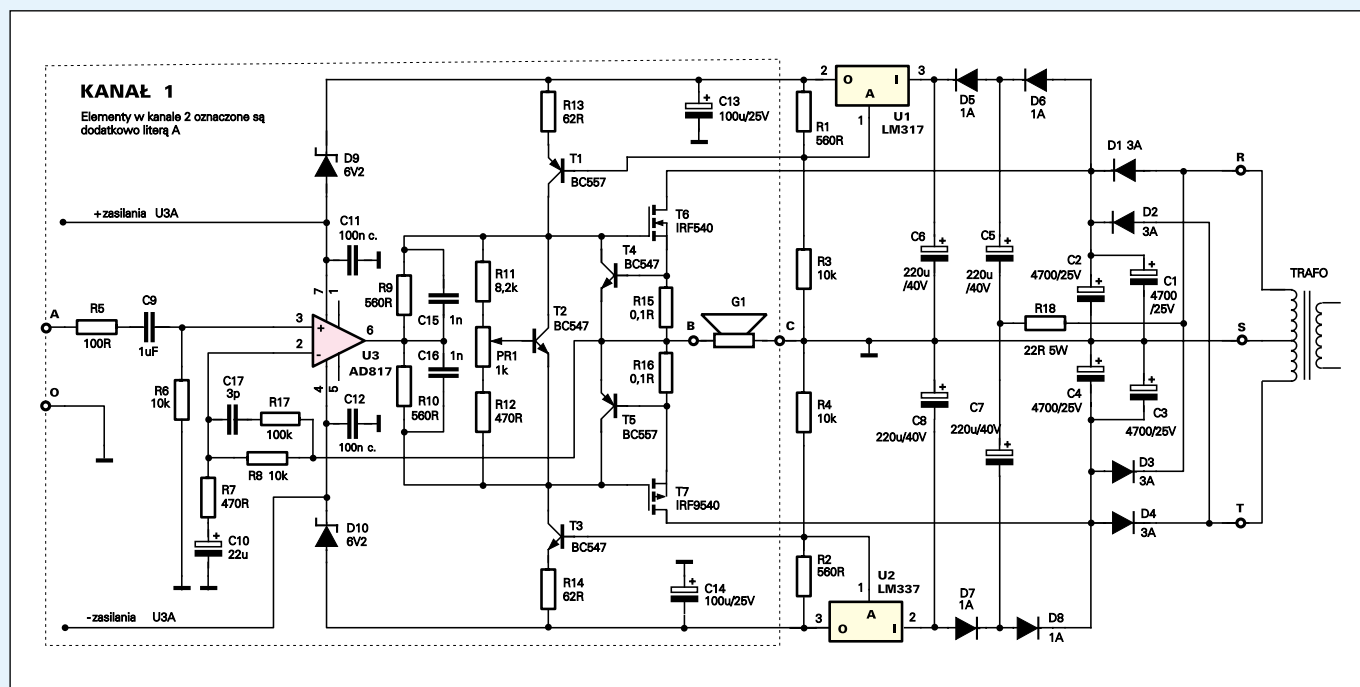
sienia stabilizatorów oraz tolerancji rezystorów R13, R14 nie mają znaczenia, bo zostaną skompensowane przez wzmacniacz operacyjny, który stara się utrzymać wyjściowe napięcie spoczynkowe bliskie zeru.

Prąd źródeł prądowych płynie przez rezystory R9, R10 i wywołuje na nich spadek napięcia, potrzebny do wstępnego otwarcia tranzystorów T6, T7, by bez sygnału płynął przez nie prąd spoczynkowy o potrzebnej wartości. Ważne jest, że część prądu ze źródeł prądowych płynie też przez potencjometr PR1 i przez tranzystor T2. Ten potencjometr i tranzystor pełnią bardzo ważną rolę. Problem w tym, że napięcie progowe tranzystorów MOSFET zmienia się pod wpływem zmian temperatury. Bez właściwej kompensacji tranzystory podczas pracy nagrzewałyby się coraz bardziej, wzrastałby prąd spoczynkowy i po paru minutach pracy wzmacniacz przestałby pełnić swą funkcję, a przy znacznej mocy zasilacza mógłby nawet ulec przegrzaniu. Wzrost temperatury MOSFET-a przy stałym napięciu bramka-źródło powodowałby bowiem duży wzrost prądu spoczynkowego. Zapobiega temu tranzystor T2, który musi być umieszczony na radiatorze, w pobliżu któregoś z tranzystorów mocy. Wzrost temperatury tranzystorów mocy powoduje też wzrost temperatury tranzystora T2. Tym samym zmniejsza się jego napięcie przewodzenia U_{BE} – w praktyce oznacza to wzrost prądu płynącego przez T2. Jeśli prąd T2 wzrasta, przez R9, R10 płynie mniej prądu i napięcie na tych rezystorach zmniejsza się. Zmniejsza się więc napięcie bramka-źródło MOSFET-ów i ich prąd spoczynkowy, niezależnie od temperatury, pozostaje praktycznie taki sam.

Rys. 2 Zasada działania



Rys. 3 Schemat ideowy



Kluczem do sukcesu jest tu dobranie właściwych proporcji, co osiąga się głównie przez ustalenie właściwej wartości R9 i R10 oraz prądu źródeł prądowych.

Prąd źródeł prądowych jest dość duży – około 10mA. Możliwie duża wartość prądu, a także duża wydajność wyjścia wzmacniacza operacyjnego, są tu korzystne ze względu na dużą pojemność wejściową tranzystorów, wynoszącą w sumie około 2nF. Co prawda pojemności tej nie trzeba całkowicie przeładowywać, bo tranzystory pracują na liniowym odcinku charakterystyki, jednak dla dobrego przenoszenia impulsów wydajność prądowa całego stopnia sterującego bramkami MOSFET-ów powinna być jak największa.

Ważną funkcję pełnią też kondensatory C15, C16 włączone równolegle do R9 i R10 – one też znacznie polepszają właściwości impulsowe wzmacniacza.

Rezystory R15, R16 polepszają dodatkowo stałość prądu spoczynkowego, a wraz z tranzystorami T4, T5 tworzą obwód zabezpieczenia przeciwzwarceniowego. Wartość R15, R16 wyznacza prąd zwarcia – przy wartości 0,1Ω prąd zwarcia wynosi około 5...6A. Oporność tych rezystorów można śmiało zwiększyć do 0,22Ω, bo w układzie podstawowym prąd szczytowy nie przekroczy 2A. Przy niewielkim zasilaczu obwód zabezpieczenia przeciwzwarceniowego nie jest konieczny, bo zasilacz nie da tak dużego prądu nawet w stanie zwarcia.

Diody Zenera D9, D10 zmniejszają napięcie zasilające do około ±18V, dopuszczalne dla większości wzmacniaczy operacyjnych. Kondensatory C11, C12 są przewidziane tylko po to, by zmniejszyć reakcję obwodu zasilania dla najwyższych częstotliwości, co też poprawia parametry impulsowe wzmacniacza.

Obwód sprzężenia zwrotnego z rezystorami R7, R8 i kondensatorem C10 jest klasyczny. Wzmocnienie ma wartość typową dla wzmacniaczy mocy i wynosi 22x (26dB). Obwód C17, R17, wyrównujący przebieg charakterystyki w zakresie częstotliwości ponadakustycznych, został dodany po testach modelu.

Sygnal jest podawany na punkt A i przez kondensator C9 przechodzi na wejście nieodwracające wzmacniacza operacyjnego. Rezystor R5 dodany jest na wszelki wypadek, żeby zwiększyć stabilność układu. Prąd polaryzacji wejścia płynący przez rezystor R6 wywołuje na nim spadek napięcia. Spadek ten nie powinien być większy od 0,1V – trzeba pamiętać, że na głośniku pojawi się takie napięcie stałe, jakie panuje na wejściu nieodwracającym wzmacniacza operacyjnego.

Wzmacniacz operacyjny

Podczas projektowania schematu nie zastanawiałem się, jaki wzmacniacz operacyjny będzie pracował w układzie. Po zmontowaniu modelu i ustawieniu prądów spoczynkowych przede wszystkim wypróbowałem działanie

z popularnymi wzmacniaczami TL071. Po wstępnych próbach dodałem kondensatory C15, C16 i zmodyfikowałem nieco obwody zasilania (m.in. dodając rezystor R18).

Parametry okazały się zupełnie przyzwoite i w zasadzie nie pozostało nic innego, jak zamknąć wzmacniacz w obudowie i podłączyć do komputera. Ze wspomnianego zasilacza AC 12V/1,5A uzyskałem na obciążeniu 8Ω moc 2x10W (sinus), pasmo sięgnęło ponad 40kHz, szybkość wynosiła około 4V/μs.

Postawione zadanie zrealizowałem z powodzeniem.

Wiedziony ciekawością postanowiłem jednak zadać sobie dodatkowy (pozornie niepotrzebny) trud i sprawdzić działanie z innymi wzmacniaczami operacyjnymi. Dodałem też na wejściu blok odwracania fazy i zbudowałem wzmacniacz mostkowy, by sprawdzić, jaką moc maksymalną można „wyduścić” z układu.

I zaczęło się!

Zgodnie z oczekiwaniami wzmacniacz mostkowy pozwolił uzyskać moc rzędu kilkudziesięciu watów, przy czym układ był zasilany z transformatora toroidalnego 2x12V/200W. Moc szczytowa wyniosła 65W na 8Ω, a ciągła sinusoidalna – 50W. W pierwszej chwili nie wydawało się to osiągnięciem godnym uwagi, bo z układu stereofonicznego wyszedł wzmacniacz mono, nie mający żadnych rzucających na kolana parametrów.

Niezależnie od tego sprawdziłem działanie wzmacniacza z układami OP27, OP37 oraz z bardzo popularną kostką NE5532. Wzmacniacze OP27, OP37 nie dały radykalnie lepszych efektów. Kostka NE5532 na pierwszy rzut oka wydawała się lepsza od TL071, bo jest przeznaczona specjalnie do zastosowań audio i ma większą wydajność prądową wyjścia. Specjalnie przerobiłem układ, przecinając ścieżki i dodając elementy i połączenia. Jeden ze wzmacniaczy tej podwójnej kostki pracował jako bufor, drugi pełnił swą główną rolę w opisywanym urządzeniu. Okazało się jednak, że przy zastosowaniu układu NE5532 trzeba w istotny sposób modyfikować obwód sprzężenia zwrotnego, bo układ miał silną skłonność do samowzbudzenia, a po dodaniu obwodu kompensacji w charakterystyce w zakresie najwyższych częstotliwości pojawiły się nierówności. Oznaczało to spore utrudnienia, a przy tym ani pasmo, ani szybkość wyjściowa nie polepszyły się w znaczącym stopniu.

Sprawdziłem też działanie wzmacniacza z popularnymi kostkami LF356 i wersją znacząco

nie szybszą - LF357. Zwłaszcza ten ostatni wzmacniacz budził pewne nadzieje. Wersja LM257 ma bowiem dopuszczalne napięcie zasilania wynoszące ±22V. W układzie mostkowym po drobnych modyfikacjach udałooby się więc uzyskać na głośniku napięcie szczytowe około ±40V, co przy obciążeniu 8Ω oznacza moc ciągłą 100W, a na 4Ω - 200W!

Okazało się jednak, że opracowana bardzo dawno kostka LF357 ma niesymetryczne charakterystyki wyjścia i niezbyt dobrze sprawdza się w takim zastosowaniu. Wprawdzie szybkość wzmacniacza polepszyła się znacznie, jednak przy sygnale prostokątnym dużej częstotliwości dolne połówki przebiegu wyjściowego były zniekształcone przez spore przerzuty. Górne połówki przebiegu były wzmacniane prawidłowo. Wobec trudności z korekcją tak zdefiniowanego sygnału, odrzuciłem pomysł wykorzystania dość szybkiej i bardzo taniej kostki LF357(LF257).

Chcąc osiągnąć jak najlepsze wyniki w końcu sięgnąłem po kolejny wzmacniacz operacyjny. Od dłuższego czasu leży u mnie i czeka na publikację wzmacniacz-bufor wideo ze wzmacniaczem operacyjnym AD817. Włożyłem więc do układu kostkę AD817 i... zamurowało mnie.

Szybkość zmian na wyjściu wzmacniacza wzrosła do rewelacyjnej wartości 80V/μs. A pasmo przy małych sygnałach sięgnęło niewyobrażalnej dla wzmacniaczy mocy częstotliwości 1MHz! Dzięki starannemu dopracowaniu tej nowoczesnej, a przy tym stosunkowo taniej kostki, nie było kłopotów z przerzutami ani oscylacjami. Żeby całkowicie wyeliminować wpływ pojemności montażowych i innych subtelnych czynników, dodałem obwód korekcyjny C17, R17, dzięki czemu uzyskałem wręcz rewelacyjne wyniki. Na **fotografiach 1...3** widać przebiegi prostokątne o częstotliwościach kolejno 2kHz, 20kHz i 200kHz i amplitudzie 11,5Vpp, występujące na wyjściu. Po obciążeniu wyjścia głośnikiem zmiana kształtu przebiegu jest niewielka, wręcz bez znaczenia.

Tak znakomity wynik zachęcił mnie do wypróbowania układu mostkowego z kostkami AD817 w obu gałęziach. Również i tu wyniki były zachwycające, a jedynym kłopotem okazało się wykonanie obwodu odwracania fazy o odpowiedniej szybkości.

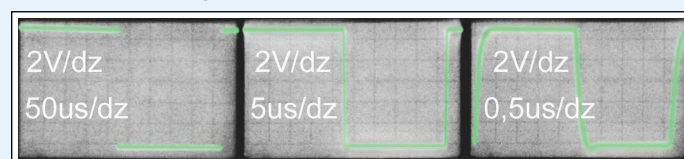
Eksperymenty w tym zakresie wykroczyły jednak poza ramy niniejszego projektu i artykułu. Przyznam, że uzyskane wyniki zaskoczyły mnie nad wyraz pozytywnie i rozważam możliwość zaprezentowania w przyszłości kolejnego wzmacniacza, o większej

mocy, zbudowanego według opisanej koncepcji.

Ciąg dalszy w EdW 4/02.

Piotr Górecki

Fot. 1...3 Przebiegi





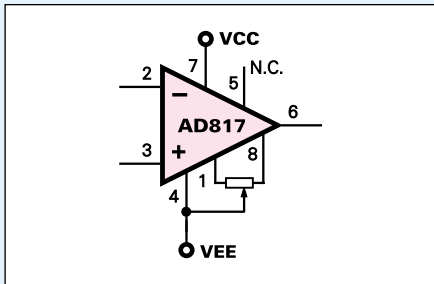
Wzmacniacz multimedialny HEXFET o szybkości 80V/μs



część 2

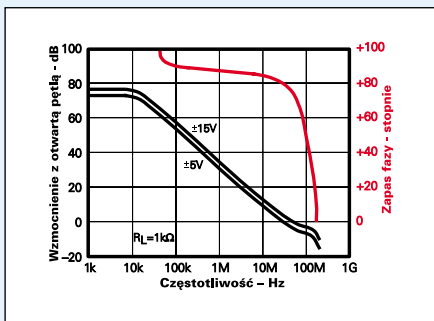
Układ scalony AD817 i tranzystory HEXFET

Wzmacniacz operacyjny AD817 firmy Analog Devices jest układem szybkim, pobierającym niewiele prądu i może pracować w szerokim zakresie napięć zasilających. Podstawowe parametry podane są w tabeli 1, natomiast rysunek 4 pokazuje układ wyprowadzeń i sposób korekcji napięcia nierównoważenia.



Rys. 4

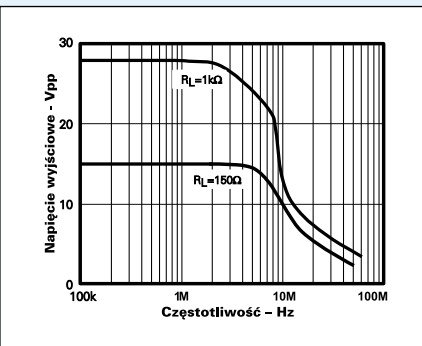
Rys. 5



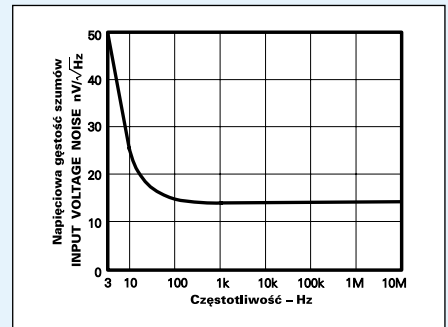
Kilka charakterystyk kostki AD817 można znaleźć na rysunkach 5...9. Stosując ten bardzo szybki układ trzeba pamiętać o prawidłowym prowadzeniu obwodu masy i o starannym odsprzęgnięciu zasilania. Producent

Tabela 1

Napięcie zasilania:+5V...+36V, ±2,5...±18V
Maksymalne napięcie zasilania:36V (±18V)
Pobór prądu:typ. 7mA max 7,5mA
Wejściowe napięcie nierównoważenia:typ. 0,5mV max 2mV
Wejściowy prąd polaryzujący:typ. 3,3μA, max 6,6μA
Dopuszczalne różnicowe napięcie wejściowe:±6V
Wzmocnienie z otwartą pętlą:typ. 6000 przy ±15V
Gęstość napięcia szumów:15nV/√Hz
Gęstość prądu szumów:1,5pA/√Hz
Zawartość harmonicznnych przy 1kHz:0,008% przy 20kHz:0,016% przy 1MHz:0,07%
Pasma przenoszenia:0,70MHz przy ±15V20MHz przy +5V
Szybkość zmian na wyjściu:350V/μs przy ±15V200V/μs przy +5V
Zakres napięć wejściowych przy ±15V:typ. -13,4...+14,3V, min. -12...+13V
Rezystancja wejściowa:typ. 300kΩ
Pojemność wejściowa:typ. 1,5pF
Zakres napięć wyjściowych przy ±15V RL=1kΩ:typ. ±13,7V
Rezystancja wyjściowa z otwartą pętlą:typ 8Ω
Maksymalny prąd wyjściowy:min. 50mA
Prąd zwarcziowy:typ. 90mA

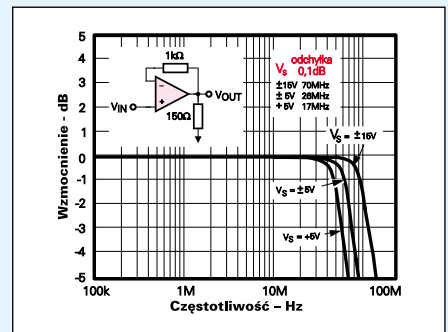


Rys. 6

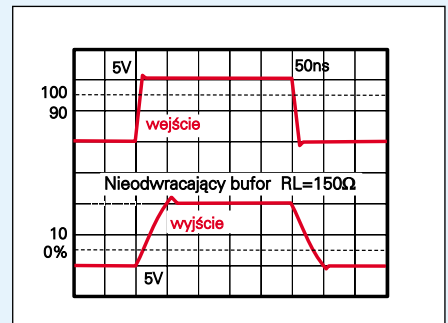


Rys. 7

Rys. 8



Rys. 9



zaleca umieszczanie w bezpośredniej bliskości układu kondensatorów ceramicznych 100nF.

W układzie pracują MOSFET-y z kanałem N i P, odpowiednio IRF540 oraz IRF9540. Na **rysunku 10** pokazany jest układ wyprowadzeń, w **tabelach 2 i 3** ich podstawowe parametry, natomiast **rysunek 11** pokazuje prąd maksymalny w zależności od temperatury obudowy.

Rys. 10

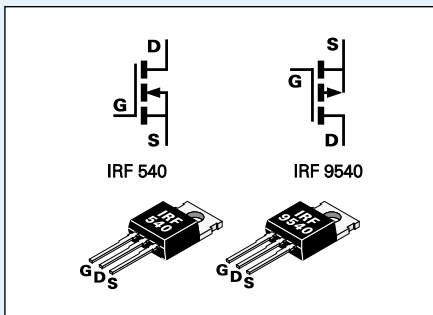


Tabela 2 IRF540

Napięcie przebicia $U_{(BR)DS}$:min. 100V
Maksymalny prąd ciągły ($T_c=25^\circ\text{C}$):33A
Maksymalny prąd ciągły ($T_c=100^\circ\text{C}$):23A
Rezystancja w stanie otwarcia $R_{DS(on)}$:max 0,052 Ω
Maksymalny prąd impulsowy:110A
Maksymalna moc strat:140W
Rezystancja termiczna $R_{th(jc)}$:max 1,1K/W
Napięcie progowe $U_{GS(th)}$:2...4V
Dopuszczalne napięcie U_{GS} : ± 20 V
Maksymalna temperatura złącza:+175 $^\circ\text{C}$
Pojemność wejściowa C_{iss} :1400pF
Czas narastania:typ. 39ns
Czas opóźnienia włączania:typ. 8,2ns
Czas opadania:typ. 33ns
Czas opóźnienia włączania:typ. 44ns

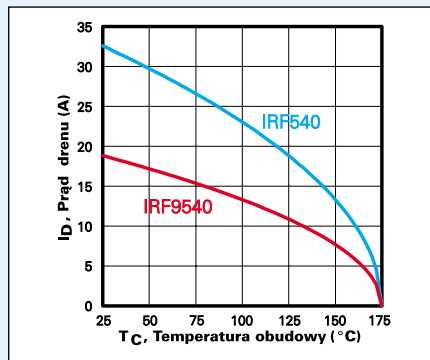
Tabela 2 IRF9540

Napięcie przebicia $U_{(BR)DS}$:min. 100V
Maksymalny prąd ciągły ($T_c=25^\circ\text{C}$):19A
Maksymalny prąd ciągły ($T_c=100^\circ\text{C}$):13A
Rezystancja w stanie otwarcia $R_{DS(on)}$:max 0,2 Ω
Maksymalny prąd impulsowy:72A
Maksymalna moc strat:150W
Rezystancja termiczna $R_{th(jc)}$:max 1K/W
Napięcie progowe $U_{GS(th)}$:2...4V
Dopuszczalne napięcie U_{GS} : ± 20 V
Maksymalna temperatura złącza:+175 $^\circ\text{C}$
Pojemność wejściowa C_{iss} :1400pF
Czas narastania:typ. 73ns
Czas opóźnienia włączania:typ. 16ns
Czas opadania:typ. 57ns
Czas opóźnienia włączania:typ. 34ns

Oryginalne karty katalogowe można ściągnąć ze stron producentów lub ze strony EdW: www.edw.com.pl/ z działu FTP.

Montaż i uruchomienie

Wzmacniacz można zmontować na jednostronnej płytce drukowanej, pokazanej na **rysunku 12**. Pomocą będą też fotografie modelu – model pokazany na fotografiach różni



Rys. 11

się nieco od płytki z rysunku 12 ze względu na zmiany wprowadzone podczas testów.

Montaż wzmacniacza nie jest trudny. Warto zacząć od zaznaczonych na płytce zwór i kolejno montować elementy coraz większe. Ze względu na przepływ dużych prądów w obwodzie masy i kondensatorów C1...C4, koniecznie trzeba wzmocnić obwód masy, lutując do obszaru masy gruby drut. Na płytce na obszarze masy pozostawiono w tym celu pola nie pokryte soldermaską. Bez takiego wzmocnienia obwodu masy, w jednym z kanałów mógłby się w czasie pracy pojawić brum sieci.

W wersji podstawowej, o niewielkiej mocy, nie trzeba montować diod D2, D4, a diody D1, D3 mogą być diodami 1-amperowymi np. 1N4001. Radiatory tranzystorów mocy mogą mieć postać niewielkich kawałków aluminiowej blachy, jak widać na fotografiach modelu.

Tranzystory T2, T2A koniecznie muszą być umieszczone na radiatorze i mieć dobry kontakt termiczny z tranzystorami mocy. Konieczne jest użycie pasty przewodzącej ciepło.

Z pewnych względów nieco bardziej będą grzać się tranzystory T7, T7A, więc można czujniki T2, T2A związać z nimi. W modelu zostały umocowane na radiatorze z tranzystorami T6, T6A.

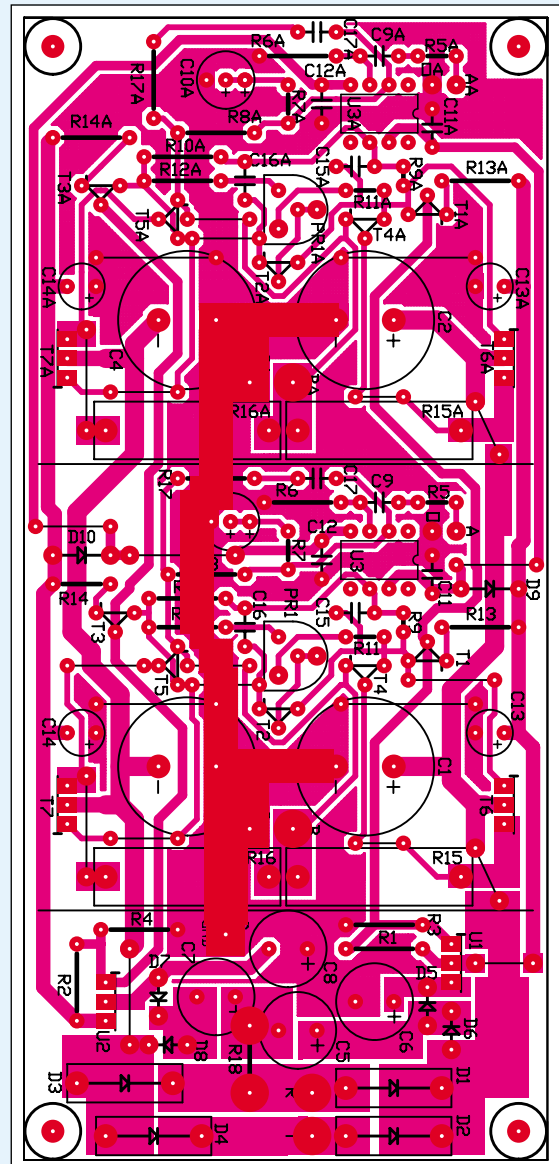
Uwaga! Na radiatorach występują napięcia: na jednym dodatnie, na drugim ujemne niestabilizowane napięcie zasilania (około ± 17 V). Ma to istotne znaczenie, jeśli moduł umieszczony byłby w metalowej obudowie.

Przed pierwszym włączeniem warto starannie sprawdzić poprawność montażu i skrócić potencjometry montażowe w prawo (zgodnie z ruchem wskazówek zegara) do oporu.

Do pierwszych prób trzeba wykorzystać transformator zasilający o niedużej mocy (do 20W) lub wspomniany zasilacz Tatarek AC/AC 12V/1,5A. Napięcie zmienne należy dołączyć do punktów R, S.

Po włączeniu zasilania należy najpierw sprawdzić, czy na wyjściach stabilizatorów U1, U2 występuje napięcie $24\text{V}\pm 1\text{V}$, a na zasilaniu wzmacniaczy operacyjnych $18\text{V}\pm 1\text{V}$. Napięcie na wyjściach, czyli w punktach B, BA powinno wynosić $0\text{V}\pm 100\text{mV}$. Napięcie na wyjściach wzmacniaczy operacyjnych też powinno być bliskie zero. Następnie należy dołączyć woltmierz napięcia stałego na najniższym zakresie (200mV) do rezystora R16. Przy skręceniu PR-ków w prawo do oporu prąd spoczynkowy powinien wynosić zero i takie powinno być wskazanie woltmierzka. Aby ustawić potrzebny prąd spoczynkowy, należy powoli pokręcać potencjometrem w lewo (przeciwnie do ruchu wskazówek zegara)

Rys. 12 Schemat montażowy



i jednocześnie kontrolować napięcie na rezystorze R16 – jeden miliwolt napięcia na rezystorze 0,1Ω to prąd 10mA. Później taką samą procedurę należy przeprowadzić w drugim kanale mierząc napięcie na R16A a regulując PR1A. Wartość prądu spoczynkowego można ustawić w szerokim zakresie 20mA...300mA. Czym większy prąd spoczynkowy, tym tryb pracy jest bardziej zbliżony do klasy A, ale i większe są straty mocy. W modelu w obu kanałach ustawiono dość duże prądy spoczynkowe równe 70mA (7mV na rezystorach R16, R16A).

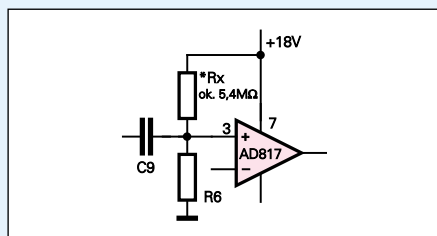
Po ustawieniu prądów spoczynkowych należy jeszcze raz skontrolować napięcie stałe na wyjściu. Typowo powinno wynosić -33mV±40mV, co wynika z przepływu prądu wejściowego wzmacniacza operacyjnego przez rezystor R6, R6A).

Możliwości zmian

W wersji podstawowej na głośniku pojawi się niewielkie napięcie stałe rzędu 30mV, wynikające z przepływu prądu polaryzacji wejścia wzmacniacza operacyjnego przez rezystor R6. Aby zmniejszyć to napięcie do zera, można dodać dodatkowy rezystor Rx według rysunku 13. Wartość Rx należy dobrać indywidualnie, bo zależy ona będzie od prądu wejściowego danego egzemplarza wzmacniacza.

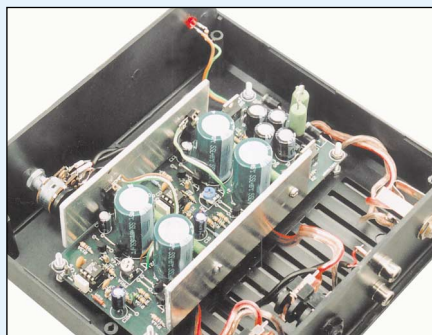
Nabywcy zestawu AVT-2625 otrzymają w komplecie wzmacniacze operacyjne AD817. Jeśli ktoś opisany wzmacniacz chciałby wykonać we własnym zakresie, może zamiast tych kostek użyć innych, choćby wspomnianych bardzo popularnych TL071 czy TL081, licząc się ze znacznym zmniejszeniem

Rys. 13



szybkości wzmacniacza. Oczywiście nadal będzie on przenosił pełne pasmo częstotliwości akustycznych, jednak parametry dynamiczne, istotne przy odtwarzaniu przebiegów impulsowych okażą się „standardowe”.

Warto przeprowadzić samodzielne próby z innymi wzmacniaczami operacyjnymi, podając na wejście sygnał prostokątny o ostrych zboczach i amplitudzie 0,4...1Vpp (np. z generatora z układami cyfrowymi, przez dzielnik). W razie potrzeby należy wtedy we własnym zakresie dobrać elementy



R17, C17, by uzyskać prawidłowe przeniesienie impulsów. Być może trzeba też będzie zwiększyć wartość kondensatorów przyspieszających C15, C16 do 2,2nF.

Interesujące będzie dodanie na wejściu inwertera fazy i sprawdzenie możliwości wzmacniacza pracującego w układzie mostkowym. Uzyskana moc rzędu kilkudziesięciu watów okaże się wystarczająca do wielu poważniejszych zastosowań.

Piotr Górecki



Wykaz elementów

Rezystory

R1,R2,R9,R9A	560Ω
R3,R4,R8,R8A	10kΩ
R5,R5A	100Ω (100...470Ω)
R6,R6A	10kΩ
R7,R7A	470Ω
R10,R10A	560Ω
R11,R11A	8,2kΩ
R12,R12A	470Ω
R13,R13A,R14,R14A	62Ω
R15,R15A,R16,R16A	0,1Ω (0,1...0,22Ω)
R17,R17A	100kΩ
R18	22Ω 5W
PR1,PR1A	potencjometr 1kΩ

Kondensatory

C1-C4	4700µF/25V
C5-C8	220µF/40V
C9,C9A	1µF stały
C10,C10A	22µF/16V

C11,C11A,C12,C12A	100nF ceramiczny
C13,C13A,C14,C14A	100µF/25V
C15,C15A,C16,C16A	1nF
C17,C17A	3pF

Półprzewodniki

D1-D4	1N5401
D5-D8	1N4001
D9, D10	dioda Zenera 6V2
T1,T1A,T5,T5A	BC557
T2,T2A,T3,T3A,T4,T4A	BC547
T6,T6A	IRF540
T7,T7A	IRF9540
U1	LM317
U2	LM337
U3,U3A	AD817

Inne

* TRAF0
Zasilacz AC12V 1,5A

Uwaga! Zasilacz nie wchodzi w skład kitu i należy go zamówić oddzielnie.

* Elementy oznaczone gwiazdką nie wchodzi w skład kitu.

Komplet podzespołów z płytką jest dostępny w sieci handlowej AVT jako kit szkolny AVT-2625