

Amplituner z RDS-em, część 1

AVT-583

Samodzielne budowanie urządzeń elektroakustycznych to duże wyzwanie dla amatorów. Nawet doskonała znajomość teorii układów i podzespoły najwyższej klasy nie zagwarantują wykonania perfekcyjnego wzmacniacza, jeśli przy jego montażu niechcący wykonamy np. pętlę masy. Tu nie wystarczy tylko teoria, spore doświadczenie praktyczne jest nie mniej przydatne.

Rekomendacje: układ polecamy raczej zaawansowanym elektronikom pasjonującym się samodzielnym wykonywaniem urządzeń elektroakustycznych. Ten projekt już się sprawdził w poprzedniej wersji, teraz ma dodatkowe możliwości.



**PROJEKT
Z OKŁADKI**

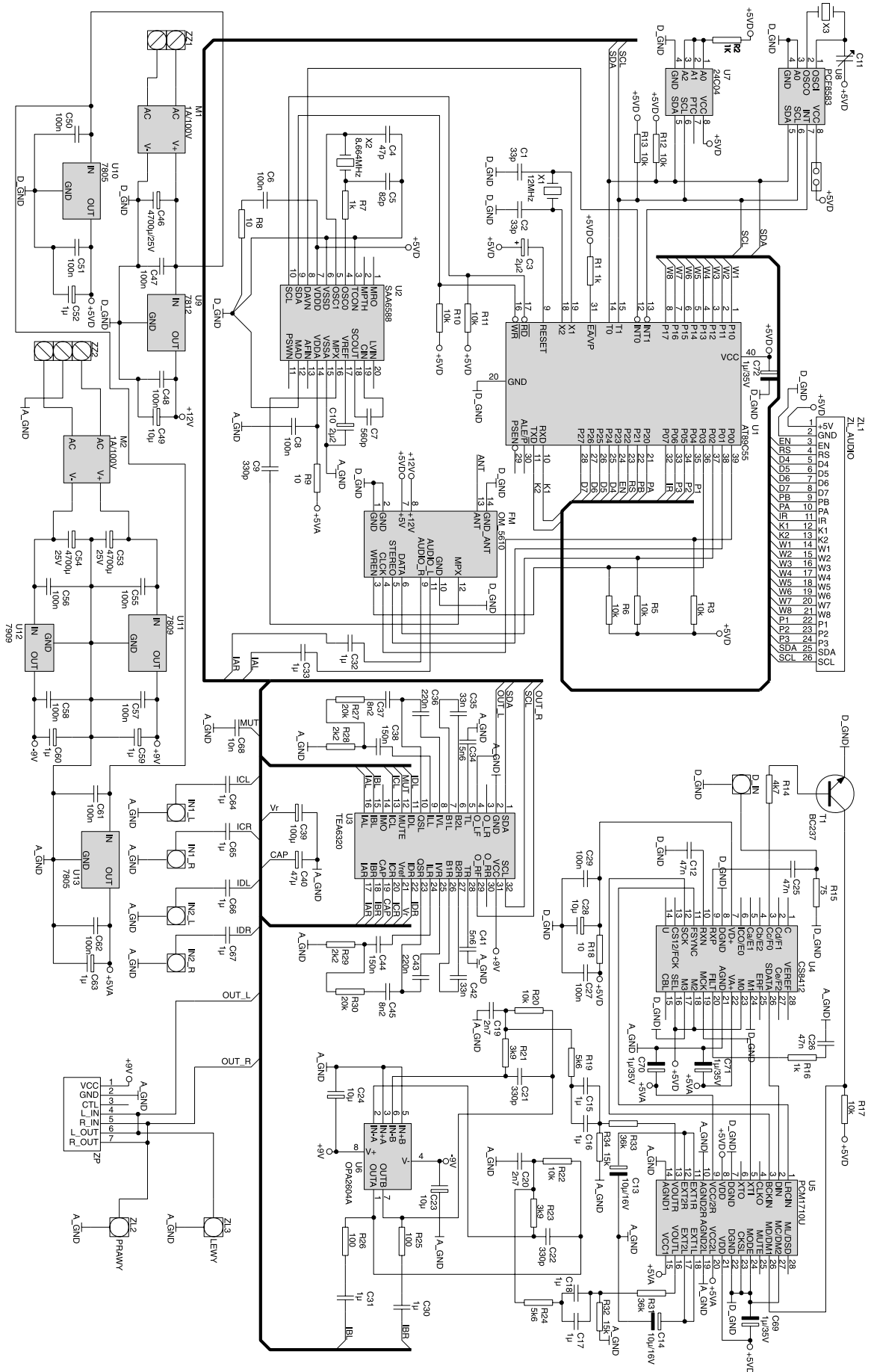
Duża popularność amplitunera FM z RDS (AVT5016), opisywanego w EP6/2001 i 7/2001, skłoniła mnie do opracowania jego nowszej wersji. Poprzednia konstrukcja powstała w wyniku fascynacji możliwościami układu SAA588 (dekodera RDS) oraz modułu FM OM5610. Te dwa elementy pozwoliły na stworzenie tunera FM z dekoderm RDS o bardzo dobrych parametrach, bez konieczności budowy i strojenia obwodów w.cz. Moduł OM5610 zawiera kompletną, cyfrowo przestrojaną głowicę FM, tor pośredniej częstotliwości i dekodery stereo, a wszystko jest fabrycznie zoptymalizowane i zestrojone. Tuner AVT5016 umożliwiał zaprogramowanie i zapamiętanie 12 stacji radiowych nadających w górnym zakresie UKF (88..108 MHz). Na wyświetlaczu była wyświetlana częstotliwość odbieranej stacji, wskaźnik dostrojenia i tryb MONO/STEREO. Dla każdej odbieranej stacji można było indywidualnie ustawić parametry dekodera RDS: włączenie lub wyłączenie wyświetlanej informacji oraz rodzaj tej informacji: *radiotext* lub *psname*. Dodatkowo dekodery mogły tworzyć listę alternatywnych częstotliwości i na jej podstawie dostrajać tuner do innych częstotliwości.

W nowej wersji amplitunera postanowiłem zachować wszystkie te właściwości i jednocześnie przebudować urządzenie tak, by wyposażać je w szereg nowych właściwości znacznie poprawiających funkcjonalność i komfort obsługi. Jedyną zmianą było usunięcie funkcji dostrajania na podstawie listy alternatywnych częstotliwości AF. W trakcie eksploatacji

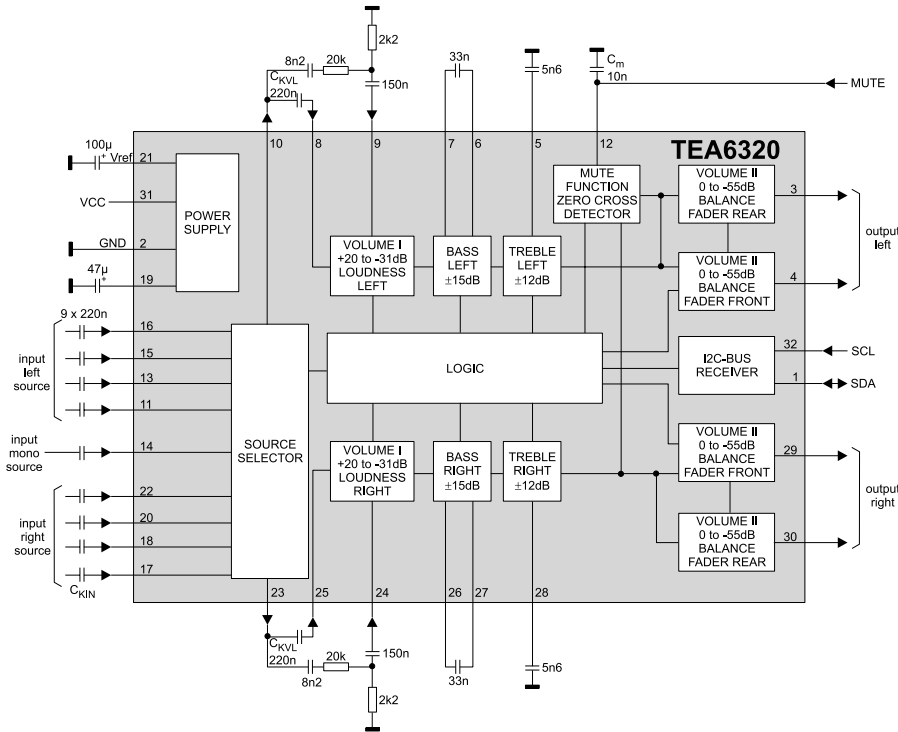
okazało się, że ta funkcja nie jest potrzebna w stacjonarnym tunerze wyposażonym w funkcję automatycznego dostrajania do stacji. Przy opracowywaniu koncepcji wziąłem również pod uwagę życzyliwe głosy Czytelników, którzy zbudowali i eksploatowali amplituner AVT5016. Schemat urządzenia został pokazany na **rys. 1**.

Jak widać część dotycząca modułu OM5610 i dekodera RDS pozostała prawie bez zmian. Zmianie uległ sposób zasilania układu SAA6588. Została rozdzielona masa cyfrowa D_GND i analogowa A_GND. Część analogowa jest też zasilana odrębnym napięciem +5VA. Takie rozwiązanie znacznie redukuje przenikanie zakłóceń impulsowych z zasilania układów cyfrowych do analogowej części dekodera.

Jedną z większych zmian jest zastosowanie innego procesora audio. W poprzedniej konstrukcji był to układ LM4832 firmy National Semiconductor. W nowej wersji został użyty układ TEA6320 firmy Philips (U3). Ze schematu blokowego tego układu (**rys. 2**) łatwo wyczytać, że jest on przeznaczony do zastosowania w samochodowych radioodtwarzaczach Hi-Fi: ma cztery wyjścia – dwa dla głośników przednich (kanał lewy i prawy) i dwa dla głośników tylnych (również kanał lewy i prawy). Poziom sygnał audio może być dla każdego z wyjść regulowany indywidualnie. TEA6320 ma dość dobre parametry i szereg ciekawych właściwości, które zostaną wykorzystane w amplitunerze. Sygnał audio może pochodzić z czterech wejść stereofonicznych lub jednego monofonicznego i jest przełączany w bloku selek-



Rys. 1. Schemat amplitunera



Rys. 2. Schemat blokowy układu TEA6320

tora wejść. W naszym układzie są wykorzystywane wszystkie cztery wejścia stereofoniczne. Wejście IA zostało połączone z wyjściem modułu OM5610 przez kondensatory C32 i C33 eliminujące składową stałą. Wejście IB jest połączone z wyjściem filtra dolnoprzepustowego toru przetwornika A/D (wejście S/PDIF) przez kondensatory C30 i C31. Do wejść IC i ID można podłączyć zewnętrzne sygnały na przykład z magnetofonu i stereofonicznego odbiornika TV. Składowa stała z każdego z tych wejść jest separowana przez kondensatory C64..C67. Zastosowanie układu z czterema wejściami stereofonicznymi pozwoliło na wyeliminowanie jednej z niedogodności poprzedniej konstrukcji – braku możliwości dołączenia dodatkowych sygnałów audio.

Z selektora wejść sygnał jest podawany na pierwszy blok regulacji poziomu. Można nim regulować tłumienie w zakresie od 0 do -31 dB i wzmocnienie od 0 do +20 dB z krokiem 1 dB. Z blokiem regulacji wzmocnienia skojarzona jest funkcja KONTUR (można ją wyłączyć). Filtr realizujący funkcję KONTRUR pracuje liniowo dla regulacji w zakresie od +20 dB do -12 dB. Oznacza to, że wzmocnienie częstotliwości niskich i wysokich jest tym

większe, im mniejszy jest poziom sygnału. Maksimum wzmocnienia przypada na -12 dB. Dalsze zmniejszanie wzmocnienia nie powoduje zmiany pracy filtra KONTUR. Charakterystyka filtra jest określana przez zewnętrzne elementy: dla kanału lewego są to R27, R28, C36..C38, dla kanału prawego R29, R30, C43..C45. Przy wartościach jak na rysunku 1. maksymalne podbicie tonów niskich wynosi +17 dB, a tonów wysokich +4,5 dB. W dokumentacji układu można znaleźć sposób wyliczania wartości elementów zewnętrznych filtra tak, żeby można było samodzielnie kształtować charakterystykę funkcji KONTUR.

Za pierwszym blokiem regulacji wzmocnienia umieszczony jest filtr regulacji tonów niskich. Zewnętrzny kondensator 33 nF (C35 dla kanału lewego i C42 dla kanału prawego) w połączeniu z wewnętrznymi rezystorami układu pozwala na regulację niskich częstotliwości w zakresie od -15 dB do +15 dB dla częstotliwości 40 Hz. W połączeniu z funkcją KONTUR można wzmocnić niskie częstotliwości +32 dB (dla małych poziomów głośności). Filtr tonów wysokich reguluje wysokie częstotliwości w zakresie od -12 dB do +12 dB (dla 15 kHz). Charakterystykę tego filtra

kształtuje kondensator C34 (5,6 nF) – kanał lewy i C41 – kanał prawy. Z wyjścia układu regulacji tonów wysokich sygnał z każdego kanału wchodzi równolegle do dwu bloków regulacji poziomu sygnału (głośnik przedni i głośnik tylny). Drugi blok regulacji jest wykorzystywany do wyrównania poziomów sygnałów z każdego z wejść. Oprócz tego, niezależna regulacja poziomu w każdym z kanałów pozwala na regulację balansu. Z drugim blokiem regulacji poziomu związany jest układ wyciszania (MUTE). Jest to rozbudowany układ z detektorem przejścia przez zero. Umożliwia wyciszenie w momencie, kiedy sygnał ma amplitudę zerową, i wyłączenie wyciszania również wtedy, gdy sygnał ma amplitudę zerową. Dzięki temu można przełączać wejścia bez przykrych efektów dźwiękowych.

Wszystkimi funkcjami układu TEA6320 steruje przez magistralę I²C sterownik zbudowany na mikrokontrolerze 89C55 (U1). W poprzedniej wersji zastosowany był 89C52 z pamięcią programu o rozmiarze 8 kB. Dodanie szeregu nowych funkcji wymusiło zastosowanie mikrokontrolera o większej pamięci, stąd 89C55 z 20 kB pamięcią programu typu Flash. Początkowo próbowałem zmieścić wszystko w starym układzie (89C52), ale okazało się to niemożliwe. Wszelkie próby optymalizacji kodu skończyły się niepowodzeniem. Trzeba było albo znacznie ograniczyć funkcjonalność urządzenia, albo zastosować układ z większą pamięcią. Mikrokontroler taktowany jest oscylatorem kwarcowym o częstotliwości 12 MHz (X1). Tak jak poprzednio, układem dekodera RDS steruje oddzielna magistrala I²C (wyrowadzenia 16 i 17 układu U2). Zewnętrzną pamięcią EEPROM (U7), zegarem czasu rzeczywistego (U8) i procesorem audio (U3) steruje druga magistrala I²C (wyrowadzenia 15 i 14). Wszystkie linie obu magistral I²C są podciągane do plusa zasilania przez rezystory 10kΩ (R10..R12). Rezystor R1 wymusza stan wysoki na wyprowadzeniu !EA. Mikrokontroler pobiera wtedy kody rozkazów z wewnętrznej pamięci programu Flash. W pamięci EEPROM 24C04

(U7) zapisywane są wszystkie ustawienia amplitunera. Wyjście INT zegara czasu rzeczywistego PCF8583 jest połączone z wyprowadzeniem 12 mikrokontrolera (wejście przerwania INT1). Układ jest taktowany rezonatorem o częstotliwości 32,768 kHz.

Amplituner został wyposażony w wejście S/PDIF z przetwornikiem D/A. Wejście to jest w zamierzeniu przeznaczone do podłączenia komputerowego napędu CD-ROM wyposażonego w klawisze sterujące odtwarzaniem na panelu sterującym. Napędy takie są stosunkowo tanie, ale wbudowane w nie przetworniki D/A są zazwyczaj dość kiepskiej jakości. Podłączenie cyfrowego wyjścia napędu (DOUT) do przetwornika amplitunera pozwoli na uzyskanie dużo lepszej jakości dźwięku. Oczywiście nic nie stoi na przeszkodzie, żeby podłączyć wyjście S/PDIF dowolnego odtwarzacza CD (nie tylko komputerowego). Odbiornik S/PDIF został zbudowany na układzie CS8412 (U4). Cyfrowy sygnał z wejścia D_IN jest podawany przez kondensator C25 (separacja składowej stałej) na wejście RxP. Rezystor R15 zapewnia dopasowanie do impedancji źródła sygnału. Odbiornik wydziela sygnał danych PCM (wyprowadzenie SDATA) z odbieranego strumienia danych w formacie S/PDIF. SDATA jest połączony z wejściem danych DIN przetwornika D/A PCM1720U (układ U5). Oprócz sygnału danych, ze strumienia danych S/PDIF odtwarzane są sygnały zegarowe: taktujący przesyłaniem danych SCK (połączony z wejściem BCKIN przetwornika U5) i zegar systemowy MCK (połączony z wejściem XTI przetwornika U5). Do prawidłowej pracy przetwornika potrzebny jest jeszcze sygnał identyfikacji kanałów Lewy/Prawy FSYNC (połączony z wejściem LRCIN przetwornika U5). Odbiornik U4 musi przysyłać dane w formacie akceptowanym przez przetwornik U5. Format danych jest ustawiany przez odpowiednie stany na wejściach M0..M3 odbiornika. Jeżeli są one takie, jak na rysunku 1, to dane mają długość 16 bitów i są przesyłane w formacie *natural right justified* (format „naturalny” z dosunięciem do prawej). Format danych wej-

ściowych przetwornika może być ustawiany w dwóch trybach: równoległym i szeregowym. W trybie równoległym (MODE=0 – taki tryb został wybrany w naszym rozwiązaniu) można ustawić tylko 16-bitowy *natural right justified*, a więc zgodny z formatem wyjściowym odbiornika. Tryb szeregowy (MODE=1) pozwala na ustawienie innych formatów (np. I2S), ale wymaga podłączenia przetwornika do mikrokontrolera przez 3 liniową magistralę: sygnał danych MD, zegarowy MC i zatrzymujący latch ML. Interfejs odbiornik S/PDIF – przetwornik D/A musi spełniać odpowiednie warunki związane z częstotliwością zegara systemowego. Musi być ona równa znormalizowanej wielokrotności częstotliwości próbkowania i co nie mniej ważne, częstotliwość wyjściowa odbiornika musi być równa częstotliwości wejściowej przetwornika. Dla stanów na wejściach M0..M3 układu U4 zegar systemowy MCK ma częstotliwość równą 256fs, gdzie fs jest częstotliwością próbkowania (dla Compact Disc fs=44,1 kHz). Taką samą częstotliwość zegara systemowego przetwornika ustala się przez wymuszenie stanu niskiego na wejściu CKSL.

Oba układy interfejsu S/PDIF mają rozdzielone masy i zasilania części analogowych i cyfrowych. W układzie zasilania amplitunera masa analogowa A_GND i cyfrowa D_GND zostały na płycie drukowanej rozdzielone. Części analogowa i cyfrowa są zasilane oddzielnymi napięciami +5VA i +5VD. Odbiornik U4 zawiera w swojej strukturze układy pętli PLL odtwarzającej z sygnału wejściowego zegar systemowy. Jakość i stabilność procesu odtwarzania decyduje o skali zjawiska drżenia fazy zegara (*jittera*), bardzo niekorzystnie wpływającego na jakość przetwarzania D/A. Żeby ograniczyć to niekorzystne zjawisko, zasilanie cyfrowej części odbiornika U4 jest dodatkowo filtrowane filtrem RC złożonym z elementów R18, C27..C29. Analogowy sygnał audio z wyjścia przetwornika U5 wymaga jeszcze odfiltrowania pozostałej części zakłóceń powstałych w procesie przetwarzania przez filtr dolnoprzepustowy. Filtr taki jest zbudowany na podwój-

nym wzmacniaczu operacyjnym OPA2604 firmy Burr-Brown (U6). Elementy R19..R21, R25, C19, C21 (kanał prawy) kształtują charakterystykę filtru. Dla kanału lewego są to elementy R22, R23, R24, R26, C20, C22. Wzmacniacz jest zasilany symetrycznym napięciem ± 9 V blokowanym przez kondensatory C23, C24. Z wyjścia filtru sygnał jest podawany przez kondensatory C30 i C31 na wejścia IB procesora U3.

Sygnał z wyjścia modułu OM5610 ma amplitudę ok. 160 mV, ale na wyjściu filtru przetwornika występuje już amplituda ok. 2 V. Z tego powodu konieczne okazało się ograniczenie sygnału wyjściowego przetwornika do takiego poziomu, żeby udało się ustawić równe poziomy wyjściowe z obu źródeł sygnału. Sygnał wyjściowy przetwornika jest podawany na dzielniki rezystorowe (rezystory R31..R34). W trakcie uruchamiania układu okazało się, że bez takich dzielników w torze z wejściem S/PDIF albo nie da się wyciszyć wejścia (małe tłumienie drugiego bloku TEA6320), albo przy większych poziomach sygnału i dużym tłumieniu drugiego bloku występuje przesterowanie obwodów wewnętrznych TEA6320.

Zasadnicza część amplitunera jest zasilana przez dołączenie na złącze ZZ1 napięcia przemiennego o wartości minimalnej 14 V. Jest ono prostowane mostkiem M1 i filtrowane przez kondensator C46. Otrzymane w ten sposób napięcie jest napięciem wejściowym dla stabilizatorów U9, U10 i U13. Napięcie +12 V dla zasilania części radiowej modułu OM5610 jest stabilizowane przez układ 7812 (U9). Jak już wspomniałem, układy dekodera RDS, odbiornika S/PDIF i przetwornika A/D są zasilane rozdzielonymi napięciami +5 V, osobnymi dla części analogowej i dla części cyfrowej. Napięcie +5VD jest stabilizowane przez układ U10, a +5VA przez układ U13. Również masy analogowa i cyfrowa są rozdzielone na płycie i połączone ze sobą w okolicy kondensatora C46.

Układ zasilania wzmacniacza filtra dolnoprzepustowego jest zasilany symetrycznym napięciem przemiennym ok. 2 x10 V. Środ-

kowy odczep trzeba podłączyć do zacisku 2 złącza ZZ2. Po wyprostowaniu, napięcie jest filtrowane przez kondensatory C53, C54. Układ U11 dostarcza napięcia +9 V, a układ U12 napięcia -9 V. Wyjścia wszystkich stabilizatorów są blokowane przez kondensatory 100 nF i tantalowe 1μF/35V.

Zasilanie układu zegara U8 jest doprowadzone do zworki p_cl (w pobliżu modułu Om5610). Po zwarceniu tej zworki układ jest zasilany z +5VD. Można to wykorzystać w czasie testów i uruchamiania urządzenia. W trakcie normalnej pracy układ U8 musi być zasilany z baterii podtrzymującej napięcie po wyłączeniu amplitunera.

Sygnal wyjściowy z procesora jest podawany na złącze ZP przygotowane do podłączenia specjalnego procesora audio wykonanego na układzie BA3880AFS firmy Rohm. BA3880 traktuje wzmacniacz i głośniki jako jeden system audio i tak przekształca sygnał wejściowy, żeby dokładnie odtworzyć jego brzmienie tak naturalnie, jak to możliwe.

O brzmieniu i dynamice sygnału akustycznego decydują skomplikowane zależności określające szybkość narastania sygnału, ilość i rodzaj częstotliwości harmonicznych. W naturalnie powstającym dźwięku najpierw pojawiają się częstotliwości harmoniczne, a potem dopiero częstotliwości podstawowe. Zależności czasowe pomiędzy tymi komponentami częstotliwościowymi zależą od czasu narastania sygnału. To zasadniczo decyduje o brzmieniu instrumentów muzycznych. Jest bardzo ważne, żeby przy odtwarzaniu zachować możliwie najwierniej tę składową sygnału, która decyduje o czasach narastania. W innym przypadku składowa „amplitudowa” nie będzie zgodna ze składową „częstotliwościową” i wystąpią mniejsze lub większe zafałszowania naturalnej barwy dźwięku. Jednak jak się okazuje, we wzmacniaczach objętych silnym, ujemnym sprzężeniem zwrotnym takie zafałszowanie jest nie do uniknięcia. Jest to szczególnie dokuczliwe we wzmacniaczach półprzewodnikowych, w których z racji dużych nieliniowości charakterystyk tranzystorów ujemne sprzężenie zwrotne musi być silne. Zniekształcenia

WYKAZ ELEMENTÓW

Płytką główną

Rezystory

R1, R2, R7: 1kΩ
R3, R5, R6, R10..R13, R17, R20, R22: 10kΩ
R8, R9, R18: 10Ω
R14: 4,7kΩ
R15: 75Ω
R19, R24: 5,6kΩ
R21, R23: 3,9kΩ
R25, R26: 100Ω
R27, R30: 20kΩ
R28, R29: 2,2kΩ
R31, R33: 36kΩ
R32, R34: 15kΩ

Kondensatory

C1, C2: 33pF
C3, C10: 2,2μF/16V
C4: 47pF
C5: 82pF
C6, C8, C27, C29, C47, C48, C50, C51, C55...C58, C61, C62: 100nF
C7: 560pF
C9, C21, C22: 330pF
C12, C25, C26: 47nF
C13, C14, C23, C24, C28, C49: 10μF/16V
C15...C18, C30..C33, C64..C67: 1μF/63V MKSE
C19, C20: 2,7nF
C34, C41: 5,6nF
C35, C42: 33nF
C36, C43: 220n
C37, C45: 8,2nF
C38, C44: 150nF
C39 100μF/16V
C40: 47μF/16V
C46, C53, C54: 4700u/16V
C52, C59, C60, C63, C69..C72: 1μF/35V tantalowy
C68: 10nF

Półprzewodniki

M1..M2: mostek prostowniczy 1A/100V

T1: BC237
U1: AT89C55 zaprogramowany
U2: SAA6588
U3: TEA6320
U4: CS8412
U5: PCM1710U
U6: OPA2604A
U7: AT24C04
U8: PCF8583
U9: 7812
U10, U13: 7805
U11: 7809
U12: 7909

Różne

X1: rezonator kwarcowy 12MHz
X2: rezonator kwarcowy 8,664MHz
Moduł OM5610
Złącza CINCH do druku 7 szt.

Płytką panelu sterowania

Wyświetlacz 2x20 znaków
Impulsator Bourns ECW
Potencjometr 4,7kΩ
Przełączniki zwierne (klawiatura) 16 szt.
Odbiornik podczerwieni TSOP1736 lub podobny na częstotliwość 36kHz
Listwa goldpinów kątowych

Płytką procesora audio

Rezystory

R1: 1kΩ
Potencjometr: 1kΩ

Kondensatory

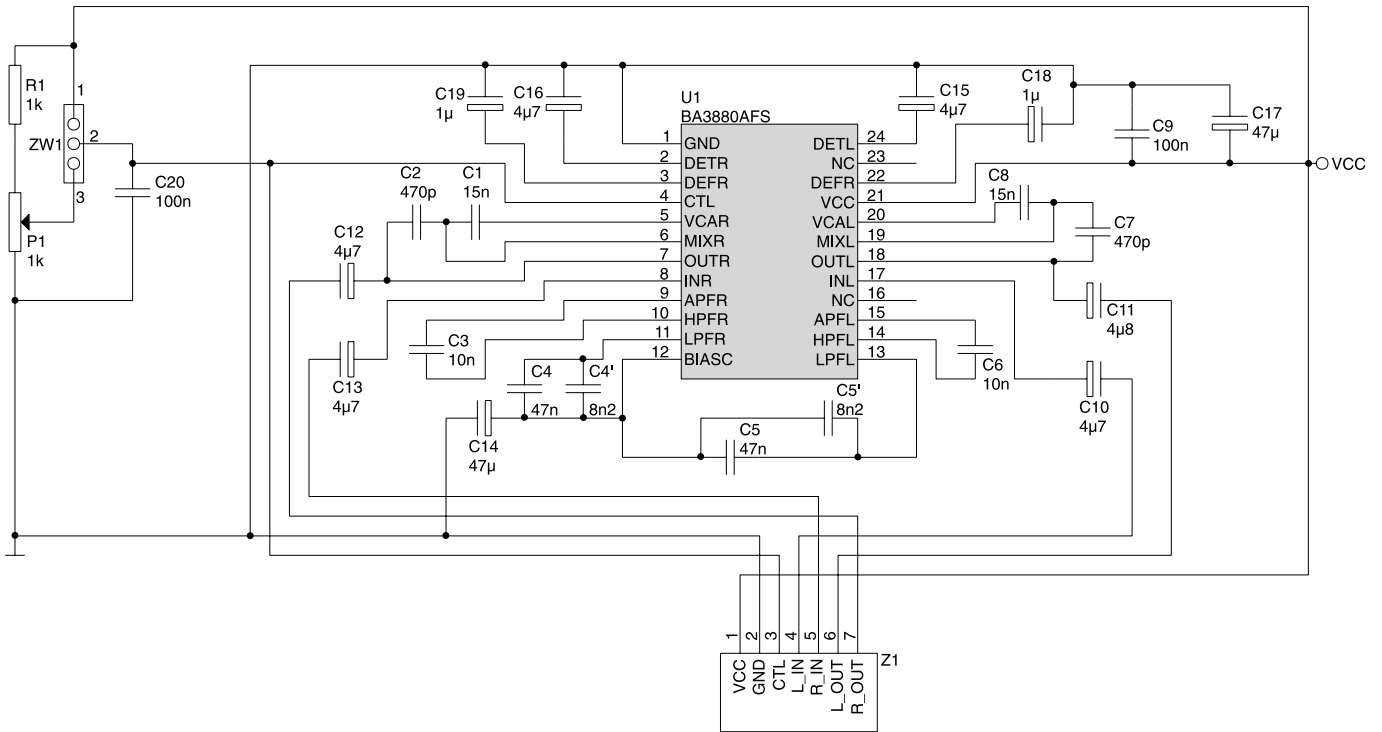
C1, C8: 15nF
C2, C7: 470pF
C3, C6: 10nF
C4', C5': 8,2nF
C4, C5: 47nF
C9, C20: 100nF
C10..C13, C15, C16, C18, C19: 4,7μF/16V
C14, C17: 47μF/16V

Półprzewodniki

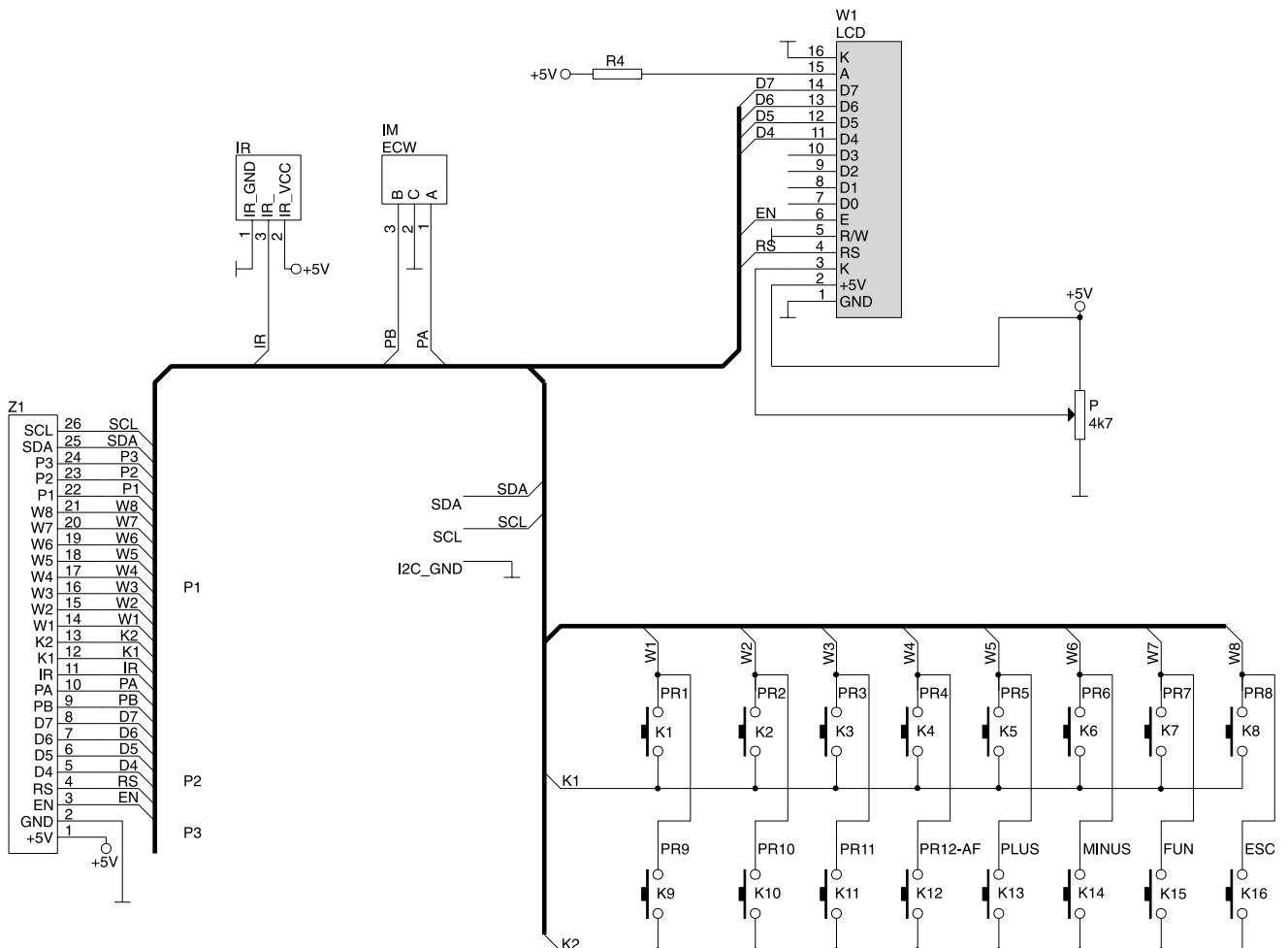
U1: BA3880AFS

powstają w wyniku „mieszania się” opóźnionego sygnału z wyjścia wzmacniacza z sygnałem wejściowym. Dodatkowo impedancja cewki głośnika mocno zależy od częstotliwości, powodując zniekształcenia w zakresie wyższych częstotliwości. Wszystko to razem powoduje, że w torze audio powstają przesunięcia fazowe powodujące wyżej wymieniony efekt niezgodności czasu narastania amplitudy, a dodatkowo tłumione są wyższe harmoniczne, co również potęguje ten efekt. Teoretycznie większości tych przy-

krych niespodzianek można uniknąć, budując wzmacniacz w klasie A, ale niska sprawność takich konstrukcji i wysoka cena powodują, że są one stosowane tylko przez specyficzną część odbiorców nagrań audio. Akustyki i elektronicy na całym świecie ciężko pracują, żeby wrażenia słuchowe docierały do nas z możliwie małymi zniekształceniami. Wynikiem tej pracy są nie tylko coraz bardziej doskonałe końcówki mocy: tranzystorowe i bardzo modne obecnie lampowe. Poznanie skomplikowanej natury dźwięku



Rys. 3. Schemat procesora z układem BA3880AFS



Rys. 4. Schemat panelu sterowania

zaowocowało też powstaniem zupełnie nowych rozwiązań poprawiających parametry toru audio, czego przykładem jest prezentowany tutaj procesor firmy Rohm.

Zobaczmy teraz, jak to działa. Kompensacja zniekształceń jest podzielona na dwie części: kompensację fazy i kompensację amplitudy. Kompensacja fazy polega na podzieleniu sygnału na 3 oddzielne pasma:

- Basy – częstotliwości 20 Hz..150 Hz,
- Tony średnie 150 Hz..2,4 kHz,
- Tony wysokie 2,4 kHz..20 kHz.

W każdym z powyższych pasm dodawane są opóźnienia charakterystyczne, minimalizujące zniekształcenia wprowadzane przez tor audio. Kompletny sygnał jest potem składany z tych trzech komponentów, przy czym tony średnie mają fazę przesuniętą o 180 stopni, a tony wysokie o 360 stopni (czyli de facto przesunięcie nie występuje) w stosunku do fazy basów. W kompensacji amplitudowej do utrzymywania odpowiedniego poziomu wysokich częstotliwości harmonicznych sygnału podstawowego używany jest szybki detektor i rozbudowany układ VCA. Poziom kompensacji jest wyliczany na podstawie różnicy napięć na wejściu CTL układu i napięcia wyjściowego detektora. Sygnał błędu jest doprowadzany do wejścia układu VCA kompensującego poziom amplitudy wysokich częstotliwości. Dodatkowo zastosowano wbudo-

wany układ wzmocnienia tonów niskich o około 4 dB. Schemat procesora został pokazany na **rys. 3**. Został on zaczerpnięty z noty aplikacyjnej podanej przez producenta. Zakres kompensacji amplitudowej można zmieniać przez zmianę kondensatorów C1 i C2 (kanał prawy) oraz C8 i C7 (kanał lewy). Charakterystykę kompensacji wraz z wpływem tych pojemności na działanie układu można znaleźć w dokumentacji.

Poziom kompensacji ustawiany jest napięciem na wyprowadzeniu CTL według zależności:

- 0 V..0,5 Vcc – tryb kompensacji. Napięcie na CTL określa głębokość kompensacji,
- 0,4 Vcc..0,6 Vcc – zakres niezdefiniowany,
- 0,64 Vcc..Vcc – przenoszenie sygnału bez kompensacji (*bypass*). Zwora na schemacie z **rys. 3** umożliwia ustawienie na CTL pełnego napięcia zasilania Vcc i wejście w tryb *bypass* lub ustawienie napięcia na CTL z zakresu 0 V..0,5 Vcc (tryb kompensacji).

Układ 3880AFS jest produkowany w firmie Rohm na licencji amerykańskiej firmy BBB Sound Inc i niestety do jego wykorzystania jest niezbędne uzyskanie licencji BBB. Ze względu na problemy ze zdobyciem układu BA3880AFS, procesor montuje się na oddzielnej płytce wlotowywanej z złącza ZP. Płytką została tak zaprojektowana,

żeby bez montowania procesora audio nie trzeba było przecinać żadnych ścieżek ani robić żadnych mostków. Jeżeli jednak będzie on zastosowany, to trzeba będzie przeciąć 2 ścieżki łączące piny 5 i 7 oraz 4 i 6 w pobliżu złącza ZP.

Sterowanie wszystkimi funkcjami urządzenia jest realizowane przez 16-przyciskową klawiaturę i impulsator (enkoder) firmy Bourns. Elementy regulacyjne zostały umieszczone na osobnej płytce panelu sterowania i połączone z płytką główną poprzez złącze Z1 (**rys. 4**).

Na płytce panelu sterowania oprócz klawiatury i impulsatora został umieszczony standardowy wyświetlacz alfanumeryczny 2x20 znaków i odbiornik zdalnego sterowania TOSP1736 lub podobny. Ze względu na to, że można kupić różne odbiorniki, trzeba zwrócić uwagę, by były one dostosowane do odbioru sygnału o częstotliwości 36 kHz. Wyświetlacz jest sterowany przez 4-bitową magistralę (port P2). Dwie wolne linie tego portu są połączone do wyjść impulsatora (P2.0 i P2.1). Wyjście odbiornika zdalnego sterowania (IR) zostało połączone do linii P0.7 portu P0.

Tomasz Jabłoński, EP
tomasz.jablonski@ep.com.pl

Wzory płytek drukowanych w formacie PDF są dostępne w Internecie pod adresem: pcb.ep.com.pl oraz na płycie CD-EP7/2004B w katalogu PCB.