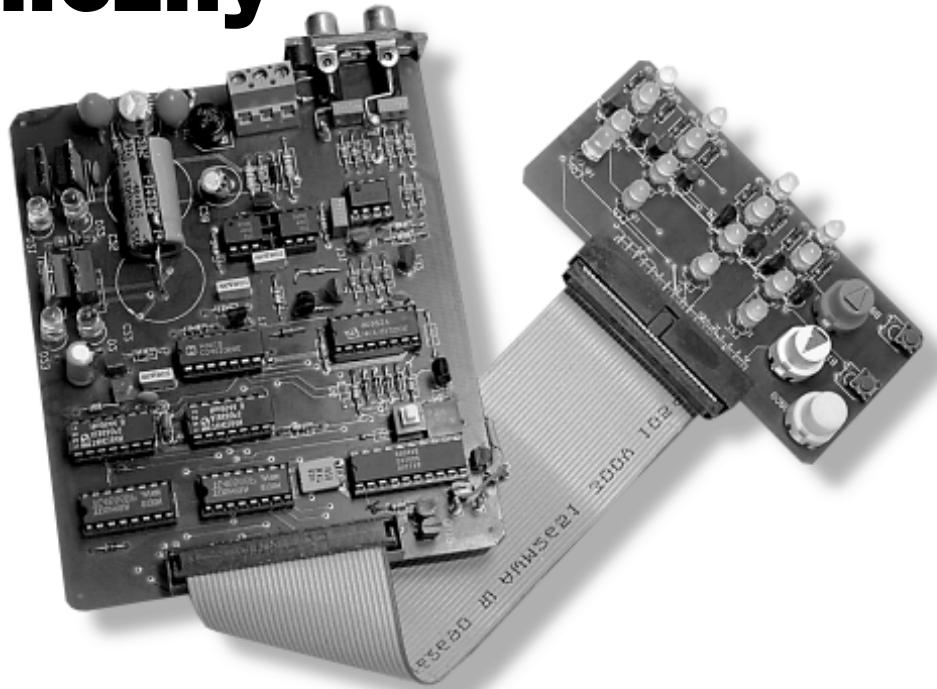


Audiofilski potencjometr stereofoniczny

kit AVT-369

Prezentowane opracowanie będzie dla wielu naszych Czytelników z pewnością bardzo kontrowersyjne - dość powszechne jest bowiem wśród audiofili przekonanie, że nic nie zastąpi „błękitnego“ potencjometru ALPS. Jak jednak pokazuje praktyka, tego typu przekonania są wynikiem przyzwyczajenia, a nie wad nowych, konkurencyjnych opracowań.

Zachęcamy zatem do przeczytania artykułu - my jesteśmy przekonani, że wkrótce w większości urządzeń potencjometry mechaniczne zostaną wyparte przez swoje elektroniczne odpowiedniki.



Każdy elektronik zetknął się z wadami mechanicznych potencjometrów. Mimo postępu w konstrukcji, zmniejszenia wymiarów i rozstawu wyprowadzeń itp. zasada działania nie zmieniła się ani trochę na przestrzeni kilkudziesięciu lat. Także wady pozostały te same. Trzaski i nieuniknione nierównomierności regulacji ujawniają się zawsze, zwłaszcza z upływem czasu, degradując jakość dźwięku (nie mówiąc o dyskomforcie użytkownika takiego rozsypującego się systemu audio).

O ile stopnie wzmacniające mocy udaje się z powodzeniem integrować w jednej krzemowej strukturze (w kwestii celowości takich zabiegów zdania są podzielone...), to potencjometry długo opierały się scaleniu. Dopiero ostatnimi laty ustępują pola czystej elektronice, co z przyjemnością wypada mi tu odnotować.

Proponuję efektowne pożegnanie nieśmiertelnej gałki niniejszym projektem cyfrowego regulatora głośności, z optycznym wskaźnikiem wielkości tłumienia. Znalazło się tu wszystko, co niezbędne do samodzielnej pracy takiego regulatora w wysokiej jakości torze audio. Wystarczy jeszcze tylko nie-

wielki transformator i dwie pary przewodów połączeniowych. Odnajdziemy tu specjalnie zaprojektowany na tę okazję zasilacz. Jest też wtórnik na wzmacniaczu operacyjnym, zapewniający wysoką impedancję wejściową, ułatwiającą wybór punktu włączenia w tor audio. Układ firmy Dallas DS1802 wyposażylem w wygodny i estetyczny wyświetlacz - wskaźnik wielkości tłumienia obu potencjometrów.

Jak działa wyświetlacz?

Do wykonania wyświetlacza wystarczyły 2 dekodery 4556 i 4 negatory stanowiące 2/3 układu 40106 (fragment **rys. 1**). Wyświetlane, tym razem, nie są cyfry dziesiętne, lecz krótkie słupki dwubarwnych diod świecących. Wbrew pozorom, tak wykonany wyświetlacz nie jest mniej funkcjonalny i ma sporo zalet. „Tradycyjny“ wyświetlacz siedmiosegmentowy pokazywałby liczby dwucyfrowe z przedziału 0..-63dB, bo takim właśnie zakresem regulacji dysponuje DS1802. Przy uczciwym podejściu do projektu, należałoby wyświetlać także znak „-“.

W przypadku zalecanego wygaszania zera, zbędnego w zakresie

0...-9dB, znak minus powinien być przesuwany z trzeciej cyfry na drugą, co niewątpliwie komplikuje dekodery. Ponadto, w moim odczuciu, taka matematycznie ścisła reprezentacja czterocyfrowa (sześciopozycyjna z uwzględnieniem znaku) pasuje zdecydowanie lepiej do sprzętu pomiarowego, niż do sprzętu audio. Słuchając muzyki w warunkach domowych, bardziej przydatna jest orientacyjna informacja o zakresie regulacji jaki jeszcze pozostał. Na co dzień nie operujemy ostrymi, dyskretnymi pojęciami, rodem z techniki cyfrowej (zamawiając gorącą herbatę nie czujemy potrzeby zaznaczenia, o jaką konkretnie temperaturę nam chodzi).

Podobnie jest z naszym wskaźnikiem, który odczytujemy niejako intuicyjnie. Wyświetlacz składa się zatem z ośmiu diodek LED (na jeden kanał fonii), zgrupowanych w dwa pionowe słupki. Kolor czerwony oznacza większe tłumienie czyli niższą głośność; zielony - mniejsze tłumienie i większą głośność. W jednym słupku - tu prawym - kolor lub pozycja diody LED zmieniają się za każdym naciśnięciem klawiatury, co, zgodnie z charakterystyką DS1802 oznacza wzrost/spadek tłumienia o 1dB. Zwiększając głośność, diody zapalają się kolejno i najpierw „wędruje” punkt czerwony, a przez następne 4dB zielony. Po takim cyklu, oznaczającym przemieszczenie się na „osi” potencjometru o 8dB, następuje zmiana w słupku lewym na identycznych zasadach: co 8dB zmiana pozycji diody, a po 32dB zmiana barwy. Dwie z ośmiu podwójnych LED mogą zobrazować 64 pozycje, dlatego to rozwiązanie góruje na każdym innym.

Jak działa elektroniczny potencjometr?

Od razu trzeba rozwiązać wątpliwości, co do sposobu i zakresu ingerencji w oryginalny sygnał analogowy. Otóż DS1802 nie jest w pełnym znaczeniu cyfrowy, bo przecież brak w nim konwersji A/C i odwrotnie. Cyfrowe jest tylko sterowanie, co powinno uspokoić wielu przeciwników nadmiernej cyfryzacji (do których i autor się zalicza).

Wyprowadzenia potencjometrów znajdują się na potencjale masy

analogowej, lub - jak kto woli - sygnałowej czy fonicznej. Ta masa winna mieć potencjał równo oddalony od napięć zasilania. W przypadku zasilania 5V będzie to $\pm 2,5V$. Elektroniczne przełączniki przypominające funkcjonalnie suwak klasycznego potencjometru, pracują poprawnie z sygnałem o międzyszczytowej wartości ok. 3500mV. Dlatego najlepiej zapewnić na wejściach (pin10 i pin13) napięcie skuteczne nie większe od 1000mV.

Elektroniczny suwak przemieszcza się wzdłuż drabinki rezystorowej o sumarycznej rezystancji 45k Ω . W stereofonicznym trybie pracy (wyprowadzenie *MODE*, pin7, zwarte do masy) wielkość tłumienia podlega regulacji równocześnie w obu kanałach. Można użyć klawiszy balansu do zmiany proporcji tłumienia. Jedno, krótkie naciśnięcie klawisza powoduje zmianę tłumienia o 1dB, ale przytrzymanie ponad sekundę skutkuje samoczynnym ruchem wirtualnego suwaka po „ścieżce” oporowej w tempie 10dB/sek. W naszym potencjometrze nie możemy zaobserwować na wyświetlaczu tego ruchu, ponieważ procedura uaktywnienia interfejsu szeregowego, z którego zczytujemy dane o nastawach potencjometrów, ma pierwszeństwo przed sterowaniem manualnym. Odczyt (względnie zapis) danych przez ten interfejs blokuje port klawiatury. Cecha ta, właściwa wszystkim potencjometrom „cyfrowym” przystosowanym do mikroprocesorowego sterowania, wymusiła realizację odczytu dopiero po zwolnieniu klawisza. Przy pojedynczych naciśnięciach opóźnienie reakcji jest minimalne (powoduje je obwód antyodbiciowy, o którym parę słów w części opisowej schematu). Przy dłuższym przytrzymaniu, wyświetlacz ma zatrzaśnięty stan sprzed wymuszenia, a DS1802 reguluje głośność „w tle”. Odświeżenie wskaźnika następuje dopiero po puszczeniu klawisza - będzie to już nowa, właśnie zadana wartość tłumienia. Synchronizacja odczytu z fazą sieci energetycznej (jak to ma miejsce w profesjonalnym sprzęcie pomiarowym) okazała się zbędna, w czym niemałą zasługę przypisać należy zasilaczowi (o tym w dalszej części artykułu).

Układ DS1802 ma również pięte wejście sterowania ręcznego *MUTE*, realizujące wyciszenie dźwięku do poziomu -90dB. Jedno przyciśnięcie uaktywnia tę funkcję, drugie ją kasuje. Na interfejs szeregowy składają się trzy wejścia: *CLK*, *RST* oraz *D*. Istnieje wyjście *Cout*, na które można wyprowadzić, bit za bitem, całe słowo niosące informację o aktualnej nastawie potencjometru. Jeśli połączyć *Cout* z wejściem danych *D*, co przedstawia schemat, układ będzie wczytywał swoje dane w pętli tak długo, jak na wejście *CLK* będą podawane impulsy zegarowe. Każde 16 impulsów oznacza pełny cykl odczytu, inicjowany wysokim poziomem logicznym na wejściu *RST*. Oczywiście, stan H na *RST* musi wyprzedzać nieznaczenie (wystarczy 100ns, a w praktyce prawdopodobnie dużo mniej) pojawienie się pierwszego dodatniego zbocza impulsu takującego na *CLK*.

Sposób kodowania nastaw potencjometrów

Najważniejszą sprawą dla projektanta, chcącego skorzystać z interfejsu szeregowego jest - prócz zależności czasowych - organizacja bitów w słowie. 64 pozycje wymagają rejestracji na sześciu bitach B0..B5, oddzielnie dla każdego kanału. Dochodzą jeszcze 2 bity (jeden/kanał) sygnalizujące włączenie funkcji wyciszania - *MUTE*. Mamy już $2 \times 6 + 2 = 14$ bitów. Słowo ma długość szesnastu, zatem dwa pozostają nie wykorzystane. Wygląd obu bajtów przedstawia rys. 2. Narysowana kolejność wyprowadzanych z IC1 danych: z prawej do lewej. Bity nie wykorzystane zawsze przyjmują poziom L.

Układ DS1802 nie ma pamięci nieulotnej i nie zasilany gubi nastawy. W warunkach wymuszonych zakłóceń zasilania, udaje się go skłonić do przyjęcia jakiegoś przypadkowego stanu. Przyczyna leży może w czasie narastania napięcia zasilającego i potencjalnym problemie z pełną inicjalizacją. Starałem się zapewnić ten czas możliwie najkrótszy. Zadałem, aby rezystancja każdego z uzwojeń transformatora zasilającego (o mocy 4..6VA) nie przekroczyła 3 Ω oraz umieściłem niewielkie rezystory w szereg z największym kon-

densatorem zasilacza. Prawidłowo DS1802 ustawia się na -63dB. Dopóki jednak nie zastosowałem obwodu zerującego na elementach C4, R4 uzyskiwałem - po załączeniu zasilania - minus 31dB. To licznik 4520 (IC2) ustawiał się w taki stan i krótszy z tego powodu cykl odczytu powodował załadowanie do IC1 (z *Cout* na *D*) nieprawidłowych danych. Zastosowanie prostego obwodu zerowania,

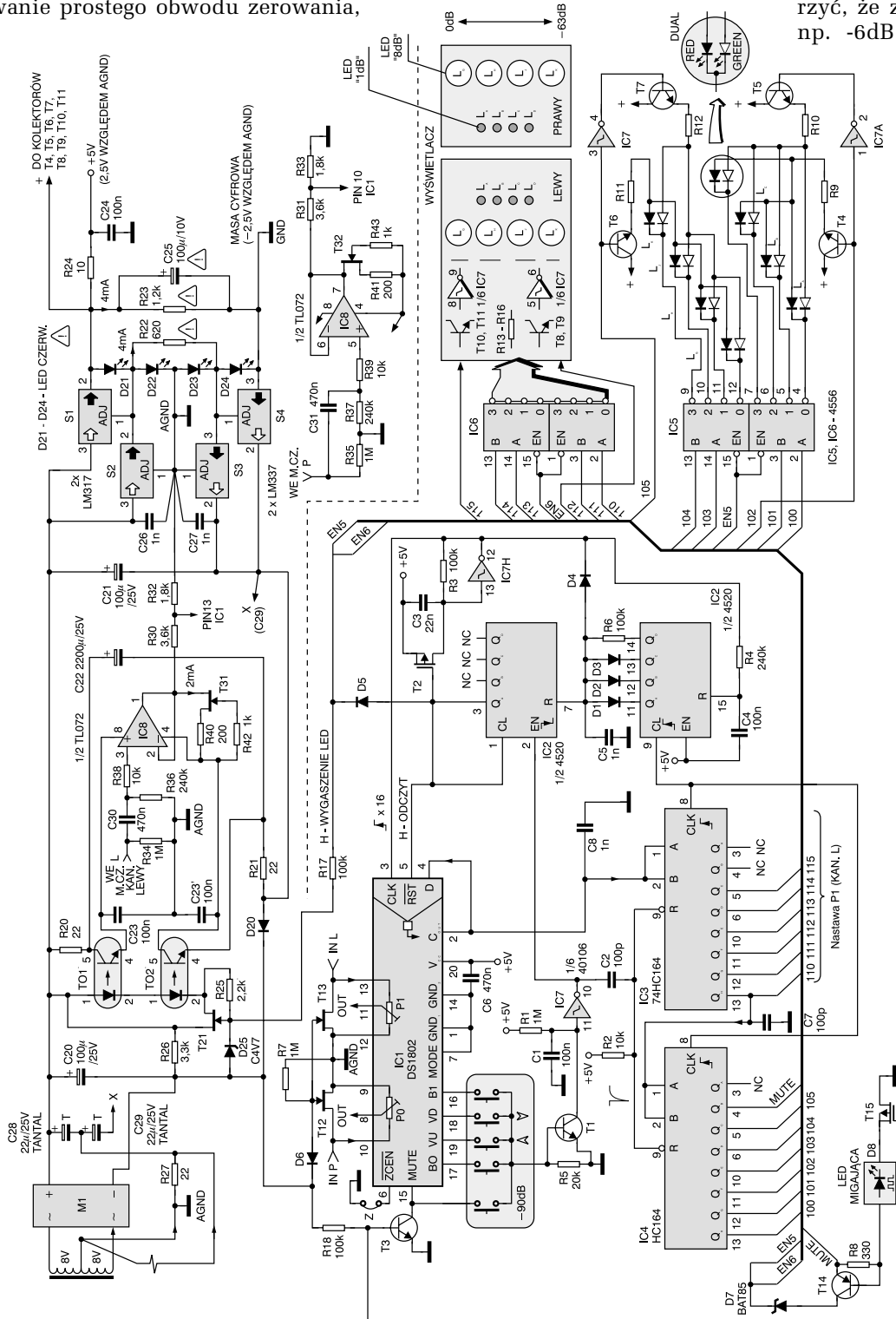
podłączonego do pin15 IC2, wyeliminowało tę poważną wadę i pozwoliło uzyskać -62dB z jednoczesnym wyciszeniem (wyciszenie nie zmienia nastaw potencjometrów ani wskazań wyświetlacza - po wyłączeniu wyciszania przywracane są poprzednie nastawy). Dlaczego akurat -62dB? Ano dlatego, że drugi licznik IC2 (wejście

na pin9) powinien być ustawiony w stan maksymalny, żeby cykl odczytu IC1 miał pełną długość. Niestety, IC2 nie ma wejścia „piętnastokątnego” - stąd ta różnica 1dB i aktywna opcja *MUTE*. Wyzerowanie IC2 (odpowiedzialne za skrócony o jeden impuls *CLK* odczyt IC1) nie było bynajmniej takie oczywiste, ponieważ przy innej organizacji słowa mogło się zdarzyć, że zamiast -62dB mielibyśmy np. -6dB (albo wręcz zero dB) - czyli wartość nie do przyjęcia z punktu widzenia bezpieczeństwa użytkownika wzmacniacza i zestawów głośnikowych.

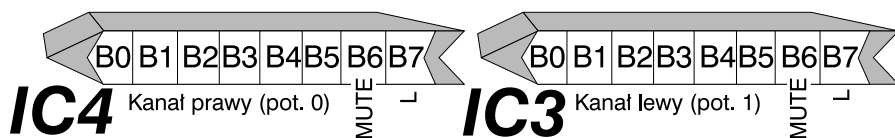
Zasada działania

Na schemacie ideowym (rys.1) widać rejestry szeregowo-równoległe IC3 i IC4. Informacja wprowadzona z IC1 jest zamieniana na równoległą właśnie w tych rejestrach. Po wprowadzeniu wszystkich 16 bitów, w każdym z rejestrów znajduje się cały bajt w odwróconej, rzecz jasna, kolejności (odwróconej, bo pierwszy bit po 16 impulsach zegara znajduje się w ostatniej komórce QH IC4). Numeracja linii magistrali (łącznie rejestrów IC3+IC4 z wejściami adresowymi dekodery IC5+IC6) jest nieprzypadkowo trzycyfrowa. Pierwszy wyrowadzony z IC4 bajt znajduje się w IC4, a wagowe pozycje znajdują odpowiednik w numeracji linii. Czyli B0..B5 przyporządkowane są liniom 100..105.

Drugi, prawie cały bajt z IC3 analogicznie: 110..115. Ułatwia to ich identyfikację na rysunku i czyni przejrzystym sposób dekodowania liczby binarnej na dziesiętną. Oto linie zostają podzielone na pół z zachowaniem wag (100, 101, 102 oraz 103, 104,



Rys. 1. Schemat elektryczny układu.



Rys. 2. Format ramki odczytywanej z układu DS1802.

105). Pierwsza trójka niesie informację zmieniającą się z krokiem 1dB. Druga trójka z krokiem 8dB. Najstarsze bity każdej trójki przełączają kolor świecenia LED z czerwonego (stan H) na zielony (stan L). Odpowiednią polaryzację anod dwubarwnych LED zapewniają inwertery A, B, C, D kostki IC7.

Sam mechanizm wyprowadzania danych z IC1 przebiega następująco. Stan początkowy:

- ✓ tranzystor T1 nie przewodzi,
- ✓ kondensator C1 naładowany,
- ✓ na pin10 IC7 występuje stan L,
- ✓ na QA licznika IC2 (pin1 i pin3) stan L,
- ✓ T2 przewodzi blokując generator na bramce IC7H - na jej wyjściu stan L,
- ✓ na nóżkach 11, 12, 13, 14 (czyli wyjściach QA..QD drugiego licznika IC2) występują poziomy H,
- ✓ na wejściu zerującym pierwszego licznika IC2 (pin7) stan L, możliwy dzięki diodzie D4, która utrzymuje ten licznik w gotowości na inkrementację,
- ✓ wejścia portu IC1: *CLK* i *RST* są w stanie niskim - L,
- ✓ i najważniejsze: pierwszy bit „czeka“ na wyjściu *Cout* (pin2).

Teraz zwarcie styków dowolnego klawisza (*UP/DOWN*, *B0/B1*, *MUTE*) nasycza T1, który szybko rozładowuje C1. Dokonuje się żądana zmiana w nastawach potencjometrów IC1. Szkodliwe drgania styków klawiatury są przez IC1 ignorowane, natomiast w naszym układzie taką funkcję pełni duża stała czasowa C1xR1 (100ms). Od momentu zwolnienia klawisza rozpoczyna się procedura odczytu, zapoczątkowana zmianą stanu H na L na wyjściu inwertera IC7G. Wyjście QA pierwszego licznika IC2 zostaje ustawione w stan H, a tym samym szeregowy port IC1 przechodzi w stan gotowości. Tranzystor T2 zostaje odcięty, rozpoczyna pracę generator IC7H. Pierwsze zbocze trafia do *CLK* IC1 oraz do *CLK* IC3 i IC4. Bit, czekający na wejściu danych układu IC3, zostaje wpisany w pierwszą komórkę IC3. Drugi licznik IC2 (reagujący

tak jak IC1 i IC3, IC4 na zbocza narastające, ponieważ pin10 jest na stałe połączony z plusem zasilania) zostaje wyzerowany, bo następnym po stanie QA=QB=QC=QD=H jest LLLL. Kondensator C5 na wejściu zerującym pierwszego licznika IC2 ma za zadanie przytrzymać stan L do wyzerowania się drugiego licznika (które nastąpi z opóźnieniem określonym przez czas propagacji sygnału zegara z wejścia na wyjścia Q IC2). Podczas zliczania następujących 15 impulsów kolejne bity są udostępniane na wyjściu *Cout* i wpisywane do IC3 i IC4, połączonych kaskadowo. Szesnasty impuls powoduje ustawienie w stan maksymalny drugiego licznika IC2, co spowoduje wyzerowanie pierwszego i zakończenie odczytu IC1.

Podczas odczytu wygaszane są diody LED wyświetlacza poziomem wysokim podawanym przez diodę D5 na pin1 i pin15 (oznaczenie linii *EN5* i *EN6*) dekoderek IC5, IC6. Zapobiega to wszelkim zakłóceniom, bez względu na częstotliwość zegarową. Wyłączenie zasilania powoduje dodatni skok napięcia na katodzie diody prostowniczej D20 i przez rezystor R17 wyświetlacz również jest natychmiastowo wygaszany, co redukuje pobór prądu, umożliwiając pamiętanie nastaw przez IC1 jeszcze przez parę sekund. IC1 zasilany jest w tym czasie ładunkiem zgromadzonym w kondensatorach zasilacza (głównie C22). Wspomniany skok napięcia przedostaje się na bazę T3, który się nasycza. Dzięki temu, IC1 natychmiast przechodzi w stan wyciszenia, co zabezpiecza następne po IC1 stopnie toru wzmacniacza. Potencjałem z bazy T3 sterowana jest bramka tranzystora P-MOS T15. Normalnie na bazie T3 panuje napięcie ujemne, co najmniej 5..6V względem cyfrowej masy GND. Niszczącego przebiecia złącza baza-emiter T3 nie trzeba się obawiać, bo R18 ma dużą wartość. Ujemne napięcie z bazy T3 utrzymuje w stanie przewodzenia T15, który umożliwia

mruganie LED D8 podczas włączonego wyciszania (stan H na pin4 IC4). T15 jest tylko po to, aby po wyłączeniu zasilania - kiedy T3 wprowadza IC1 w stan MUTE - LED D8 nie przewodziła i nie przyspieszała rozładowania kondensatorów. D8 można było umieścić na wyświetlaczu, ale szkoda na to dodatkowych dwóch kabelków, których i tak jest już w nadmiarze. Lepiej zmusić cały wyświetlacz do przygasania w takt błysków D8. Przy okazji prąd przewodzenia D8 częściowo kompensuje wygaszony wyświetlacz. Rozwiązałem to w najprostszy z możliwych sposobów: T14 nasycza się razem z przewodzącą D8, bo baza włączona jest z D8 szeregowo. Za pośrednictwem diody Schottkyego D7, na znane już nam linie *EN5* i *EN6* przedostaje się pulsujący stan H, który wygasza wyświetlacz.

Wyłączenie zasilania wprowadza też w stan przewodzenia N-FETy T12 i T13, które chronią IC1 przed stanami nieustalonymi w poprzedzających stopniach. Normalnie, dzięki D6, ich bramki są na silnym potencjale ujemnym - conajmniej 7..8V (względem masy analogowej AGND). Po wyłączeniu zasilania rezystancja przewodzącego kanału T12 i T13 z nieskończoności spada do dwustu omów. Razem z rezystorami R30, R32 (kanał lewy) oraz R31, R33 (kanał prawy) tworzy się dzielnik napięcia o dwudziestopięciokrotnym stosunku *Uwe/Uwy*. Stanowi to wystarczające zabezpieczenie dla IC1.

Ostatni obwód oszczędzający energię z kondensatorów (przy braku zasilania) tworzą transoptory TO1 i TO2, podające napięcia na IC8. Kondensator C20, odseparowany od C21 i C22 diodą D20, rozładowuje się najszybciej - w ciągu 100..200ms. Pod koniec jego rozładowania tranzystor N-FET T21, bocznikując diody transoptorów, pomaga w ich przytłumieniu. Układ IC8 typu TL072, zawierający dwa skompensowane i niskoszumne wzmacniacze, zostaje tym samym całkowicie odłączony od szyn zasilania. Podsumujmy szybko oszczędności: wyświetlacze - 12mA, LED D8 - 4mA, IC8 wraz z układami źródeł prądowych - 6mA. Razem 22mA. To pozwala kilkakrotnie zmniejszyć pojemności filtrujące (i pamiętające), a przy

okazji uzyskać krótkie czasy ich ładowania po przywróceniu zasilania.

Źródła prądu, zbudowane na tranzystorach N-FET T31 i T32, zapewniają liniową pracę (w klasie A) komplementarnego stopnia wyjściowego wzmacniaczy operacyjnych, obciążonych stosunkowo niedużą rezystancją dzielników R30..R33. Dzielniki redukują sygnał trzykrotnie, co pozwala na współpracę IC1 z dowolnym źródłem sygnału m.cz. W niektórych przypadkach trzeba będzie zwiększyć poziom sygnału, jeśli korzystamy ze źródeł - np. laserofonów - starszych generacji, o niższym poziomie wyjść liniowych. W takim razie wystarczy zwiększyć R32 i R33 do 3,6..3,9kΩ. Niska rezystancja dzielnika jest korzystna, bo nie wpływa znacząco na wypadkową rezystancję potencjometrów IC1. Dzięki zastosowaniu wzmacniaczy w konfiguracji wtórników napięciowych, mających stopień wejściowy typu FET, impedancja wejściowa zależy wyłącznie od R36 i R37. W tym przypadku wynosi ona 200kΩ. A przy tym napięcie niezrównoważenia wtórników nie przekracza na wejściu IC1 1mV. Użycie bipolarnych wzmacniaczy NE5532 nie przyniosłoby żadnych spo-

dziewanych korzyści szumowych (nie w układzie wtórnika), lecz spowodowałyby kilkudziesięciokrotny wzrost napięcia niezrównoważenia (składowej stałej) na wejściach IC1, co trudno pogodzić z maksymalizacją wymagań jakościowych w dowolnym punkcie toru.

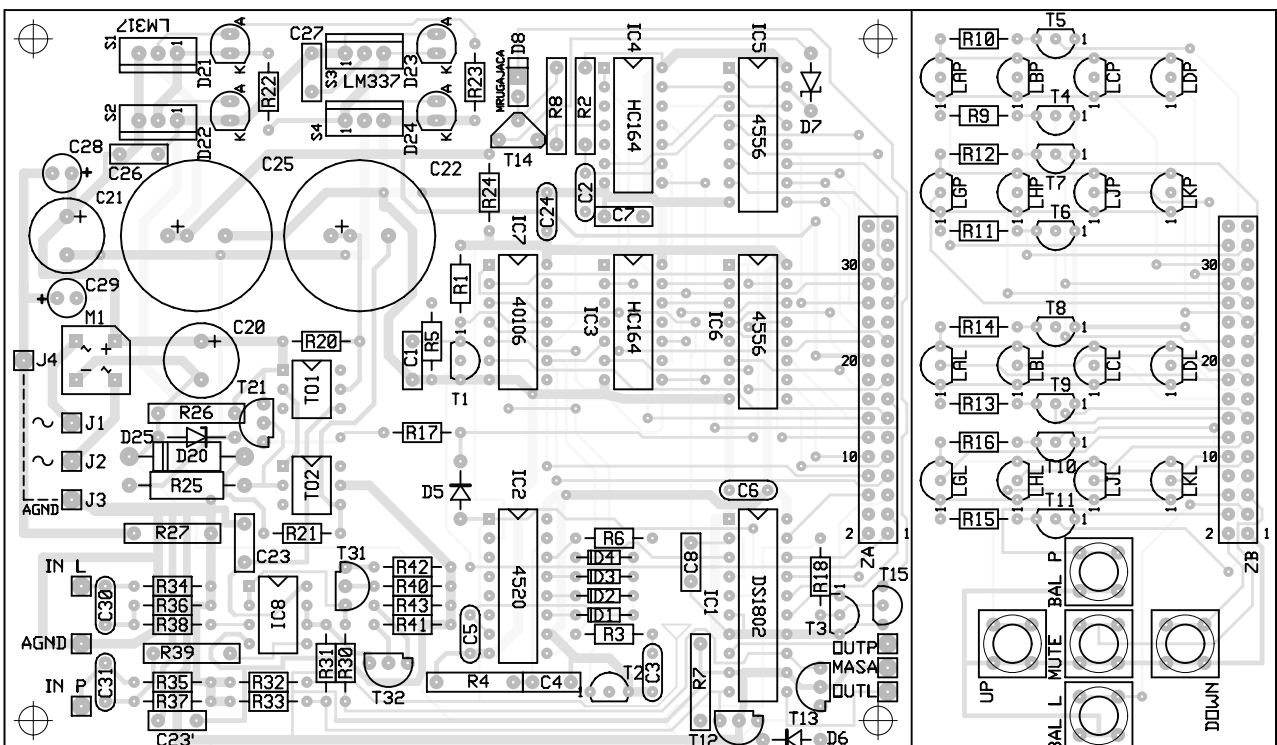
W zasilaczu najważniejsze są stabilizatory S1..S4: LM317 i LM337, które niezwykle precyzyjnie utrzymują ±2,5V względem masy analogowej. Elementy wpływające na jakość stabilizacji są dodatkowo oznaczone na schemacie. Należą do nich rezystancje R22 i R23. Muszą to być rezystory o mocnej budowie mechanicznej. W przypadku awarii jednego z nich, napięcie wyjściowe może niebezpiecznie zbliżyć się do 7V (wartości granicznej dla IC1 oraz układów serii HC: IC3, IC4). Wszelkie stany przejściowe podczas włączania i wyłączania zasilania tłumią diody LED D21..D24. Praktyka pokazała, że są one niezbędne. Powinny to być diody o średnicy minimum 5mm (większy dopuszczalny prąd przewodzenia). Do elementów o kluczowym znaczeniu należą jeszcze C25 (elektrolit) oraz C26 i C27 (ceramiczne) i C28, C29 (tantalowe). Wiele prób z usytuowaniem kondensatorów i rodza-

jem dielektryka doprowadziło do wyeliminowania potencjalnych nieprawidłowości w działaniu zasilacza. Wspólny punkt tantali C28, C29 (47μF lub więcej) połączony jest wstępnie z AGND rezystorem R27 o wartości 22Ω.

Punkt pełnego zwarcia z masą najlepiej dobrać eksperymentalnie - „na słuch“. W przypadku samodzielnej pracy i zasilania z własnego transformatora, sprawa jest prosta - tym punktem jest masa na kostce wejściowej zasilania (co widać na zdjęciu), zlokalizowana parę milimetrów od gniazd chinch. Zasada jest następująca: przez ścieżki masy sygnałowej nie może płynąć tętniacy prąd kondensatorów. W przypadku zainstalowania układu we wnętrzu wzmacniacza, punkt zwarcia R27 będzie leżał gdzieś w pobliżu głównych kondensatorów filtrujących zewnętrznego zasilacza (jak to poglądowo zaznaczyłem na schemacie). Kondensator C23 rozbiłem na płytce na dwa: C23 i C23', które lepiej spełniają swoje zadanie.

Montaż i uruchomienie..

..odbędzie się według schematu montażowego z rys. 3. Płytki jest dwustronna, z metalizacją otworów (widok ścieżek znajduje się na wkładce wewnątrz numeru).



Rys. 3. Rozmieszczenie elementów na płytkach potencjometru.

WYKAZ ELEMENTÓW

Rezystory

R1, R7, R34, R35: 1MΩ
 R2, R38, R39: 10kΩ
 R3, R6, R17, R18: 100kΩ
 R4, R36, R37: 240kΩ
 R5: 20kΩ
 R8: 330Ω
 R9..R16: 100Ω
 R20, R21, R27: 22Ω
 R22: 620Ω 0,6W 2%
 R23: 1,2kΩ 0,6W 2%
 R24: 10Ω
 R25: 820Ω (dla transoptorów CNY17-2)
 R25*: 2,2kΩ (dla transoptorów 2N32*)
 R26: 3,3kΩ
 R30, R31: 3,6kΩ 2%
 R32, R33: 1,8kΩ 2%
 R40, R41: 200Ω
 R42, R43: 1kΩ

Kondensatory

C1, C4, C23, C23', C24: 100nF
 C2, C7: 100p
 C3: 22nF
 C5, C8, C26, C27: 1nF ceramiczne
 C6, C30, C31: 470nF
 C20, C21: 100μF/25V
 C22: 2200μF/25V
 C25: 470μF/10V
 C28, C29: 47μF/25V tantalowe

Półprzewodniki

D1..D6: 1N4148
 D7: BAT85
 D8: LED migająca

D20: 1N4001
 D21..D24: LED czerwone 5mm
 D25: dioda Zenera C4V7 0,4W
 IC1: DS1802
 IC2: CD4520
 IC3, IC4: SN74HC164
 IC5, IC6: CD4556
 IC7: CD40106
 IC8: TL072
 M1: mostek Graetza 1A
 LAL..LDL, LAP..LDP: LED dwubarwne matowe φ3..φ5mm
 LGL..LKL, LGP..LKP φ5..φ10mm
 S1, S2: LM317
 S3, S4: LM337
 T1, T3..T11: BC547
 T2, T15: BS250
 T14: BC557
 T12, T13, T21: BF245C
 T31, T32: BF245A
 TO1, TO2: 2N32

Różne

gniazdo 34pin pionowe IDC34MLP (AWP-34P) 1szt.
 gniazdo 34pin poziome IDC34MKLP (AWP-34K) 1szt.
 wtyk 34pin IDC34FT (AWP-34) 2szt.
 taśma 34przew. - linka FLAT34 0,5m
 podstawka prec. 8pin GOLD 8P - pod IC8
 podstawka prec. 20pin GOLD 20P - pod IC1
 podstawki 14pin 3szt.
 podstawki 16pin 3szt.

Płytkę należy rozciąć w zaznaczonym linii miejscu, by wyświetlacz mógł być oddzielony od reszty układu taśmą 34 przewodową. Typy wtyków i gniazd znajdziesz w wykazie elementów. Diody LED wyświetlacza montujemy wszystkie w tym samym kierunku: anodami diod czerwonych w stronę klawiatury. Płytką ze zdjęcia różni się trochę od tej we wkładce z powodu dokonanych ostatecznie paru uproszczeń. W pobliżu DS1802 widoczny jest przełącznik. Posłużył on do testowania wejścia ZCEN IC1, włączającego ruch "suwaka" dopiero po wykryciu przejścia sygnału przez zero. Regulacje dokonywane z aktywnym ZCEN (na potencjale masy) okazały się nie do odróżnienia od zwykłych. Używając

przycisków, zmiany rezystancji potencjometrów są na tyle wolne, że stan ZCEN wydaje się być obojętny. Dla pewności „miękkich” regulacji, ZCEN pozostawiamy w stanie L (zwora do masy na schemacie).

Po załączeniu zasilania powinny zapalić się 4 czerwone migające diody, odpowiadające tłumieniu - 62dB. Wciśnięcie klawisza DOWN ustawi cztery czerwone LED w najniższym rzędzie (-63dB). Przytrzymanie klawisza UP: cztery zielone u góry (0dB). Pozostałe stany łatwo przewidzieć.

Przy uruchamianiu układu, w przypadku jakichś nieprawidłowości, można IC1 samemu przetaktować, rozładowując (zwierając na chwilę) C1. Dla wygody obserwacji stanów logicznych,

warto np. tysiąckrotnie spowolnić generator (do C3 dolutować elektrolit). Ciągły, wielokrotny odczyt z IC1 możliwy będzie po zwarceniu na stałe C5, co uniemożliwi autoreset IC2. W takim trybie ciągłego odczytu, wyświetlacz jest oczywiście ciemny (blokuje go dioda D5) a stany badamy na wyprowadzeniach układów scalonych. Przy jakichkolwiek kłopotach z uruchomieniem, niezbędny jest porządny próbnik stanów logicznych - najlepiej z sygnalizacją trzeciego, zabronionego stanu. Wtedy mamy pewność właściwego kontaktu elektrycznego. Zwracam uwagę, że niektóre proste próbki interpretują już 0,6V jako stan zabroniony, co może prowadzić do nieporozumień - np. na anodzie D4.

Połączeń sygnałowych należy koniecznie dokonać przewodem ekranowanym, szczególnie dotyczy to wyjść potencjometrów IC1 (pin8 i pin11).

Podsumowanie

Po testach odsłuchowych prezentowanego potencjometru można stwierdzić, że jest on rozsądną alternatywą dla potencjometrów mechanicznych. Muzycznie nie można mu nic zarzucić. Sygnał przenoszony jest krystalicznie czysto, bez szumów. Specyficzna konstrukcja zasilacza minimalizuje wpływ poprowadzenia ścieżek masy.

Logarytmiczna charakterystyka z 1dB rastrem powoduje, że skoki regulacji są ledwo wyczuwalne. Jedynie na zakresie -1..-8dB (co prawda, rzadko używanym) zmiany głośności odbieram jako zbyt gwałtowne. Dwie cechy narzucają ograniczenia. Pierwsza to niskie napięcie zasilania (maks. 5,5V), co limituje poziom przenoszonego sygnału. Drugie użytkowe ograniczenie wiąże się z rezystancją wyjściową. Jej duża rozpiętość, od 0,43kΩ przy 0dB do 11,6kΩ przy -6dB sugeruje czysto rezystancyjne obciążenie, ważne dla pasma. Wielkość tego obciążenia należy ograniczyć od dołu do 100..50kΩ (równego w obu kanałach z tolerancją lepszą od 2%), by utrzymać oryginalną, precyzyjną charakterystykę regulacji.

Andrzej Kowalczyk, AVT