



Podstawowe parametry:

- niezależne sterowanie dwóch magnetoelektrycznych mikroamperomierzy o zakresie pomiarowym do 100 μ A,
- przystosowany do stereofonicznego wyjścia liniowego,
- logarytmiczna zależność między aktualnym napięciem a prądem sterującym mikroamperomierz,
- pasmo przenoszenia ograniczone od dołu, około 160 Hz,
- regulacja poziomu odniesienia (0 dB),
- pobór prądu około 10 mA,
- zasilanie napięciem 12...15 V.

* **Uwaga!** Elektroniczne zestawy do samodzielnego montażu. Wymagana umiejętność lutowania! Podstawową wersją zestawu jest wersja [B] nazywana potocznie KIT-em (z ang. zestaw). Zestaw w wersji [B] zawiera elementy elektroniczne (w tym [UK] – jeśli występuje w projekcie), które należy samodzielnie wlotować w dołączoną płytkę drukowaną (PCB). Wykaz elementów znajduje się w dokumentacji, która jest podlinkowana w opisie kitu. Mając na uwadze różne potrzeby naszych klientów, oferujemy dodatkowe wersje:

Dodatkowe materiały do pobrania ze strony www.ulubionykiosk.pl/media

- AVT5982 VUM – mikroprocesorowy wskaźnikysterowania sygnału audio (EP 5/2023)
- AVT5866 Spectra – analizator widma sygnału audio (EP 6/2021)
- AVT5767 Stereofoniczny wskaźnik poziomuysterowania z funkcją Peak-Hold (EP 5/2020)
- AVT5748 SpectrumDFT – analizator widma sygnału akustycznego (EP 3/2020)
- AVT5712 Spectrum – prosty analizator widma sygnału akustycznego (EP 9/2019)
- AVT5678 Stereofoniczny wskaźnikysterowania (EP 6/2019)
- AVT5585 Sterownik wskaźnika wychyłowego do wzmacniacza (EP 1/2018)
- AVT1716 Wskaźnikysterowania z pamięcią (EP 12/2012)

- wersja [C] – zmontowany, uruchomiony i przetestowany zestaw [B] (elementy wlotowane w płytkę PCB),
 - wersja [A] – płytkę drukowaną bez elementów i dokumentacji.
- Kity, w których występuje układ scalony wymagający zaprogramowania, mają następujące dodatkowe wersje:
- wersja [A+] – płytkę drukowaną [A] + zaprogramowany układ [UK] i dokumentacja,
 - wersja [UK] – zaprogramowany układ.

Nie każdy zestaw AVT występuje we wszystkich wersjach! Każda wersja ma załączony ten sam plik PDF! Podczas składania zamówienia upewnij się, którą wersję zamawiasz! <http://sklep.avt.pl>

W przypadku braku dostępności na stronie sklepu osoby zainteresowane zakupem płytek drukowanych (PCB) prosimy o kontakt via e-mail: kity@avt.pl.

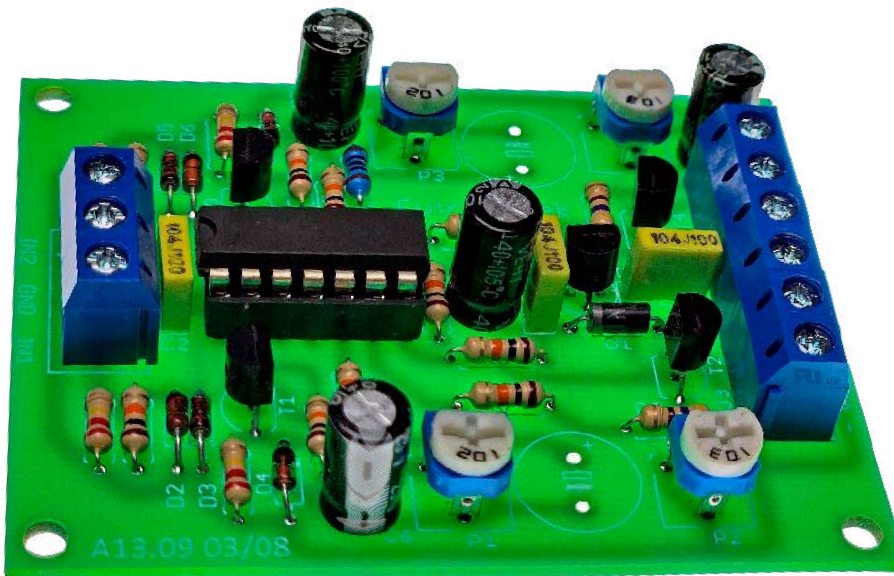
W ofercie AVT*
AVT5987

Logarytmujący sterownik wychyłowych wskaźnikówysterowania

Analogowe wskaźnikiysterowania stosowane były głównie we wzmacniaczach sprzed paru dekad. Nie były to tylko efektowne gadżety – wskaźniki pokazywały faktyczny poziom sygnału, mierzony w decybelach. To efektowne rozwiązanie może stać się elementem również całkiem nowoczesnych bloków audio.

Wskaźnikiysterowania służą do tego, aby pokazać użytkownikowi sprzętu, jaki jest aktualny poziom sygnału w odniesieniu do wartości referencyjnej, umownie oznaczanej jako 0 dB. W ten sposób można się łatwo dowiedzieć, czy nasz sprzęt nie jest przesterowany (wskazania powyżej 0 dB) lub wręcz przeciwnie,ysterowany w nikłym stopniu (bardzo niski średni poziom sygnału), co pogarsza stosunek sygnał/szum. Są to na ogół wskaźniki, a nie przyrządy pomiarowe, ponieważ ich dokładność jest bardzo mała – ale wystarczająca do tych zastosowań.

Mamy jednak dwa problemy. Po pierwsze, klasyczne mikroamperomierze wychyłowe, jakie znamy od dziesięcioleci, akceptują jedynie prąd płynący w jednym kierunku, z kolei sygnał audio ma naturę bipolarną: jego wartość chwilowa może być zarówno dodatnia, jak i ujemna. Po drugie, wskaźnikysterowania pokazuje poziom sygnału w decybelach, więc wspomnianą już wartość chwilową napięcia trzeba zlogarytmować i dopiero wtedy podać na zaciski mikroamperomierza. Jak to zrobić bez użycia mikrokontrolerów?



Bardzo łatwo, gdyż większość pracy wykonał słynny naukowiec William Shockley.

Budowa i działanie

Schemat ideowy omawianego układu znajduje się na rysunku 1. Składa się z dwóch identycznych sekcji, po jednej dla każdego kanału audio (dlatego zostanie omówiona tylko jedna z nich) oraz wspólnej dla nich części zasilającej. Zasilanie układu podłącza się do zacisków złącza J1. Gdyby zdarzyła się pomyłka w określeniu biegunowości, nic strasznego się nie wydarzy, ponieważ dioda D1 zablokuje wtedy przepływ prądu. Do napięcie jest również stabilizowane do wartości 9 V przez układ US1. Jak okaże się dalej, dokładna wartość napięcia wyjściowego tego stabilizatora

nie jest istotna, lecz dzięki temu można w najprostszy sposób uzyskać napięcie o kilka woltów niższe od zasilającego, którego wartość nie ulega znaczącym zmianom.

Sygnał napięciowy audio należy podać na zaciski złącza J2, z których środkowy przeznaczony jest na masę tego sygnału. Kondensator C6 ma tutaj dwa zadania. Jednym z nich jest odcięcie składowej stałej, aby jej obecność nie zaburzała pracy dalszej części układu. Po drugie, pasmo przenoszenia układu zaczyna się od około 160 Hz. Wprowadza to tłumienie dla składowej 50 Hz, będącej częstotliwością podstawową w sieci elektroenergetycznej, która jednocześnie wprowadza nieznośny przydźwięk sieciowy do sygnału. Składowa

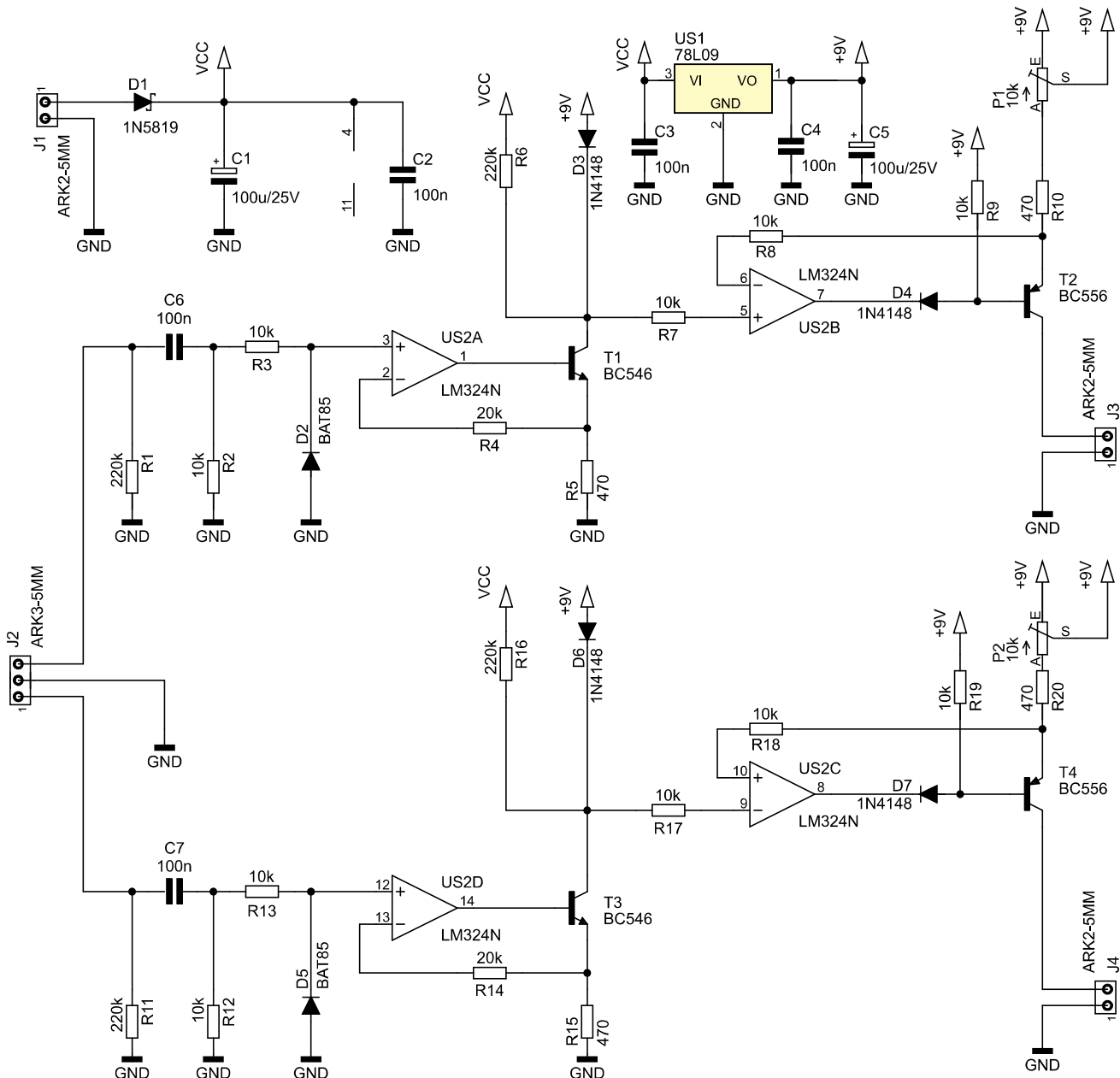
100 Hz, która jest drugą harmoniczną częstotliwości podstawowej, powstaje w wyniku dwupołkowego prostowania prądu przemiennego i też potrafi wprowadzać nieprzyjemne efekty dźwiękowe. Zadaniem układu jest wskazanie poziomu sygnału, a nie jego niepożądanych składowych, dlatego jest on filtrowany przez bardzo prosty, górno-przepustowy filtr RC. Rezystor R1 polaryzuje lewą okładkę kondensatora C6, zaś R2 prawą.

We wstępie wspomniano, że sygnał audio może mieć chwilowe wartości zarówno

większe od 0 V, jak i niższe. Dlatego duża część układu reaguje tylko na dodatnie połowki sygnału, ujemne zaś są pomijane. Umożliwia to prostownik równoległy z diodą D2, który ogranicza wartość chwilową sygnału do wartości nie niższej niż około -0,3 V. Jest to istotne dla prawidłowej pracy następnego bloku w tym układzie. Prąd tej diody ogranicza rezystor R3. Bez niego układ mógłby zniekształcać sygnał audio rozprzodowany do innych elementów zestawu, jak na przykład wzmacniacza, ponieważ stanowiłby

bardzo silne obciążenie dla ujemnych połówek sygnału, ustalane niemal wyłącznie rezystancją statyczną przewodzącej diody D2.

Wstępnie obrobiony sygnał jest wprowadzany na wejście źródła prądowego, a dokładniej precyzyjnego źródła prądowego, które do działania zawiera wzmacniacz operacyjny US2 A. Jego zadaniem jest takieysterowanie bazy tranzystora T1, aby napięcie odkładające się na rezystorze R5 było równe temu, które w danym momencie jest przyłożone do wejście nieodwracającego US2 A. Ponieważ prąd



Rysunek 1. Schemat ideowy sterownika wskaźnikówysterowania

Wykaz elementów, kupuj na stronie sklep.avt.pl (Warszawa, ul. Leszczyńska 11, tel. +48222578451, e-mail: handlowy@avt.pl)

Rezystory: (THT o mocy 0,25 W)

R1, R6, R11, R16: 220 kΩ
 R2, R3, R7...R9, R12, R13, R17...R19: 10 kΩ
 R4, R14: 20 kΩ
 R5, R10, R15, R20: 470 Ω
 P1, P2: 10 kΩ montażowy leżący

Kondensatory:

C1, C5: 100 µF 25 V raster 2,5 mm

C2...C4, C6, C7: 100 nF raster 5 mm MKT

Półprzewodniki:

D1: 1N5819
 D2, D5: BAT85
 D3, D4, D6, D7: 1N4148
 T1, T3: BC546
 T2, T4: BC556
 US1: 78L09 (TO92)

US2: LM324 (DIP14)

Pozostałe:

J1, J3, J4: ARK2/500
 J2: ARK3/500
 Jedna podstawka DIP14
 Dwa mikroamperomierze 100 µA (opis w tekście)

bazy T1 jest bardzo mały można przyjąć, że jego kolektor pobiera prąd o tym samym natężeniu, co przepływający przez rezystor R5. Zadaniem R4 jest wyrównanie rezystancji, przez którą są zasilane bazy tranzystorów różnicowego obwodu wejściowego US2 A. Wejście nieodwracające widzi sumaryczną rezystancję R2 i R3, zatem R4 musi mieć rezystancję do nich możliwie zbliżoną. W przeciwnym razie między wejściami wzmacniacza operacyjnego powstałoby niewielkie napięcie różnicowe, które mogłoby wywołać na tyle duży offset napięciowy, że T1 przewodziłby prąd nawet przy całkowitym braku sygnału. Dioda D2 nie dopuszcza do otwarcia złącza baza-kolektor wejściowego tranzystora PNP, który pełni funkcję wtórnika na wejściu wzmacniacza operacyjnego US2 A.

Prąd płynący przez kolektor tranzystora T1 jest wprost proporcjonalny do chwilowej wartości dodatniej połówki wejściowego sygnału audio. Do tej pory nie było mowy o jakimkolwiek logarytmowaniu, lecz dzieje się ono w następnym etapie. Otóż ten prąd przepływa przez nieliniowy element rezystancyjny, jakim jest złącze PN diody D3. Zadaniem tej diody jest przekształcenie liniowo zmieniającego się prądu w nieliniowo (logarytmicznie) zmieniające się napięcie, co wynika ze wzoru wyprowadzonego przez zespół wspomnianego już badacza:

$$I_F = I_S \cdot \left(e^{\frac{qU_F}{kT}} - 1 \right)$$

- I_F – prąd przewodzenia złącza [A]
- I_S – prąd nasycenia złącza [A], wartość stała
- q – ładunek elektronu [C]
- U_F – napięcie przewodzenia złącza [V]
- k – stała Boltzmana [J/K]
- T – temperatura złącza [K], można przyjąć, że zmienia się w bardzo wąskich granicach

W tym momencie jeszcze nie za bardzo widać ten logarytm. Po przekształceniu uzyskujemy:

$$U_F = \frac{kT}{q} \cdot \ln \left(\frac{I_F}{I_S} + 1 \right)$$

Teraz dowód jest jednoznaczny: napięcie na zaciskach diody zmienia się logarytmicznie w stosunku do płynącego przez nią prądu. Ale zaraz, przecież decybele obliczamy, używając logarytmu o podstawie 10, zaś tutaj mamy logarytm naturalny. Odwołując się do matematyki ze szkoły średniej, zamieniamy podstawę logarytmu:

$$U_F = \frac{kT}{q} \cdot \ln \left(\frac{I_F}{I_S} + 1 \right) = \frac{kT}{q} \cdot \frac{\log_{10} \left(\frac{I_F}{I_S} + 1 \right)}{\log_{10} e}$$

$$U_F \approx 0,434 \frac{kT}{q} \cdot \log_{10} \left(\frac{I_F}{I_S} + 1 \right)$$

Nie ma więc różnicy, czy nasz nieliniowy element używa logarytmu naturalnego, czy też dziesiętnego – różnicę można zniwelować, mnożąc wynik przez wartość stałą, czyli modyfikując wzmacnienie układu. Warto zauważyć, że użyta dioda, typu 1N4148, nie ma żadnych szczególnych właściwości, to typowa dioda małej mocy, która kosztuje grosze. Ale będzie pełnił swoją funkcję tak samo dobrze, jak gdyby wstawić w to miejsce element o cennie nieporównywalnie wyższej. Stąd już tylko jeden krok do sterowania wskaźnikiem wychyłowym, na którym tak bardzo nam zależy.

Służy do tego, a jakże, drugie źródło prądowe, bazujące tym razem na wzmacniaczu operacyjnym US2 B. Steruje on tranzystorem T2 w taki sposób, aby spadek napięcia na wypadkowej rezystancji połączonych szeregowo rezystorze R10 i potencjometrze P1 był równy napięciu przewodzenia diody D3. Prąd płynący przez R10 i P1, wynikający z prawa Ohma, wypływa z kolektora T3 i zasilą cewkę naszego mikroamperomierza. Im większe jest natężenie tego prądu, tym większe staje się wychylenie wskazówki. Koniec, gotowe, możemy iść do domu? Nie do końca, są trzy małe mankamenty.

Pierwszym z nich jest prąd zerowy kolektora tranzystora T1. Płynie on nawet wtedy, kiedy T1 jest zatkany. Co dla nas istotne, wywołuje on pewien spadek napięcia na diodzie. Sam prąd nie ma wysokiego natężenia, nie powinien przekraczać 15 nA w temperaturze pokojowej. Swoją rolę pełni także wejście nieodwracające wzmacniacza operacyjnego, a dokładniej baza tranzystora wejściowego. To powoduje, że w stanie spoczynku na diodzie występuje napięcie rzędu 30...50 mV, co oczywiście przekłada się na pewne wychylenie wskazówki mikroamperomierza od położenia zerowego. Rezystor R6 podbiera część prądu z diody, więc może się ona całkowicie zatkać. R6 powinien mieć możliwie wysoką wartość, aby nie zaburzać procesu logarytmowania, a z kolei jego rezystancja najlepiej, by była jak najmniejsza, aby odkładające się na nim napięcie (wywołane wspomnianymi już prądami) było możliwie niskie. Dlatego R6 jest podłączony do potencjału wyższego niż anoda diody D3, więc w stanie spoczynku jest ona spolaryzowana zaporowo. Za to już przepływ prądu o niewielkim natężeniu, rzędu kilkunastu mikroamperów, jaki wymusi kolektor tranzystora T1, skłoni diodę do przewodzenia.

Wzmacniacz operacyjny typu LM324 dobrze obsługuje potencjały wejściowe zbliżone do 0 V, ale wymaga pewnego marginesu przy dodatniej linii zasilającej. W tym właśnie celu został zastosowany stabilizator US1. Wzmacniacz operacyjny jest zasilany wprost ze złącza J1, czyli są to wartości rzędu 12...15 V, natomiast jego wejścia pracują na potencjałach bliskich masy (US2 A) lub 9 V (US2 B). Wszystko może działać

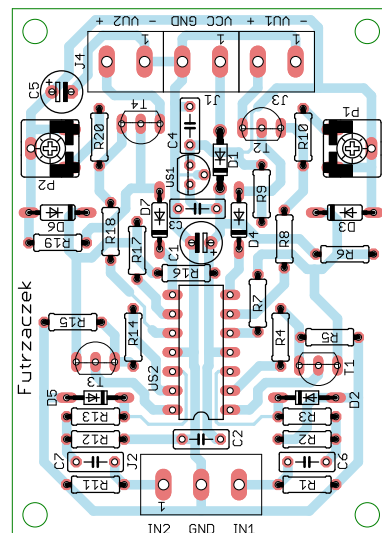
poprawnie. Dlatego ten stabilizator nie musi dawać napięcia równego dokładnie 9 V, mógłby to być element typu 78L08 lub 78L10, ponieważ chodzi tylko o zapewnienie kilkuwoltowego marginesu od potencjału zasilającego wzmacniacz operacyjny.

Ostatnim problemem, nad którym trzeba się pochylić, jest złącze baza-emiter tranzystora T2. W stanie normalnej pracy jest ono spolaryzowane, dzięki wyjściu wzmacniacza US2B, w kierunku przewodzenia. Natomiast w stanie spoczynku, kiedy źródło prądowe ma się zatkać, zwrot napięcia na nim ulega odwróceniu. Producent deklaruje, że złącze to nie otworzy się aż do napięcia 6 V, ale to wartość mierzona przy prądzie emitera równym 10 µA. Jakiś niewielki prąd może zacząć „przelecieć” już wcześniej. Tranzystor w takim stanie pracy ma wprawdzie wybitnie kiepskie parametry, lecz na tyle dobre, aby czuły mikroamperomierz zarejestrował pewien niewielki prąd kolektora. Co nam to da? Irytujące wychylenie wskazówki od położenia zerowego przy braku sygnału. Co możemy z tym zrobić? Nie dopuścić do przebicia wstecznego złącza baza-emiter. W jaki sposób? Wystarczy dioda D4, która zatka się, kiedy potencjał wyjścia wzmacniacza wzrosnie powyżej 9 V. Do tego rezystor R9, który będzie utrzymywał napięcie baza-emiter tranzystora T2 na poziomie 0 V. To tyle, nic więcej nie trzeba.

Montaż i uruchomienie

Układ został zmontowany na jednostronnej płytce drukowanej o wymiarach 70×50 mm, której schemat został pokazany na rysunku 2. W odległości 3 mm od krawędzi płytki znalazły się cztery otwory montażowe, każdy o średnicy 3,2 mm.

Montaż proponuję rozpocząć od elementów o najmniejszej wysokości obudowy, czyli rezystorów i diod. Pod układ US2 proponuję zastosować podstawkę, aby ułatwić jego wymianę w razie



Rysunek 2. Schemat płytki PCB

uszkodzenia. Zmontowany układ można zobaczyć na fotografii tytułowej. Montaż jest na tyle prosty, że może się go podjąć nawet mało doświadczony użytkownik lutownicy.

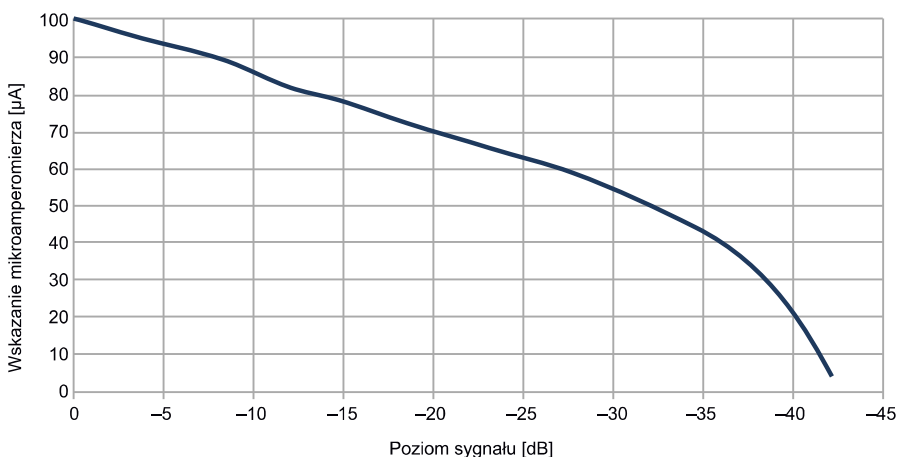
Zasilanie dla układu powinno być nie mniejsze niż 12 V i nie wyższe niż 15 V, z uwagi na prąd płynący przez rezystory R6 i R16 – przy wysokim napięciu zasilania staje się on wyższy. Na szczęście znalezienie napięcia stałego w takim przedziale nie powinno być trudne w niemal każdym sprzęcie audio. Pobór prądu nie przekracza natężenia 10 mA. W układzie znajdują się cztery złącza:

- J1 – złącze zasilania,
- J2 – złącze sygnału wejściowego audio,
- J3 – mikroamperomierz wskazujący poziom sygnału na zacisku IN1 złącza J2,
- J4 – mikroamperomierz wskazujący poziom sygnału na zacisku IN2 złącza J2.

Jeżeli montaż odbył się prawidłowo, po włączeniu zasilania wskazówki mikroamperomierzy powinny znaleźć się na pozycji 0. Po przytknięciu palca do zacisku IN1 i IN2 złącza J2 wskazówki te powinny się, chociażby minimalnie, wychylić, a po zabraniu palca opaść. Mając wstępnie przetestowany układ, można przejść do jego kalibracji, która wcale nie jest trudna.

Potencjometrami P1 i P2 należy ustawić poziom odniesienia tj. 0 dB dla obu mikroamperomierzy. W układzie prototypowym kalibrację wykonano za pomocą sygnału sinusoidalnego o częstotliwości 1 kHz i wartości skutecznej 775 mV, co odpowiada wartości międzyszczytowej 2,2 V. Źródłem takiego sygnału może być generator sygnału lub karta dźwiękowa komputera lub smartfon z odpowiednią aplikacją i wyjściem słuchawkowym. Podając na oba wejścia taki sam sygnał, należy tak ustawić ślizgacze P1 i P2, aby analogowe mierniki pokazywały prąd 100 μ A. Wtedy każde wyjście wskazówki poza skalę będzie można traktować jako przesterowanie, natomiast cała skala będzie dobrze odzwierciedlała poziomysterowania w decybelach.

Wyniki pomiarów znajdują się w tabeli 1, zaś na jej podstawie opracowano



Rysunek 3. Zależność między poziomem sygnału a wskazaniem mikroamperomierza

Tabela 1. Wyniki pomiarów układu prototypowego

Napięcie wejściowe [mV _{pp}]	Poziom sygnału [dB]	Wskazanie mikroamperomierza [µA]
2200	0	100
1555	-3,0	96
1100	-6,0	92
778	-9,0	88
550	-12,0	82
389	-15,0	78
275	-18,1	73
194	-21,1	69
137	-24,1	64
96,9	-27,1	60
68,5	-30,1	54
49,2	-33,0	48
34,3	-36,1	40
24,3	-39,1	27
17,2	-42,1	4

wykres – rysunek 3. Jak je wykonano i jaki był tego cel? Na wejście układu (zasilanego napięciem 12 V w temperaturze pokojowej) podawano sygnał o poziomie odpowiadającym 0 dB oraz niższym: -3 dB, -6 dB i tak dalej. Notowano przy tym wskazania mikroamperomierza. Z rysunku 3 można odczytać, że układ nader wiernie (tj. liniowo) wskazuje poziom sygnału o wartości od -36 dB wzwyż. Tak duża dynamika pozwala na łatwe zdiagnozowanie stanu pracy naszego systemu audio (niedostatecznieysterowanie lub przesterowanie).

Wracając do samych mikroamperomierzy, to te użyte w prototypie można zobaczyć na fotografii 1. Ich wymiary to: 56,4 mm wysokości, 64,5 mm szerokości, 57 mm głębokości, wliczając w to śruby doprowadzające prąd. Ich cena jest całkiem przystępna i nie ma problemu z dostępnością tych podzespołów w Polsce. Można pokusić się o zaprojektowanie i wykonanie własnej skali, wyraźnej w decybelach. Klasa dokładności tych przyrządów to 2,5, lecz nie ma to dużego znaczenia w praktycznym użyciu. Tak naprawdę najistotniejszym momentem, w którym ów wskaźnik ma zastosowanie, jest przekraczanie



Fotografia 1. Mikroamperomierze zastosowane w projekcie

poziomu 0 dB, gdyż wtedy zaczyna się przesterowanie sygnału.

W tym układzie nie zastosowano żadnych elementów spalniających pracę wychyłowego mikroamperomierza. Testy wykazały, że bezwładność wskazówki jest na tyle znacząca, że inercja przez nią wprowadzana wystarczy do tego, aby wskaźnikysterowania pracował płynnie. Gdyby jednak komuś zależało na jeszcze silniejszym odfiltrowaniu szybkodziennych składowych, może dolutować kondensator o pojemności rzędu kilku, kilkadziesiąt mikrofaradów bezpośrednio do wyprowadzeń mikroamperomierza. Tego typu rozwiązanie było stosowane, między innymi, w polskim sprzęcie audio z czasów PRL.

Michał Kurzela, EP