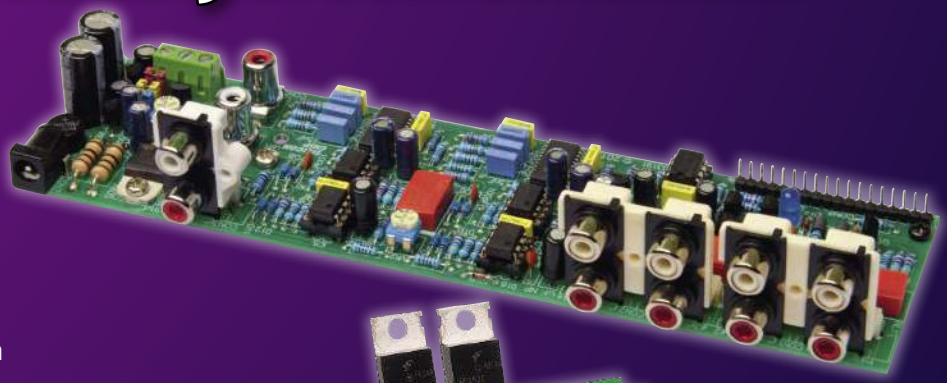
Edukacja w EdW dla szkół i uczelni: Wykład 18: Czujniki Halla

ELEKTRONIKA dla wszystkich

nr 5/2024 (340) • maj • www.elportal.pl

DIY PLUS tylko dla prenumeratorów

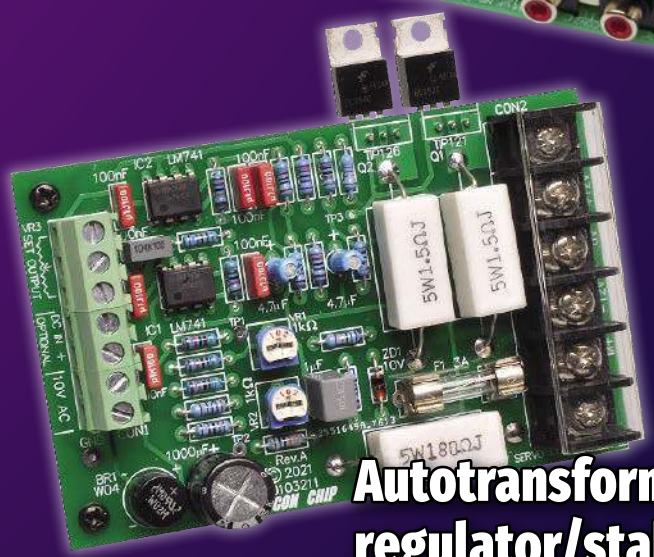
Cyfrowy przedwzmacniacz z ekranem dotykowym i zdalnym sterowaniem



PROJEKTY dla elektroników
- Używanie światła do generowania efektów dźwiękowych. Sterowany napięciem filtr syntezatora 24 dB/okt. z użyciem fotorezystorów
- Tester kabli USB, część 1

DIY dla wszystkich
- Bezdotykowy dozownik wody w umywalkach
- Prosty odbiornik Stereo FM
- Wykrycie i zabezpieczenie przed ulatnianiem się gazu LPG

TUTORIALE
- Podzespoły: lampy elektronowe
- Know How: Pętle masy
- Ekscytacje Maxa: • Migające diody LED i śliniący się inżynierowie
- Audio OUT: Przedwzmacniacz mikrofonowy (do wokodera), część 2
- Chirurgia obwodowa: Transformatory i LTspice, część 3
- Pokój Nauczycielski: Zabezpieczenie urządzeń przed zbyt niskim i zbyt wysokim napięciem sieci energetycznej



Autotransformatorowy regulator/stabilizator napięcia sieciowego

ISSN 1425-1698 Indeks 33362X
9 771425 169245 05 >
16,90 zł (w tym 8% VAT)

Pomocna dłoń

automatykaB2B.pl

EP.com.pl
Największy portal dla elektroników konstruktorów

FIRMA PIEKARZ CZĘŚCI ELEKTRONICZNE
przełączniki
półprzewodniki
złącza
przekaźniki
radiatory
obudowy
i wiele więcej...
www.piekarz.pl



eprasa.pl 975b2f959b

Najbardziej popularne kity AVT

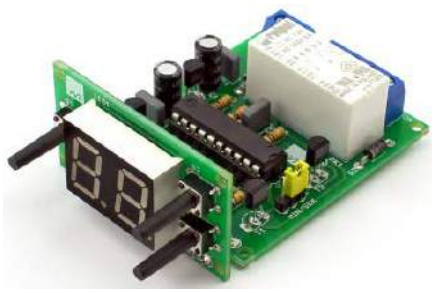
Poznaj listę **TOP 100** na www.elportal.pl/kityavt



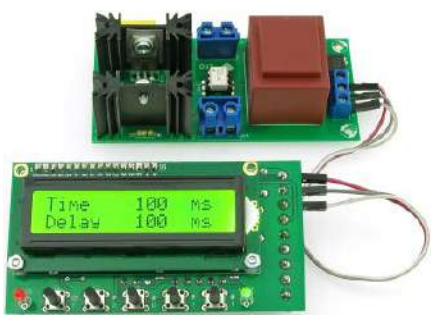
AVT788 Lampka LED reagująca na klaśnięcie: klaskacz, włącznik dźwiękowy
https://sklep.avt.pl/avt788.html



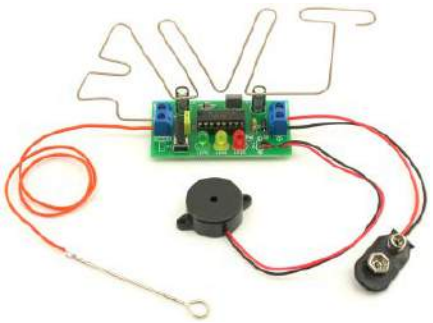
AVT5540 Radio FM z RDS
https://sklep.avt.pl/avt5540.html



AVT3200 Uniwersalny timer 0 do 99 min.
https://sklep.avt.pl/avt3200.html



AVT5553 Sterownik zgrzewarki oporowej
https://sklep.avt.pl/avt5553.html



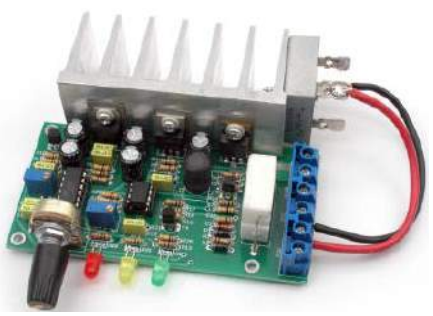
AVT723 Uniwersalna gra zręcznościowa
https://sklep.avt.pl/avt723.html



AVT735 Regulator mocy PWM 10 A
https://sklep.avt.pl/avt735.html



AVT990 Automatyczny włącznik świateł
https://sklep.avt.pl/avt990.html



AVT3120 Automatyczna ładowarka akumulatorów ołowiowych
https://sklep.avt.pl/avt3120.html



AVT594 Zdalnie sterowany potencjometr do aplikacji audio
https://sklep.avt.pl/avt594.html



AVT3225 Uniwersalny sterownik silnika krokowego
https://sklep.avt.pl/avt3225.html



AVT732 Whisper – łowca szeptów. Superczuły podsłuch przewodowy
https://sklep.avt.pl/avt732.html



AVT3166 Regulator do prostownika
https://sklep.avt.pl/avt3166.html

Pełna oferta na: sklep.avt.pl

obejrzyj filmy na https://www.youtube.com/@serwisAVT

eprasa.pl 975b2f959b

Wiosenne

-50%

na wybrane roczne prenumeraty drukowane



101,40 zł
12 wydań w roku



113,40 zł
12 wydań w roku



89,40 zł
12 wydań w roku

Zaprenumeruj wybrane czasopismo z rabatem aż 50%!

Promocja wiosenna dotyczy rocznych prenumerat drukowanych czasopism:
• Elektronika dla Wszystkich (12 wydań w roku) • Elektronika Praktyczna (12 wydań w roku) • Młody Technik (12 wydań w roku)

Zamów prenumeratę na www.UlubionyKiosk.pl/prenumerata lub poprzez dokonanie przelewu na konto AVT-Korporacja sp. z o.o., ul. Leszczynowa 11, 03-197 Warszawa, ING BANK ŚLĄSKI 18 1050 1012 1000 0024 3173 1013 (w tytule wpłaty podaj nazwę czasopisma).

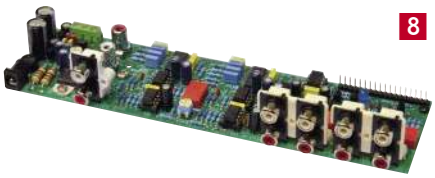
Masz opłaconą bieżącą prenumeratę? Już teraz przedłuż ją z rabatem 50%.

Promocja trwa do 31.05.2024 i nie łączy się z innymi promocjami Wydawnictwa AVT.
Koszt wysyłki (list standardowy nierejestrowany) pod wskazany adres w Polsce ponosi wydawnictwo.

sprawdź.pl 37052530

ELEKTRONIKA dla wszystkich

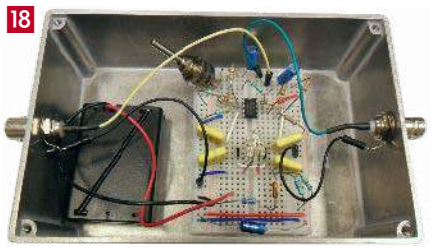
maj 2024 • 5 (340)



8

Projekty dla elektroników:

Cyfrowy przedwzmacniacz z ekranem dotykowym i zdalnym sterowaniem, część 1 8
Używanie światła do generowania efektów dźwiękowych. Sterowany napięciem filtr syntezatora 24 dB/okt. z użyciem fotorezystorów 18
Tester kabli USB, część 1 24
Autotransformatorowy regulator/stabilizator napięcia sieciowego 32



18

Elastyczna elektronika, czyli płytki drukowane typu flex i rigid-flex w ofercie PCBWay 43



24

Tutoriale:

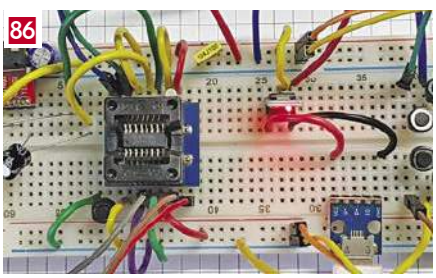
Podzespoły: lampy elektronowe 46
Know How: Pętle masy 55
Ekscytacje Maxa:
• Migające diody LED i śliniący się inżynierowie (8) 58
• Sprytne porady i sztuczki cyklu Ekscytacje Maxa dotyczące kodowania .. 60
Audio OUT: Przedwzmacniacz mikrofonowy (do wokodera), część 2 62
Edukacja w EdW dla szkół i uczelni: Wykład 18: Czujniki Halla 68
Chirurgia obwodowa: Transformatory i LTspice, część 3 75
Pokój Nauczycielski: Zabezpieczenie urządzeń przed zbyt niskim i zbyt wysokim napięciem sieci energetycznej 80



32

DIY dla wszystkich:

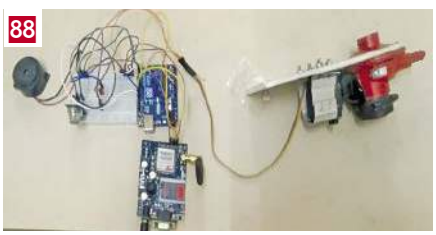
Bezdotykowy dozownik wody w umywalkach 84
Prosty odbiornik Stereo FM 86
Wykrycie i zabezpieczenie przed ulatnianiem się gazu LPG 88



86

DIY PLUS

Wysokowydajny monofoniczny wzmacniacz audio klasy D o mocy 20 W ... 91
Monitorowanie poziomu cieczy za pomocą czujnika ciśnienia – wyświetlacz słupkowy 91



88

Rubryki stałe:

Prenumerata 3
Od wydawcy 5
Poczta 6

eprasa.pl 975b2f959b

A za miesiąc w czerwcowym EdW



- **Wielozadaniowy menedżer baterii**
  Menedżer wielu baterii – Battery Multi Logger – jest doskonałym narzędziem do monitorowania i diagnozowania problemów z akumulatorami. Czasami potrzebne jest urządzenie, które nie tyko monitoruje stan baterii, ale także podejmuje działania, takie jak podłączanie i odłączanie obciążeń w zależności od stanu akumulatora. A jest to tylko cześć tego, co potrafi ten menedżer.
- **Cyfrowy przedwzmacniacz z ekranem dotykowym i zdalnym sterowaniem (2)**
  Przedwzmacniacz cyfrowy opisany w poprzednim odcinku łączy wysoką wierność dźwięku z wygodą. Zapewnia przełączanie wejść, regulację głośności, sterowanie tonami niskimi/średnimi/wysokimi za pomocą pilota zdalnego sterowania i kolorowego ekranu dotykowego. Może być wykonany jako samodzielna jednostka lub jako układ zintegrowany ze wzmacniaczem mocy. Po wyjaśnieniu zasady działania przejdziemy teraz przez procedury budowy i testowania.
- **Tester kabli USB (2)**
  Projekt opisany wstępnie w poprzednim odcinku, jest idealny do przeglądania i sortowania kabli zalegających w naszych szufladach. Jest to również świetny pierwszy krok w diagnozowaniu wadliwego urządzenia używającego portu USB. Za jego pomocą można sprawdzić ciągłość i zwarcia praktycznie każdego kabla USB.
- **PIO w praktyce**
  Raspberry Pi Pico to popularna płytka rozwojowa oferująca wysoką moc obliczeniową przy niskim zużyciu energii. Jeśli masz już pewne doświadczenie w programowaniu mikrokontrolerów, bez wątpienia docenisz, jak przydatna może być wbudowana programowalna jednostka we/wy w celu zmniejszenia obciążenia głównych rdzeni przetwarzających. Oto praktyczne przykłady użycia układów PIO wbudowanych w procesor RP2040.
- Plus kolejna porcja intrygujących projektów DIY.
- Plus wiele artykułów w Twoich ulubionych cyklach Tutoriali.

W kioskach od 31 maja

Edwin Hall

Człowiek, który powiedział „sprawdzam”

Może się wydawać, że temat wykładu w tym wydaniu EdW dotyczy podzespołów peryferyjnych, działających na bazie banalnego zjawiska fizycznego. Któż nie słyszał o czujnikach Halla? A efekt Halla opiera się na działaniu siły Lorentza, znanej ze szkolnych kursów fizyki, sprowadzających ten temat do reguły trzech palców lewej ręki. Jednak znaczenie czujników Halla w technice jest ogromne. Rocznie produkuje się ich kilkaset milionów sztuk, z czego 40% zużywa przemysł samochodowy. A fizyka zjawiska Hola jest w ciągłym rozwoju, czego dowodem mogą być dwie nagrody Nobla, przyznane ponad 100 lat po odkryciu Halla za prace nad kwantowymi efektami Halla (Quantum Hall Effect – 1985, Fractional Quantum Hall Effect – 1998).

Wszystko zaczęło się 145 lat temu (1879 r.), gdy 24 – letni doktorant Edwin Hall dokonał wspaniałego odkrycia powstawania siły elektromotorycznej na ściankach przewodnika przewodzącego prąd i poddanego działaniu prostopadłego pola magnetycznego. Teraz potrafimy prosto wyjaśnić to zjawisko akumulacją ładunków elektrycznych (elektronów, dziur) poddawanych działaniu siły Lorentza. W roku 1879 nikt nie słyszał o dziurach i elektronach (elektron odkryto 10 lat później). Tym bardziej pasjonujące jest prześledzenie toku myślenia i eksperymentów, które doprowadziły Halla do jego odkrycia.

W tym czasie znane było zjawisko siły działającej na przewodnik przewodzący prąd i umieszczony w polu magnetycznym. Ówczesny niepodważalny autorytet naukowy J. C. Maxwell tak pisał na ten temat: *„It must be carefully remembered, that the mechanical force which urges a conductor carrying a current across the lines of magnetic force, acts, not on the electric current, but on the conductor which carries it.”* Dalej Maxwell rozwija ten temat, dowodząc spekulatywnie, że siła Lorentza (wtedy jeszcze tak jej nie nazywano) działa mechanicznie na przewodnik, a nie działa na ścieżkę przepływu prądu. Trzeba pamiętać, że prąd wyobrażano sobie wówczas jako strumień nieściśliwego fluidu, a nie jako strumień elektronów.

Edwin Hall w swoich wspomnieniach pisze, że czytając ten rozdział wiekopomnego dzieła Maxwella „Electricity and Magnetism” nabrał przekonania, że stanowisko Maxwella jest sprzeczne z naturalnym przypuszczeniem, że siła Lorentza działa na prąd, a nie na materiał (np. drut), skoro wartość tej siły jest wprost proporcjonalna do natężenia prądu i w ogóle nie zależy od rodzaju materiału. Doktorant Hall podzielił się swoimi wątpliwościami z promotorem profesorem Rowlandem. Profesor nie tylko podzielił wątpliwość Halla, ale już wcześniej próbował doświadczalnie obalić stanowisko Maxwella, jednak nie miał czasu na kontynuowanie doświadczeń i zostawił ten temat doktorantowi.

Hall najpierw myślał, że siła działająca na strumień prądu w przewodniku spowoduje zwężenie tego strumienia, co zamanifestuje się zmianą przewodności. Gdyby wówczas były znane półprzewodniki, to zapewne taki efekt mógłby zaobserwować. Jednak dla przewodników, na których eksperymentował Hall, nie dało się zaobserwować zauważalnych zmian przewodności. Dopiero kolejny pomysł Halla, żeby mierzyć siłę elektromotoryczną na ściankach przewodnika prostopadłych do kierunku strumienia prądu i wektorów indukcji magnetycznej, dał oczekiwany dowód na przemieszczanie się w przewodniku strumienia prądu i generowanie SEM prostopadle do kierunku prądu i pola magnetycznego.

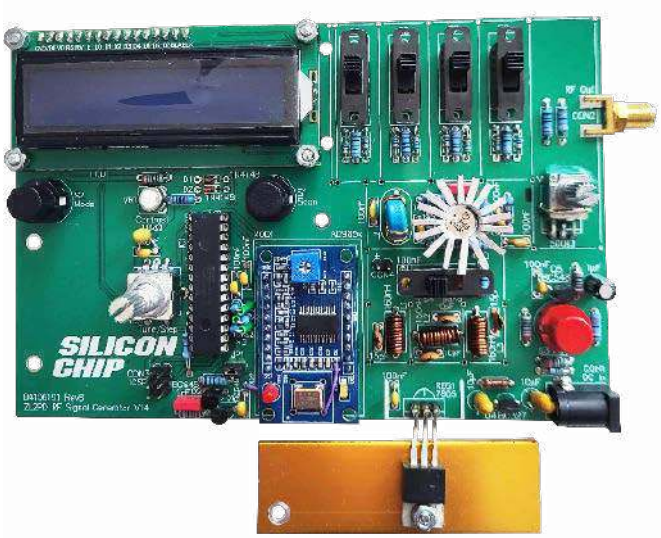
W ten sposób 24-letni Edwin Hall wpisał się do historii nauki, dając początek całej gałęzi elektroniki i fizyki, opartej na zjawiskach galwanomagnetycznych. Po 145 latach ten rozdział historii nauki nie jest zamknięty, o czym mogą świadczyć takie publikacje, jak na www.eetimes.com – „140 year-old-secret of the hall effect discovered”.

Wiesław Marciniak

eprasa.pl 975b2f959b

Poczta

W rubryce „Poczta” zamieszczamy fragmenty listów od Czytelników. Szczególnie chętnie publikujemy komentarze do artykułów w bieżących wydaniach EdW oraz propozycje tematów artykułów, zadań i quizów.



Generator AM/FM EdW – moja wersja

Dzień dobry

Jestem już na emeryturze, ale dalej działam zawodowo, a teraz zwłaszcza prywatnie na polu elektroniki, programowania itp.

To moje hobby od dziecka i zawód jednocześnie. W załączniku jest fotka mojego wykonania generatora wymienionego w tytule, a także wsad hex do mojej wersji oprogramowania procesora ATmega328P napisanego tym razem w C (do pobrania ze strony: https://tiny.pl/d7bx2). Oryginalny firmware działa jakoś, ale tylko jakoś. Stąd moja wersja. Spokojnie polecam ją wypróbować. Na pewno zadziała z enkoderem takim jak na fotce.

Pan A.W. pisze w EdW 4/2024 coś o rezystorze 1 kΩ czy 10 kΩ – ja dałem 6,8 kΩ i wszystko działa pięknie bez potrzeby zmiany kondensatora/ów. Mały rezystor (1 kΩ) powoduje, że układ nie włącza się dla napięć zasilających mniejszych niż ok. 8 V.

Co do ferrytu 7 mm. Najlepiej działa u mnie rdzeń pierścieniowy 10 mm (niebieski). Dodałem 1 zwój do obu uzwojeń. Z tym rdzeniem poziom sygnału zyskuje 30% dla dużych częstotliwości, a jak sprawdziłem bardzo wysokie częstotliwości to jest pięta achillesowa owego generatora.

Rysunki obudów mają błędy wymiarowania otworów dla złącza SMA. Trzeba uważać.

Na fotce mojego wykonania widać jakich elementów użyłem. Wszystkie można kupić w Polsce (TME, Allegro itp.), ale nie wszystkie będą odpowiednie, niestety.

Układ czeka na obudowę i ekrany wewnętrzne. Ekrany są konieczne. Zakłócenia i modulacje z powodu ich braku, widać nawet na oscyloskopie.

Pozdrawiam i życzę miłego dnia

Andrzej Szupiluk

Komentarz do artykułu pt. „Elektrochemia”, EdW 2/2024

Angielskim terminem tutorial określany jest instruktaż ukierunkowany na samodzielne uczenie się. Uważam, że przedstawiony w ramach serii opatrzonej tym mianem artykuł pt. „Elektrochemia” (EdW 02/2024) nie może być instruktażem z powodu licznych uchybień natury merytorycznej i językowej.

Rozpocznę jednak od afirmacji. Cieszę się, że tłumacz odsyła do książek Stefana Sękowskiego. Prace tego wybitnego popularyzatora nauki wprowadzały w fascynujący świat chemii całe pokolenia młodych adeptów nauk ścisłych.

A teraz kilka słów krytyki. Po pierwsze, autor lub tłumacz nie rozumie pojęcia dysocjacji elektrolitycznej, twierdząc że „atomy kwasu siarkowego są poddawane różnicy napięć i dzielą się na jony dodatnie i ujemne”. Pragnę wyjaśnić, że dysocjacja jest zjawiskiem samorzutnym zachodzącym pod wpływem polarnego rozpuszczalnika, np. wody. Do zaistnienia tego zjawiska nie jest wymagana różnica potencjałów generowana w wyniku procesów elektrochemicznych. Ponadto określenie „atomy kwasu siarkowego” wprowadza czytelnika w błąd. Związek ten występuje w postaci cząsteczek lub jonów; chyba że chodzi o atomy wchodzące w skład cząsteczki kwasu siarkowego. Wtedy jednak dalsza część zdania jest niepoprawna, bowiem domniemany proces podziału atomu nie prowadzi do jonów (a jego opis wykracza poza tematykę artykułu z dziedziny elektrochemii).

Niekompetencja demonstrowana jest również poprzez stwierdzenie „Jednak grupa SO_4 natychmiast wiąże się chemicznie z cynkiem płytki, tworząc siarczan cynku $ZnSO_4$”. Otóż w roztworze wodnym sole ulegają daleko posuniętej dysocjacji; zatem wspomniany związek występuje w postaci solwatowanych jonów Zn^{2+} oraz SO_4^{2-}. Ewentualne związanie tych jonów w sieci krystalicznej możliwe jest dopiero na skutek procesu krystalizacji.

Nieprawdą jest powtarzane wielokrotnie stwierdzenie, że w ogniwie Leclanch´ego rolę depolaryzatora pełni tlenek magnezu, MgO. Chodzi tutaj bez wątpienia o tlenek manganu(IV), MnO_2, którego zadaniem jest utlenianie wodoru do wody. Z przykrością muszę poinformować, że tlenek magnezu nie wykazuje właściwości utleniających, przynajmniej w warunkach panujących w ogniwie.

Wreszcie nieprawdą jest, że dodanie do siebie wartości +0,34 i −0,76 daje wynik 1,1. Podobnie rzecz ma się z liczbami +0,74 i −0,76, których suma nie jest równa 1,5. Podziwiam konsekwencję autora (lub tłumacza) w dążeniu do prawidłowego wyniku, nawet na drodze niepoprawnych operacji arytmetycznych.

Nie mam pojęcia, co może oznaczać termin „funkcja robocza”. Mogę się jedynie domyślać, że chodzi o pracę wyjścia (ang. work function*); zresztą poprawny termin użyty jest w innej części tekstu. Pojęcie „ścisłych wiązań” jest dla mnie całkowicie niezrozumiałe. Zapewniam także, że ogniwo Leclanchégo trudno uznać za rozwiązanie nowoczesne. Już od dawna wolimy kupować ogniwa i baterie alkaliczne, a przede wszystkim akumulatory litowo-jonowe.*

Z wykształcenia jestem chemikiem, a elektronikę uprawiam w wolnym czasie. Życzę całej Redakcji, Autorom i Czytelnikom, aby nasze czasopismo osiągnęło taki status, jak wspomniane na wstępie książki Stefana Sękowskiego.

dr hab. inż. Zygmunt Flisak, prof. UO
Wydział Chemii i Farmacji, Uniwersytet Opolski

Od Redakcji:

Szanowny Panie Profesorze,

dziękuję za komentarz i uwagi dotyczące błędów w artykule opublikowanym w naszym miesięczniku „Elektronika dla Wszystkich”. Załączam list od redaktora odpowiedzialnego za adaptację artykułu źródłowego do wydania polskiego. Na przyszłość musimy bardziej uważać przy wycieczkach na pole tematyki dalekiej od elektroniki.

eprasa.pl 975b2f959b

Dziękuję za życzenia osiągnięcia statusu porównywalnego z książkami Stefana Sękowskiego. Jako wydawca miesięcznika „Młody Technik" współpracowałem kilkadziesiąt lat z Panem Sękowskim i wiem, że zawiesił Pan nam poprzeczkę na wysokości dla nas nieosiągalnej. Przez 50 lat rubryka chemiczna Pana Sękowskiego była filarem MT. Znałem go nie tylko jako wybitnego popularyzatora nauki, ale też jako Człowieka o nieskazitelnej prawości i rzetelności.

Jeszcze raz serdecznie dziękuję Panu Profesorowi za pomocne uwagi.

Pozdrawiam

Wiesław Marciniak

Szanowny Panie Profesorze,

w pierwszej kolejności chciałbym Panu podziękować za Pana wiadomość i przeprosić Czytelników za błędy w artykule. Jako osoba odpowiedzialna za korekcję tłumaczeń w tym przypadku nie zachowałem należytej ostrożności, przez co do tłumaczenia wkradły się wymienione przez Pana błędy.

Oryginalny tekst jest napisany w języku holenderskim. Ktoś inny tłumaczy go na język polski metodą automatyczną (nie jestem do końca pewien, czy „po drodze" tekst nie jest tłumaczony wpierw na język angielski). Tworzy to nieraz dość dziwne błędy i niezwykłe konstrukcje językowe. Dlatego w trakcie poprawiania tekstu często sięgam do artykułu źródłowego. Staram się przy tym korygować błędy autora oryginału, lecz nie zawsze się to udaje. Tak właśnie było w tym przypadku – przegapiłem błędy autora. Odnośnie ogniwa Leclanchégo powinienem wyłapać błąd, gdyż Stefan Sękowski opisywał to ogniwo w jednej ze swoich książek i nawet pamiętam towarzyszącą opisowi ilustrację. Na swoją obronę mogę tylko stwierdzić, iż pomimo zainteresowania chemią, uczniem z tego przedmiotu byłem trójkowym.

Odnośnie określenia „funkcja robocza", to jest oczywiste, że chodziło o pracę „wyjścia".

Jeszcze raz przepraszam za zaistniałe błędy w artykule.

Pozdrawiam

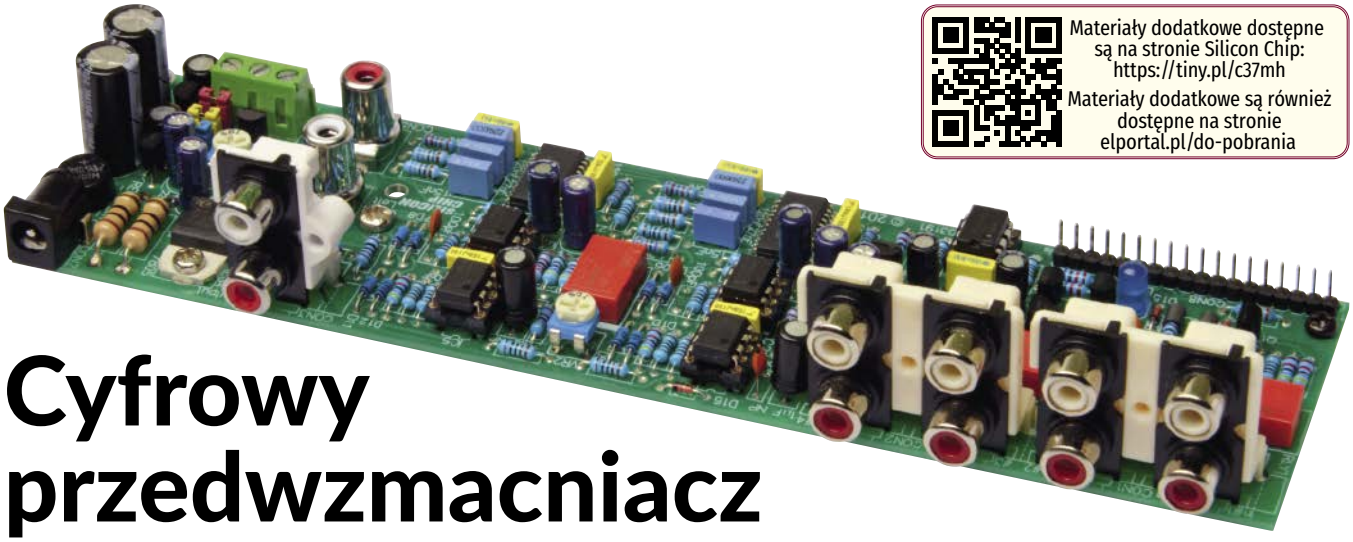
Paweł Kowalczyk

Patronat AVT

Poniżej prezentujemy listę szkół biorących udział w programie PATRONAT AVT, który jest całkowicie bezpłatny, a szkoły objęte tym patronatem korzystają z różnych benefitów, takich jak bezpłatne prenumeraty, darmowe pakiety próbne kitów AVT, itp. Szkoły, które dopiero teraz dowiadują się o naszej akcji PATRONAT AVT, prosimy o przeczytanie listu w EdW 09/2022 (wydanie dostępne na www.ulubionykiosk.pl) i zgłoszenie akcesu do PATRONATU AVT. Zgłoszenia prosimy wysyłać na adres: prenumerata@avt.pl.

- Centrum Edukacji Zawodowej, 82-200 Malbork, De Gaulle'a 75a
- Centrum Edukacji Zawodowej i Biznesu, 66-400 Gorzów Wielkopolski, Pomorska 67
- Gminny Zespół Szkolno-Przedszkolny nr 4 w Więckach, 42-110 Popów, Więcki, Szkolna 1
- Górnośląskie Centrum Edukacyjne im. Marii Skłodowskiej-Curie w Gliwicach, 44-100 Gliwice, Okrzei 20
- Noworudzka Szkoła Techniczna w Nowej Rudzie, 57-401 Nowa Ruda, Stara Droga 4
- Regionalne Centrum Edukacji Zawodowej w Biłgoraju, 23-400 Biłgoraj, Kościuszki 98
- Regionalne Centrum Edukacji Zawodowej w Lubartowie, 21-100 Lubartów, 1 Maja 82
- Technikum nr 4 im. Marii Skłodowskiej-Curie, 41-902 Bytom, Katowicka 35
- Zespół Placówek Edukacyjno-Wychowawczych w Gołdapi, 19-500 Gołdap, Wojska Polskiego 18
- Zespół Placówek Oświatowych w Rudniku, 32-440 Sułkowice, Rudnik, Szkolna 55
- Zespół Szkolno-Przedszkolny nr 2 w Wiśle, 43-460 Wisła, Malinka 53
- Zespół Szkolno-Przedszkolny nr 3 w Gliwicach, 44-122 Gliwice, Żwirki i Wigury 85
- Zespół Szkolno-Przedszkolny nr 4 w Rybniku, 44-207 Rybnik, Komisji Edukacji Narodowej 29
- Zespół Szkolno-Przedszkolny w Choceniu, 87-850 Choceń, Sikorskiego 12
- Zespół Szkolno-Przedszkolny w Ostrożnicy, 47-280 Pawłowiczki, Ostrożnica, Kościelna 42
- Zespół Szkół Budowlano-Elektrycznych im. Jana III Sobieskiego w Świdnicy, 58-100 Świdnica Śląska, Wałbrzyska 35-37
- Zespół Szkół Centrum Kształcenia Ustawicznego w Gronowie, 87-162 Lubicz Dolny, Gronowo 128
- Zespół Szkół Elektronicznych i Telekomunikacyjnych w Olsztynie, 10-144 Olsztyn, Bałtycka 37a
- Zespół Szkół Elektronicznych im. I. Domeyki w Bolesławcu, 59-700 Bolesławiec, Tyrankiewiczów 2
- Zespół Szkół Elektronicznych w Rzeszowie, 35-078 Rzeszów, Hetmańska 120
- Zespół Szkół Elektronicznych, Elektrycznych i Mechanicznych, 43-300 Bielsko-Biała, Słowackiego 24
- Zespół Szkół Elektrycznych nr 2 w Krakowie, 31-977 Kraków, Os. Szkolne 26
- Zespół Szkół Elektrycznych w Kielcach, 25-317 Kielce, Kaczorowskiego 8
- Zespół Szkół im. Bolesława Prusa, 42-207 Częstochowa, Prusa 20
- Zespół Szkół im. ks. dra Jana Zwierza w Ropczycach, 39-100 Ropczyce, Mickiewicza 14
- Zespół Szkół im. Ks. Stanisława Staszica, 39-400 Tarnobrzeg, Kopernika 1
- Zespół Szkół nr 1 w Przysietnicy, 36-200 Brzozów, Przysietnica 198
- Zespół Szkół nr 10 im. Prof. Janusza Groszkowskiego w Zabrzu, 41-807 Zabrze, Chopina 26
- Techniczne Zakłady Naukowe w Dąbrowie Górniczej, 41-300 Dąbrowa Górnicza, Zawidzkiej 10
- Zespół Szkół nr 2 im. Eugeniusza Kwiatkowskiego w Dębicy, 39-200 Dębica, Lisa 2
- Zespół Szkół nr 2 im. Gen. Józefa Bema, 05-822 Milanówek, Wójtowska 3
- Zespół Szkół nr 2 im. Ks. Prof. Józefa Tischnera w Żorach, 44-240 Żory, Boryńska 2
- Zespół Szkół nr 2 w Pabianicach im. prof. Janusza Groszkowskiego, 95-200 Pabianice, św. Jana 27
- Zespół Szkół nr 4 w Nowym Sączu, 33-300 Nowy Sącz, Św. Ducha 6
- Zespół Szkół nr 40 im. Stefana Starzyńskiego, 03-771 Warszawa, Objazdowa 3
- Zespół Szkół Politechnicznych im. Bohaterów Monte Cassino we Wrześni, 62-300 Września, Wojska Polskiego 1
- Zespół Szkół Ponadgimnazjalnych nr 1 w Jarocinie, 63-200 Jarocin, Franciszkańska 1
- Zespół Szkół Ponadpodstawowych nr 2 im. E. Kwiatkowskiego w Jarocinie, 63-200 Jarocin, Franciszkańska 2
- Zespół Szkół Ponadpodstawowych nr 3 im. Armii Krajowej w Zamościu, 22-400 Zamość, Zamoyskiego 62
- Zespół Szkół Powiatowych im. Stanisława Staszica w Opocznie, 26-300 Opoczno, Kossaka 1a
- Zespół Szkół Publicznych w Szewnie, 27-400 Ostrowiec Świętokrzyski, Szewna, Langiewicza 3
- Zespół Szkół Spożywczych i Hotelarskich w Radomiu, 26-600 Radom, Św. Brata Alberta 1
- Zespół Szkół Techniczno-Informatycznych w Elblągu, 82-300 Elbląg, Rycerska 2
- Zespół Szkół Technicznych i Licealnych w Piechowicach, 58-573 Piechowice, Przemysłowa 21
- Zespół Szkół Technicznych i Ogólnokształcących nr 3 im. E.Abramowskiego, 40-659 Katowice, Harcerzy Września 1939 2
- Zespół Szkół Technicznych im. Armii Krajowej w Skarżysku-Kamiennej, 26-110 Skarżysko-Kamienna, Tysiąclecia 22
- Zespół Szkół Technicznych im. Ignacego Mościckiego w Tarnowie, 33-101 Tarnów, E. Kwiatkowskiego 17
- Zespół Szkół Technicznych w Kolbuszowej, 36-100 Kolbuszowa, Bytnara 2
- Zespół Szkół w Błażowej, 36-030 Błażowa, Kowala 3
- Zespół Szkół w Gościnie, 78-120 Gościno, Kościuszki 5
- Zespół Szkół w Zarzeczu, 37-205 Zarzecze, św. Jana Pawła II 7
- Zespół Szkół Zawodowych nr 1 im. gen. F. Kleeberga w Dęblinie, 08-530 Dęblin, Tysiąclecia 3
- Zespół Szkół Samochodowych im. inż. Tadeusza Tańskiego, 33-300 Nowy Sącz, Rejtana 18a
- Szkoła Podstawowa im. Rodzimych Bohaterów II Wojny Światowej w Załakowie, 83-342 Kamienica Królewska, Załakowo 6

eprasa.pl 975b2f959b



Materiały dodatkowe dostępne są na stronie Silicon Chip: https://tiny.pl/c37mh
Materiały dodatkowe są również dostępne na stronie elportal.pl/do-pobrania

Cyfrowy przedwzmacniacz z ekranem dotykowym i zdalnym sterowaniem, część 1

Prezentowany przedwzmacniacz łączy w sobie najlepsze cechy techniki cyfrowej i analogowej, a więc cyfrowe sterowanie z intuicyjnym interfejsem wykorzystującym ekran dotykowy, możliwość zapisywania własnych ustawień, zdalne sterowanie, a także niski poziom szumów i zniekształceń obwodów analogowych. Powyższe cechy zostały osiągnięte dzięki zastosowaniu klasycznych układów regulacji głośności oraz niskich i wysokich tonów w układzie Baxandalla ze wzmacniaczami operacyjnymi i wysokiej jakości potencjometrami cyfrowymi.

W większości zdalnie sterowanych przedwzmacniaczy używane były do tej pory potencjometry silnikowe. Chociaż mają one wiele zalet, takich jak niski poziom szumów i zniekształceń oraz możliwość łatwego obracania pokrętła, są one dość drogie i mogą być trudne do zdobycia. Ulegają również awariom i zużyciu.

Układy scalone cyfrowej regulacji głośności są atrakcyjną alternatywą, ale tylko kilka z nich miało parametry, które zapewniałyby jakość hi-fi. Jak wynika z przeglądu aktualnych ofert, niestety większość z nich została wycofana. Mogą więc być dosyć drogie i trudne do zdobycia. Ponadto regulują one tylko poziom dźwięku, a my potrzebujemy ponadto oddzielnych układów do przełączania wejść (każdy nowoczesny przedwzmacniacz wymaga co najmniej kilku par wejść) i regulacji tonów. Są to często wymagane funkcje przedwzmacniaczy i chyba wszyscy zgadzamy się, że mogą być przydatne, na przykład do kompensacji niedociągnięć głośników, takich jak niedobór tonów niskich lub wysokich, lub zbyt duża ilość tonów wysokich.

Projektując cyfrowy przedwzmacniacz należy zapewnić, aby spełniał następujące wymagania:

1. przyzwoicie niskie zniekształcenia i szumy (co najmniej jakość CD, a najlepiej lepsza),
2. regulacja barwy dźwięku (najlepiej z co najmniej trzema pasmami),
3. szeroki zakres regulacji głośności o charakterystyce logarytmicznej,
4. regulowane wzmocnienie dostosowane do szerokiego zakresu źródeł sygnału,
5. pilot zdalnego sterowania na podczerwień,
6. przełączanie wejść,
7. intuicyjny i atrakcyjny interfejs z kolorowym ekranem dotykowym.

Cechy wymienione w punktach od 1 do 4 zostały osiągnięte dzięki zastosowaniu dwóch układów scalonych – potencjometrów cyfrowych Analog Devices AD8403ARZ10. Chociaż nie są one zbyt tanie, to nadal są dość przystępne cenowo w porównaniu do wysokiej jakości układów regulacji głośności. Osiem potencjometrów pozwala nam regulować poziom głośności, basów, tonów średnich i wysokich w obu kanałach za pomocą zaledwie dwóch układów.

Układy te mają imponujące parametry, potwierdzone przez nasze testy. Znamionowa wartość THD+N wynosi 0,003% przy 1 V RMS/1 kHz (testowane były znacznie lepsze), pasmo przenoszenia –3 dB wynosi 600 kHz , imponująco niski jest też poziom szumów wynoszący 9 nV/√Hz. Są to więc układy dobrze przystosowane do zadań przetwarzania sygnału audio.

Ponieważ każdy układ posiada wszystkie cztery potencjometry potrzebne dla danego kanału, cyfrowy potencjometr i powiązane z nim wzmacniacze operacyjne są umieszczone w jednym obszarze, co upraszcza projekt płytki drukowanej i minimalizuje przesłuchy między kanałami. Przełączanie wejść jest obsługiwane przez trzy przekaźniki telekomunikacyjne. Rozwiązanie takie sprawdziło się w przeszłości, ponieważ przekaźniki mechaniczne mają minimalny wpływ na jakość sygnału.

Interfejs sterowania jest obsługiwany przez 2,8-calowy ekran dotykowy Micromite LCD BackPack z matrycą o rozdzielczości 320×240 punktów lub 3,5-calowy kolorowym ekran dotykowy z matrycą 480×320 punktów. Zapewnia to wiele korzyści, takich jak ładny, wyraźny odczyt głośności podczas regulacji za pomocą pilota, możliwość pokazania rzeczywistej charakterystyki częstotliwościowej dla dowolnego ustawienia regulacji tonów, odczytywanie/zapisywanie ustawień wstępnych. Jest to więc idealne rozwiązanie dla

eprasa.pl 975b2f959b

nowoczesnego przedwzmacniacza lub wzmacniacza, zapewniające znakomitą jakość dźwięku.

Poza modułem BackPack, który jest zazwyczaj montowany na przednim panelu urządzenia (wraz z odbiornikiem podczerwieni), wszystkie obwody upakowano na płytce drukowanej o niewielkich wymiarach 206 mm × 53 mm. Uwzględniono na niej cztery pary wbudowanych gniazd RCA, dzięki czemu można ją zamontować z tyłu urządzenia.

Wzmacniacz może być zasilany z oddzielnego zasilacza AC, dzielonego DC lub z wewnętrznego transformatora mającego odpowiednie uzwojenia. Transformatory mogą mieć uzwojenia wtórne o wyższym napięciu przeznaczone do zasilania modułów wzmacniaczy oraz uzwojenia wtórne o niższym napięciu do zasilania przedwzmacniaczy takich jak ten. Wejściem zasilania może być wbudowane gniazdo umieszczone z tyłu, w pobliżu wejść, wraz z opcjonalnymi wyjściami przedwzmacniacza umieszczonymi na tylnym panelu. Wyjścia te są połączone równolegle z parą wewnętrznych gniazd RCA, które mogą podawać sygnały wyjściowe przedwzmacniacza do kilku wewnętrznych modułów wzmacniacza, tworząc kompletną kombinację przedwzmacniacza/wzmacniacza.

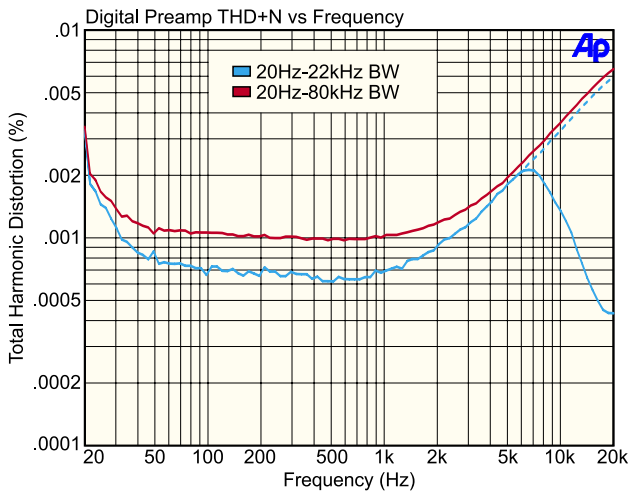
Cechy
- Przedwzmacniacz stereo z czterema wejściami, kolorowym ekranem dotykowym i pilotem zdalnego sterowania
- Regulacja tonów niskich, średnich i wysokich z ustawieniami wstępnymi oraz regulacja głośności
- Jakość lepsza niż CD
- Cztery zewnętrzne wejścia stereo (jedno aktywne w danym momencie)
- Dwa wyjścia stereo, jedno wewnętrzne i jedno zewnętrzne
- Opcjonalne sterowanie głośnością, automatycznie dostosowujące barwę dźwięku do poziomu głośności (loudness)

Specyfikacja
- THD+N: typowo poniżej 0,001%; patrz rys. 1
- Stosunek sygnału do szumu: typowo około 104 dB w odniesieniu do 2 V RMS na wejściu
- Pasmo przenoszenia: 20 Hz...20 kHz +0, –0,5 dB
- Separacja kanałów: >75 dB, 20 Hz...20 kHz
- Zakres napięciowy sygnału: 0,1...2,5 V RMS
- Zakres regulacji głośności: około 78 dB
- Zakres wzmocnienia: –50 dB do +27,6 dB (0,003× do 24×)
- Impedancja wejściowa: 100 kΩ || 470 pF
- Regulacja tonów niskich: ±12,5 dB wyśrodkowane wokół 20 Hz (±11,5 dB @50 Hz, ±8,5 dB @100 Hz)
- Regulacja tonów średnich: ±11 dB wyśrodkowane wokół 440 Hz (±7,5 dB @200 Hz & 1 kHz)
- Regulacja tonów wysokich: ±11,5 dB wyśrodkowane wokół około 20 kHz (±10,5 dB @ 10 kHz, ±9 dB @5 kHz)
- Zasilanie: 12...15 V AC, 24...30 V AC CT lub ±15 V DC
- Pobór prądu: typowo około 200 mA przy włączonym ekranie dotykowym i <50 mA przy wyłączonym.

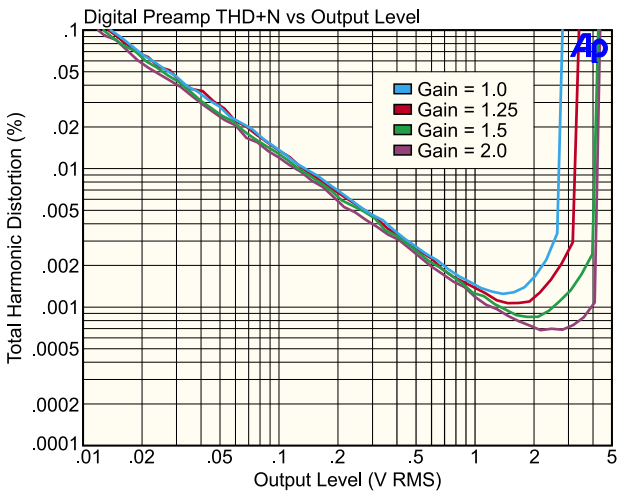
Osiągi

Osiągi przedwzmacniacza podsumowano na rysunkach 1...4. Na **rysunku 1** przedstawiono wykres całkowitych zniekształceń harmonicznych i szumu (THD+N) w funkcji częstotliwości dla sygnału wejściowego o poziomie 1,5 V RMS i sygnału wyjściowego o poziomie 3 V RMS. Stopień końcowy ma dwukrotne wzmocnienie, a to oznacza, że regulacja głośności jest ustawiona na wzmocnienie równe jedności. Wykres pasma przenoszenia 20 Hz...22 kHz (kolor niebieski) odpowiada najlepszym parametrom odsłuchu. Wynika z niego, że całkowity poziom zniekształceń harmonicznych nie przekracza 0,001% od około 35 Hz do 2,3 kHz. Powyżej 1 kHz poziom zniekształceń wzrasta, a przerywana linia pokazuje, jak wyglądałaby krzywa, gdyby harmoniczne nie były tłumione na górnym końcu przez filtr pasmowoprzepustowy. Ponieważ od dobrego odtwarzacza CD oczekuje się, aby poziom THD+N był niższy niż 0,0018% przy 1 kHz, można powiedzieć, że nasz przedwzmacniacz przewyższa jakość CD. Wskazuje na to również stosunek sygnału do szumu wynoszący ponad 100 dB, przy czym płyty CD są ograniczone do 96 dB ze względu na 16-bitową rozdzielczość próbkowania.

Na **rysunku 2** pokazano, jak współczynnik THD+N zmienia się wraz z poziomem sygnału dla niektórych typowych ustawień



Rysunek 1. Zniekształcenia harmoniczne i szum w funkcji częstotliwości dla dwóch różnych szerokości pasma analizatora. Niebieski wykres z przerywaną linią jest najbardziej realistycznym odzwierciedleniem osiągów, co naszym zdaniem zasługuje na uwagę. Sygnał 1,5 V RMS zapewnia najlepsze osiągi, ale nadal są one całkiem dobre przy pełnej skali dla sygnału około 1 V RMS. Urządzenie może obsłużyć sygnał ponad 2,5 V RMS na wejściach bez obcinania



Rysunek 2. Wykres zniekształceń w zależności od poziomu sygnału dla tonu 1 kHz, potwierdzający, że zniekształcenia rosną przy niższych poziomach sygnału z powodu szumów. Widoczny jest również początek obcinania dla wysokich poziomów sygnału, ale należy pamiętać, że istnieją dwa powody obcinania: 1 – sygnał wejściowy wzrasta powyżej 2,5 V RMS (jak ma to miejsce w przypadku niższych ustawień wzmocnienia), 2- wyjście zaczyna obcinać przy około 4 V RMS (wyższe ustawienia wzmocnienia)

eprasa.pl 975b2f959b

wzmocnienia. Wzrost zniekształceń dla małych napięć wynika z tego, że w tym zakresie szum jest większym składnikiem sygnału. Szybki wzrost zniekształceń obserwowany dla dużych napięć wynika natomiast z kończącego się zapasu napięcia zasilającego, co objawia się obcinaniem sygnału. Najlepsze parametry są uzyskiwane dla napięcia około 2 V RMS, co jest typowym poziomem dla wielu systemów odtwarzania, takich jak odtwarzacze CD, DVD i Blu-ray.

Na **rysunku 3** pokazano jak separacja kanałów zmienia się wraz z częstotliwością. Uważamy, że jest to doskonały wynik, z przesłuchami w najgorszym przypadku na poziomie −75 dB przy 20 kHz.

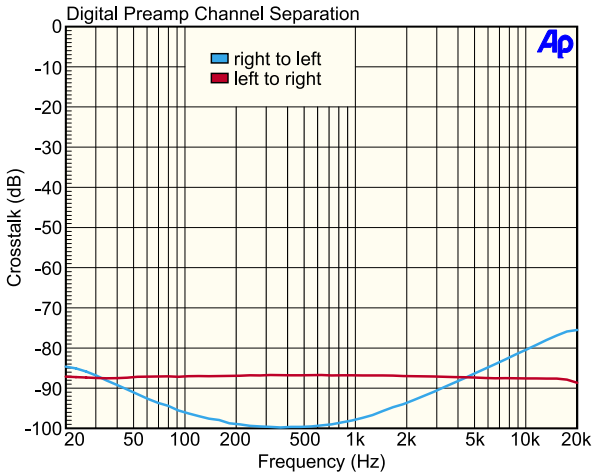
Na **rysunku 4** została przedstawiona charakterystyka częstotliwościowa przedwzmacniacza z wyzerowanymi nastawami, która zmienia się tylko o około 0,5 dB w całym zakresie audio, lekko opadając w okolicach 20 Hz. Pokazano również wykresy dla basów/tonów średnich/tonów wysokich ustawionych indywidualnie na ich skrajne wartości. Powinno to dać wyobrażenie o zakresie regulacji uzyskiwanej w przedwzmacniaczu. Oczywiście zwykle nie używa się skrajnych ustawień, jak pokazano na tym wykresie.

Na **rysunku 5** przedstawiono bardziej realistyczne ustawienia regulacji barwy dźwięku (fioletowy, pomarańczowy i niebieski) wraz z przykładami tego, co dzieje się po ustawieniu maksymalnych wartości (czerwony, zielony i cyjan). Warto zwrócić uwagę na pewną zależność między elementami sterującymi. Na przykład, podbicie wysokich tonów jest zmniejszane, gdy wprowadzane jest duże podbicie tonów niskich lub średnich. Są to jednak sytuacje nietypowe, ponieważ zazwyczaj lepiej byłoby wyciąć basy zamiast używać dużego podbicia tonów średnich/wysokich i wyciąć tony średnie zamiast dużego podbicia tonów niskich/wysokich.

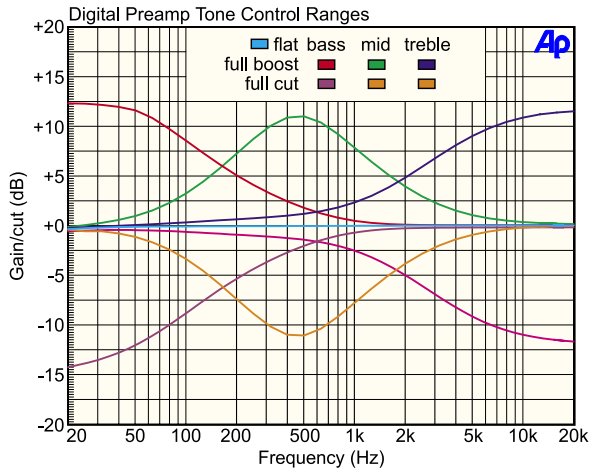
Szczegóły układu

Część cyfrowa przedwzmacniacza została pokazana na **rysunku 6**. Sygnały są doprowadzane do jednego z czterech par gniazd RCA, CON1A...D i CON2A...D. Mają one indywidualne rezystory terminujące o oporności 100 kΩ, które zapobiegają pływaniu sygnałów na odłączonych urządzeniach i powstawaniu trzasków podczas przełączania wejść. Przechodzą one do styków pary przekaźników DPDT, które zawężają sygnały do dwóch par, a te następnie przechodzą do trzeciego przekaźnika DPDT, który dokonuje ostatecznego wyboru. Sygnał stereo dociera następnie do filtra RF. Składa się on z rezystora szeregowego 100 Ω, koralika ferrytowego i kondensatora 470 pF dołączonego do masy dla każdego kanału. Jest to filtr dolnoprzepustowy RC o częstotliwości granicznej −3 dB wynoszącej ok. 3,4 MHz. Koralik ferrytowy pomaga wyeliminować sygnały o znacznie wyższej częstotliwości, które mogłyby zostać wyprostowane przez następny stopień buforowy, indukując niepożądane sygnały mieszczące się w zakresie widma dźwięku. Rezystory ograniczające o oporności 1 kΩ dodatkowo pomagają wyeliminować sprzężenie RF, a także chronią wzmacniacz operacyjny IC1 przed uszkodzeniem w przypadku podania sygnału o wysokiej amplitudzie (lub wyładowania elektrostatycznego) do jednego ze złączy wejściowych. Wzmacniacz operacyjny IC1 buforuje wybrany sygnał stereo, który jest doprowadzony do układu regulacji wzmocnienia bez składowej stałej poprzez kondensatory 10 µF. Należy zauważyć, że strona wejściowa IC1 nie ma sprzężenia zmiennoprądowego. Oczekuje się, że sygnały przyłożone do przedwzmacniacza będą miały składową stałą bliską 0 V DC.

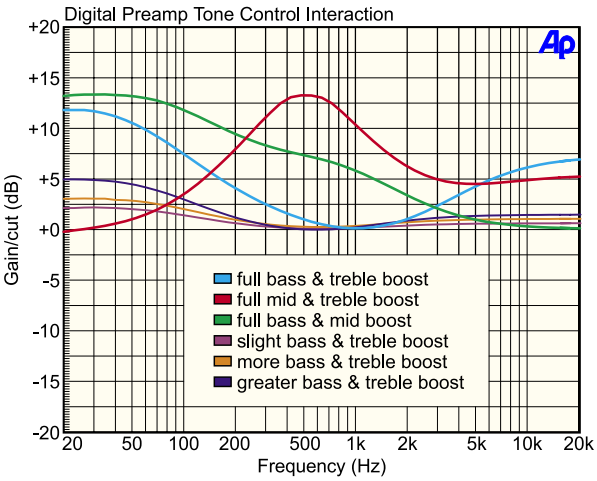
Sygnały z wyjść IC1 są polaryzowane prądem stałym do +2,75 V i mieszczą się w zakresie od −0,3 V do +5,8 V. Odbywa się to za pomocą pary małosygnałowych diod Schottky'ego dla każdego kanału, które są dołączone do masy i linii +5,5 V. Linia +5,5 V jest również używana do zasilania układów scalonych poczwórnego potencjometru cyfrowego IC6 i IC7. Jest to ich maksymalne zalecane napięcie zasilania



Rysunek 3. Separacja kanałów przedwzmacniacza jest doskonała, z bardzo niewielkim przenikaniem jednego kanału do drugiego, zwłaszcza poniżej 5 kHz. Separacja wejść jest jeszcze lepsza, przekraczając 100 dB w większości przypadków



Rysunek 4. Przy wszystkich ustawieniach tonów na 0, pasmo przenoszenia przedwzmacniacza jest bardzo płaskie, spadając tylko o około 0,5 dB przy 20 Hz. Pozostałe krzywe pokazują wynik indywidualnego ustawienia każdego regulatora tonów na maksymalne podbicie lub odcięcie. Wykresy pozwalają zorientować się o zakresie regulacji poziomów i częstotliwości dla każdego pasma



Rysunek 5. Jeśli dokonane są duże regulacje w więcej niż jednym paśmie, można zaobserwować pewną nieuniknioną zależność między poszczególnymi regulatorami. Ilustrują to krzywe cyjan, czerwona i zielona. Pozostałe trzy krzywe pokazują wyniki znacznie subtelniejszych jednoczesnych ustawień podbicia tonów niskich i wysokich o różnych wielkościach. Krzywe te pokazują, że na tych poziomach zasadniczo nie ma żadnych zależności

eprasa.pl 975b2f959b

(absolutne maksimum to +8 V). Zrobiliśmy to, aby układ mógł obsłużyć maksymalne oczekiwane napięcie sygnału RMS ze źródła sygnału, takiego jak odtwarzacz Blu-ray, które zwykle wynosi około 2,2...2,3 V RMS. Aby to osiągnąć, musieliśmy nieznacznie stłumić sygnały podawane do potencjometrów cyfrowych, używając stałych rezystorów szeregowych o oporności 2,2 kΩ podłączonych do pinu 3 dwóch układów scalonych potencjometrów cyfrowych. Łączą się one z rezystancją 10 kΩ potencjometrów cyfrowych, aby zmniejszyć sygnały wejściowe o 18%. Tak więc sygnał 2,3 V RMS jest zmniejszany do 1,89 V RMS, co mieści się w zakresie możliwości 1,94 V RMS potencjometrów cyfrowych pracujących z napięciem 5,5 V. Można to łatwo skompensować, dodając dodatkowe wzmocnienie na etapie regulacji głośności. Rezystory 2,2 kΩ ograniczają również prąd, który musi dostarczyć wzmacniacz operacyjny IC1a, jeśli sygnał jest obcinany przez diody D1...D4. Układ IC1a jest zasilany ze stabilizowanych linii +12 V i –12V, aby uzyskać najlepszą wydajność. Jego maksymalne zmiany napięcia wyjściowego wynoszą około ±10,5 V, co może wystarczyć do uszkodzenia cyfrowych potencjometrów bez ograniczania prądu i obcinania napięcia.

Regulacja głośności

Regulator głośności układu *Baxandall* dla lewego kanału składa się z podwójnego wzmacniacza operacyjnego IC2 oraz potencjometru cyfrowego #2 w układzie IC6. Podobnie, dla prawego kanału jest to wzmacniacz operacyjny IC4 i potencjometr cyfrowy #2 w IC7. Wzmacniacze operacyjne IC2a i IC4a są buforami, podczas gdy IC2b i IC4b są skonfigurowane jako wzmacniacze odwracające ze stałym wzmocnieniem 14,7 razy. Potencjometry cyfrowe są następnie podłączane w pętli sprzężenia zwrotnego między wyjście IC2b/IC4b a wejście IC2a/IC4a. W rezultacie do układów IC2a/IC4a doprowadzane jest napięcie sygnału pomiędzy napięciem wejściowym a odwróconym i wzmocnionym sygnałem wyjściowym. Ostatecznie, pełny sygnał wejściowy jest podawany do pary wzmacniaczy operacyjnych w sytuacji, gdy suwak potencjometru (nóżka 4) jest ustawiony w pozycji dociągniętej do nóżki A potencjometru, czemu odpowiada maksymalne wzmocnienie równe 14,7 V/V (w rzeczywistości około 12 V/V lub +21,6 dB, jeśli weźmiemy pod uwagę tłumienie spowodowane rezystorami 2,2 kΩ).

Gdy suwak przesuwa się w kierunku nóżki B, wzmocnienie zmniejsza się logarytmicznie, prawie do zera. Minimalne wzmocnienie (a właściwie tłumienie) jest ograniczone jedynie rezystancją potencjometrów cyfrowych, wynoszącą około 50...100 Ω. Nasze testy wykazały, że najniższe ustawienie wzmocnienia daje około 1,5% sygnału wejściowego na wyjściach układu regulacji głośności, co odpowiada –56 dB. Oznacza to, że przy regulacji głośności na zero z przedwzmacniacza nadal będzie wydobywać się niewielki dźwięk, ale będzie on bardzo cichy. Aby całkowicie wyciszyć dźwięk, potencjometry cyfrowe mają funkcję wyłączania, która całkowicie odłącza wyprowadzenie A każdego potencjometru. To do niego doprowadza się nasz sygnał wejściowy; dlatego w razie potrzeby istnieje możliwość całkowitego wyciszenia wyjścia. Sygnały wyjściowe z IC2b i IC4b są ponownie dołączane do szyn zasilających przez pary małych diod sygnałowych Schottky'ego chroniąc potencjometry cyfrowe przed uszkodzeniem w przypadku ustawienia zbyt wysokiego wzmocnienia. Wzmacniacze operacyjne ograniczają prąd do około 50 mA, więc ani diody, ani wzmacniacz operacyjny nie zostaną uszkodzone podczas obcinania. Biorąc pod uwagę, że sprzężenie jest zmiennprądowe, i tak będą to tylko sytuacje sporadyczne. Sprzężenie zmiennoprądowe zapewniają kondensatory 47 µF.

Regulacja tonów

Układ regulacji tonów to rozwiązanie klasyczne oparte na sprzężeniu zwrotnym *Baxandalla*, w którym zastosowano wzmacniacz operacyjny IC3a dla kanału lewego i IC5a dla kanału prawego. Potencjometry cyfrowe #1, #3 i #4 wraz z kondensatorami są umieszczone w obwodach pętli ujemnego sprzężenia zwrotnego tych wzmacniaczy operacyjnych

Wykaz elementów:

1 Micromite LCD BackPack zaprogramowany kodem 0110319A.HEX (wyświetlacz 2,8 cala) lub 0110319B.HEX (wyświetlacz 3,5 cala) [SC3321, SC4237 lub SC5082].
1 dwustronna płytka drukowana o oznaczeniu 01103191, 206 mm × 53 mm
2 dwustronne płytki drukowane o oznaczeniu 01103192, 12,5 mm × 45,5 mm
1 uniwersalny pilot na podczerwień (opcjonalny) [Jaycar XC3718/Altronics A1012A]
3 przekaźniki telekomunikacyjne EA2-12 DPDT 12V DC z cewką (RLY1-RLY3)
2 mini trymery poziome 500 Ω (VR1, VR2)
2 małe wsuwane koraliki ferrytowe (FB1, FB2)
3 zworki (LK1...LK3)
2 poczwórne gniazda kątowe RCA (CON1, CON2) [Altronics P0214].
1 podwójnych gniazdo kątowe RCA (CON3) [Altronics P0212]
1 białe pionowe gniazdo RCA do montażu na PCB (CON4) [Altronics P0131]
1 czerwone pionowe gniazdo RCA do montażu na płytce drukowanej (CON5) [Altronics P0132]
1 3-drożne mini złącze zacisków śrubowych, raster 5,08 mm (CON6)
1 gniazdo zasilające do montażu na płytce drukowanej (opcjonalne) (CON7)
1 18-stykowe złącze szpilkowe (CON8)
2 18-stykowe gniado szpilkowe
2 gniazda 16-pinowe
2 16-pionowe gniazda IDC
16-żyłowy kabel taśmowy dostosowany do montażu
1 3-stykowy odbiornik podczerwieni (IRR1)
1 transformator wtyczkowy 12...15 V AC lub transformator z odczepem środkowym 24...30 V AC z okablowaniem, bezpiecznikiem, wtyczką sieciową itp.
1 śruba M3×6 mm, podkładka i nakrętka (do montażu REG4)
3 gwintowane podkładki dystansowe plus 6 wkrętów (długość dostosowana do instalacji)

Półprzewodniki:

5 niskoszumnych podwójnych wzmacniaczy operacyjnych LM833 (IC1...IC5)
2 układy poczwórnego potencjometru cyfrowego AD8403ARZ10, SOIC-24 (IC6, IC7) [SC5912, Digi-Key, Mouser, RS]
1 78L12 +12V 100 mA stabilizator liniowy, TO-92 (REG1)
1 79L12 -12V 100 mA stabilizator liniowy, TO-92 (REG2)
1 LM317L regulowany stabilizator liniowy 100 mA, TO-92 (REG3)
1 7805 +5V 1A stabilizator liniowy, TO-220 (REG4)
3 tranzystory PN200 lub odpowiedniki PNP (Q1...Q3)
3 tranzystory PN100 lub odpowieniki NPN (Q5...Q7)
1 okrągła dioda LED (LED1; 3 mm lub 5 mm, dowolny kolor)
1 dioda Zenera 5,6 V 1 W (ZD1)
1 mostek prostowniczy W04M (BR1)
12 małosygnałowych diod Schottky'ego BAT42 (D1...D12)
3 krzemowe diody małosygnałowe 1N4148 (D13...D15)

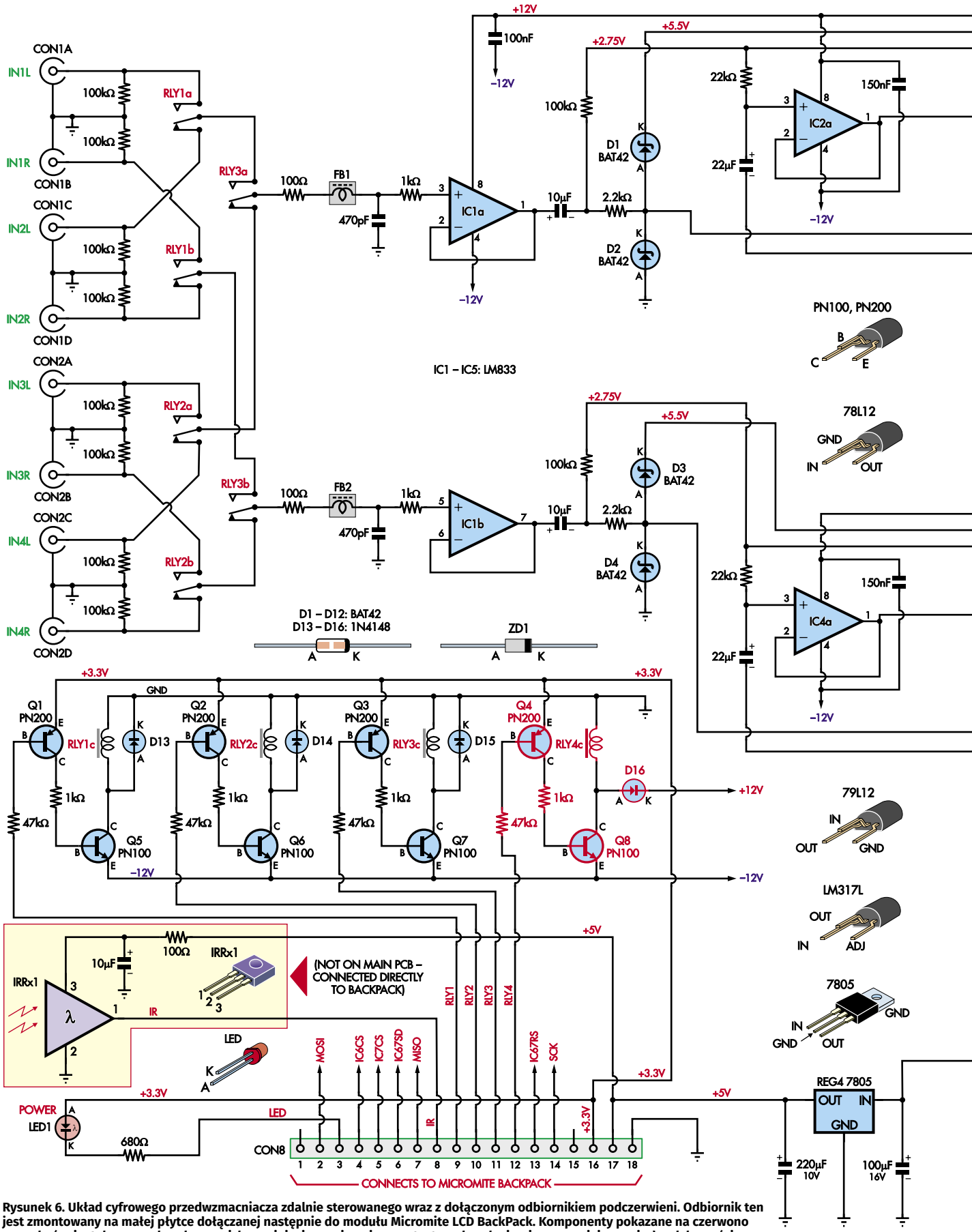
Kondensatory:

2 1000 µF 25V elektrolityczny
3 220 µF 16V elektrolityczny
3 100 µF 16V elektrolityczne
2 47 µF 16V elektrolityczny
2 22 µF 16V elektrolityczny
3 10 µF 16V elektrolityczny
2 1 µF 63V MKT
2 220 nF 63V MKT
4 150 nF 63V MKT
5 100 nF 63V MKT
2 33 nF 63V MKT
2 470 pF ceramiczny
4 100 pF C0G/NP0 ceramiczny

Rezystory: (wszystkie 1% 1/4 W osiowe metalizowane, o ile nie podano inaczej)

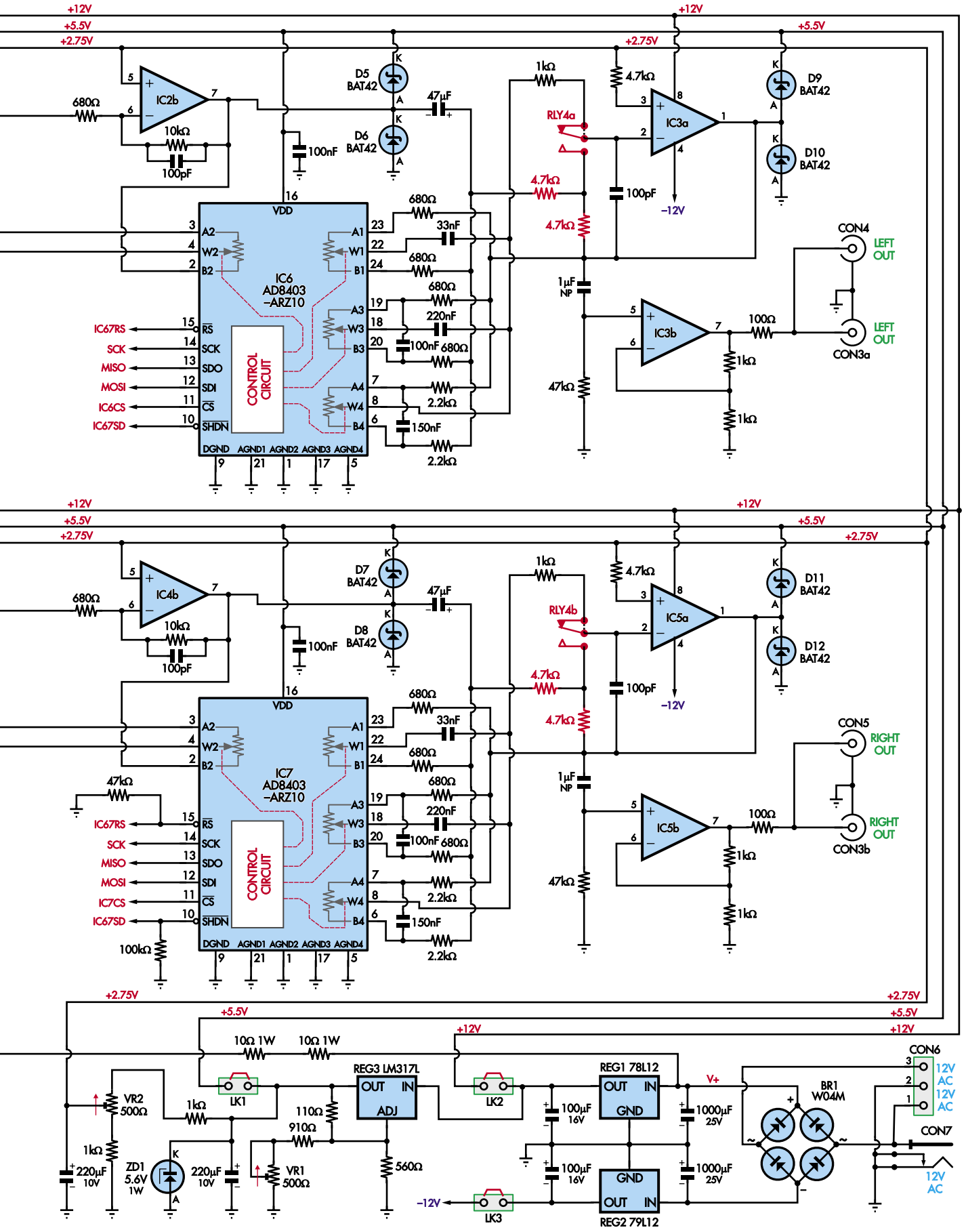
11× 100 kΩ	6× 2,2 kΩ	1× 110 Ω	6× 47 kΩ	13× 1 kΩ	5× 100 Ω	2× 10 Ω 1 W 5% lub 2× 10 kΩ
2× 22 kΩ	1× 910 Ω	11× 680 Ω	2× 4,7kΩ	1× 560Ω	4× 4,7 Ω 1 W 5% (patrz tekst)	

eprasa.pl 975b2f959b

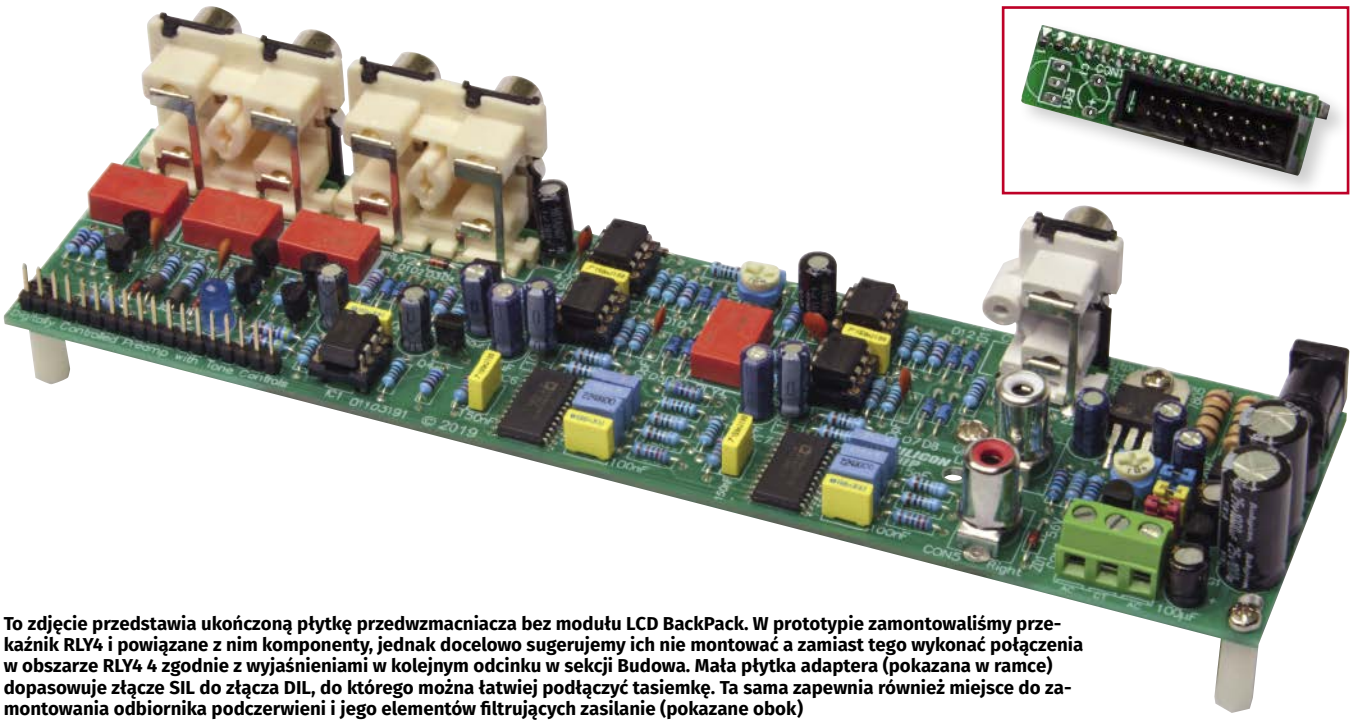


Rysunek 6. Układ cyfrowego przedwzmacniacza zdalnie sterowanego wraz z dołączonym odbiornikiem podczerwieni. Odbiornik ten jest zmontowany na małej płytce dołączanej następnie do modułu Micromite LCD BackPack. Komponenty pokazane na czerwono mogą być zainstalowane, ale zalecamy ich pominięcie, ponieważ nasze testy wykazały, że nie zapewniają one żadnych korzyści

eprasa.pl 975b2f959b



eprasa.pl 975b2f959b



To zdjęcie przedstawia ukończoną płytkę przedwzmacniacza bez modułu LCD BackPack. W prototypie zamontowaliśmy przekaźnik RLY4 i powiązane z nim komponenty, jednak docelowo sugerujemy ich nie montować a zamiast tego wykonać połączenia w obszarze RLY4 4 zgodnie z wyjaśnieniami w kolejnym odcinku w sekcji Budowa. Mała płytka adaptera (pokazana w ramce) dopasowuje złącze SIL do złącza DIL, do którego można łatwiej podłączyć tasiemkę. Ta sama zapewnia również miejsce do zamontowania odbiornika podczerwieni i jego elementów filtrujących zasilanie (pokazane obok)

tak, aby każdy z nich sterował poziomem sprzężenia zwrotnego w określonym zakresie częstotliwości.

Gdy wszystkie potencjometry są wyśrodkowane, sekcja regulacji tonów nie ma praktycznie żadnego wpływu na sygnał, działając po prostu jako wzmacniacz o wzmocnieniu –1. Gdy suwaki potencjometrów przesuwają się poza środek w jednym kierunku, składowe sygnału w tym zakresie częstotliwości są wzmacniane, wytwarzając podbicie tonów niskich, średnich lub wysokich. Gdy przesuwają się w przeciwnym kierunku, sygnały w tych zakresach częstotliwości są tłumione. Ponieważ stopień regulacji tonów jest odwracający, i stopień regulacji głośności również, faza sygnałów podawanych przez przedwzmacniacz jest zachowana. Wyjścia wzmacniaczy operacyjnych IC3a i IC5a są doprowadzane z powrotem do potencjometrów cyfrowych i są one ponownie dołączone do szyn zasilających za pomocą diod Schottky'ego. Kondensatory 100 pF bezpośrednio łączące wyjścia z wejściami odwracającymi wzmacniaczy zapewniają stabilność.

Przekaźnik RLY4 pełni funkcję obejściową. Gdy jest on załączony odwracające wejścia wzmacniaczy operacyjnych IC3a i IC5a nie są dołączone do potencjometrów cyfrowych. Zamiast tego są połączone ze środkowymi odczepami par rezystorów 4,7 kΩ łączących wyjście stopnia regulacji głośności z wyjściem stopnia regulacji barwy dźwięku. W ten sposób zapewniona jest paca tych dwu wzmacniaczy operacyjnych w konfiguracji inwerterów sygnału. Ideą tego rozwiązania jest wyeliminowanie wszelkich zniekształceń lub szumów, które mogą być wprowadzane przez potencjometry cyfrowe lub powiązane elementy pasywne, gdy pożądana jest płaska odpowiedź. W praktyce efektywność stopnia regulacji tonów jest na tyle dobra, że nie jest to konieczne. Chociaż pozostawiliśmy na płytce miejsce na przekaźnik RLY4 i powiązane z nim komponenty (modyfikacja w celu ich usunięcia nie przyniosłaby żadnych realnych korzyści), nie uważamy, aby dodatkowe koszty i złożoność układu były uzasadnione. Dlatego nasza lista części i szczegóły konstrukcyjne (które pojawią się w 2. części artykułu) nie będą uwzględniały tych komponentów.

Sygnały wyjściowe z układów regulacji tonów są ponownie sprzęgane zmiennoprądowo, aby usunąć składową stałą napięcia, a następnie wzmacniane dwukrotnie przez wzmacniacze operacyjne IC3b i IC5b. Pozwala to na uzyskanie amplitudy wyjściowej powyżej 1,9 V RMS, jeśli jest to pożądane, do około 3,8 V RMS przed obcięciem. Wyjściowe rezystory szeregowe 100 Ω zapobiegają wpływowi pojemności kabla na te stopnie wzmocnienia.

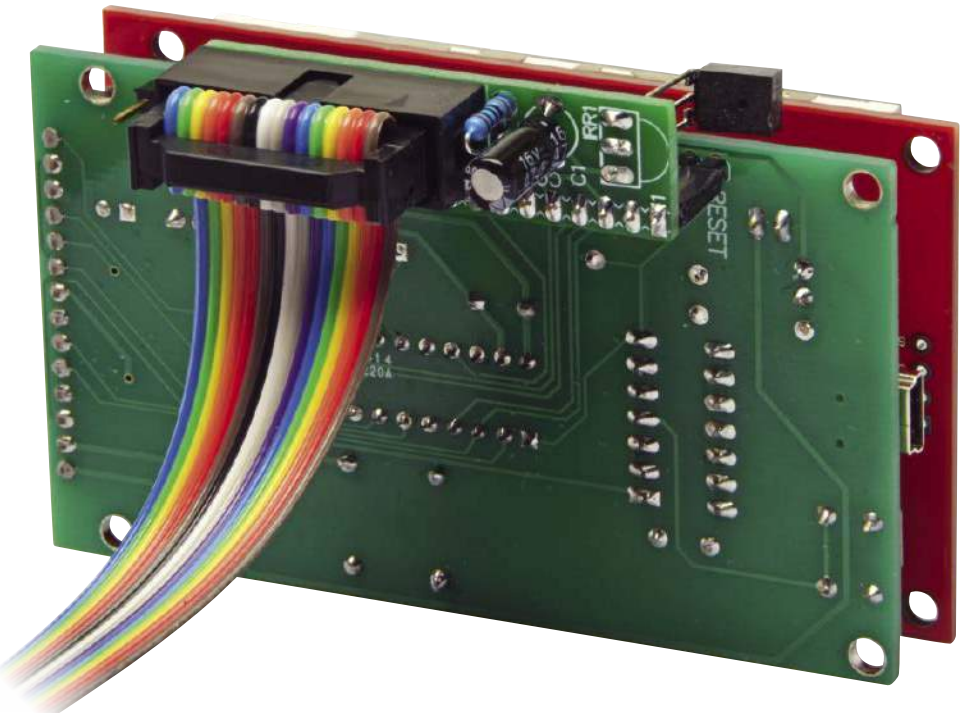
Dwa wyjścia są połączone równolegle; jedno jest dostępne na tylnym panelu (jeśli te złącza są zamontowane). Druga para składa się z pionowych złączy na płycie, które będą się lepiej nadawały do wewnętrznych połączeń z modułami wzmacniacza. Biorąc pod uwagę, że impedancja wyjściowa jest stosunkowo niska, powinno być możliwe korzystanie z obu wyjść jednocześnie. Może to mieć miejsce w przypadku wzmacniacza zintegrowanego, który zapewnia sygnały *pre-out*.

Sterowanie przez Micromite

Potencjometry cyfrowe są sterowane za pomocą magistrali szeregowej SPI, oddzielnej linii CS (*chip select*) dla każdego z nich, wspólnej linii resetu (*RS*) oraz wspólnej linii wyłączania (*SHDN*). Łącznie na potrzeby sterowania obydwoma układami scalonymi wykorzystano siedem linii cyfrowych. Mamy również do wysterowania cztery przekaźniki. Cewka każdego z przekaźników załączana jest za pomocą przydzielonego jej tranzystora NPN z zabezpieczającą diodą przeciwprzepięciową. Przekaźniki te mają cewki 12 V DC i są trochę nietypowo zasilane z linii –12 V. Dzieje się tak, ponieważ linia +5,5 V jest tworzona z linii+12 V, więc zasilamy przekaźniki z szyny ujemnej, aby lepiej zrównoważyć pobór prądu. Oznacza to, że wszystkie dodatnie wyprowadzenia cewek przekaźników są podłączone do GND, a ujemne wyprowadzenia są podłączone do –12 V. Niektóre diody zabezpieczające łączą się z GND, a niektóre z +12 V, w zależności od wygody projektowania płytki drukowanej. Tak czy inaczej, nadal będą absorbować skoki napięcia wstecznego i zapobiegać uszkodzeniom tranzystorów podczas wyłączania. Tranzystory PNP Q1...Q4 przesuwają poziom cyfrowych sygnałów sterujących przekaźników 0...3,3 V, aby umożliwić normalne przełączanie tranzystorów NPN z ich emiterami podłączonymi do linii –12 V. Przekaźniki włączają się więc, gdy powiązana linia sterująca jest ściągnięta do 0 V, i są wyłączone, gdy jest ona na poziomie +3,3 V lub pływa (wysoka impedancja).

eprasa.pl 975b2f959b

sklep.semicon.com.pl
■ Montaż elektroniki ■ Konwerting materiałów ■ Komponenty elektroniczne
■ Szablony SMT ■ Chemia dla elektroniki ■ Narzędzia
■ Moduły laserowe ■ Podzespoły
SEMICON®



Jedenaście linii sterujących jest podłączonych do złącza SIL CON8 tak, aby możliwe było bezpośrednie ich dołączenie do złącza I/O w module Micromite LCD BackPack. Są też dwa dodatkowe połączenia: jedno z nich umożliwia podświetlenie lub miganie diody LED (LED1) znajdującej się w module wyświetlacza w odpowiedzi na polecenia zdalnego sterowania, wskazanie, że zasilanie jest włączone itp. Dioda ta może być również zdublowana na panelu przednim, jeśli jest to pożądane, wraz z szeregowym rezystorem ograniczającym prąd. Drugie połączenie służy do odbioru podczerwieni, na pinie 8 złącza I/O. Mimo, że odbiornik podczerwieni i jego filtr zasilania (RC) są pokazane na schemacie przedwzmacniacza, to są one zamontowane na małej płytce przymocowanej do modułu wyświetlacza BackPack, ponieważ odbiornik musi być zamontowany za otworem na przednim panelu urządzenia.

Zasilanie

Zasilanie jest dość proste; prąd zmienny jest doprowadzany do gniazda zasilania CON7 lub listwy zaciskowej CON6. Jeśli używany jest transformator z odczepem środkowym, zwykle jest on podłączony do CON6, z odczepem do środkowego zacisku. Do CON6 można również podłączyć dzielone linie DC. Prąd zmienny użyty do zasilania jest prostowany przez mostek prostowniczy BR1 i filtrowany przez parę kondensatorów 1000 µF. Pulsujący prąd stały na tych kondensatorach jest następnie stabilizowany dla linii +12 V i –12 V DC przez układy REG1 i REG2. Wybraliśmy napięcie 12 V zamiast powszechnie stosowanego 15 V, ponieważ wydajność jest taka sama i nie potrzebujemy dodatkowego wahania sygnału, biorąc pod uwagę ograniczenie 5,5 V potencjometrów cyfrowych. Zapewnia to również rezerwę dla regulacji.

Linia +12 V jest obniżana do +5,5 V za pomocą regulowanego stabilizatora REG3. Jest on zaprojektowany tak, aby można go było ustawić dokładnie na +5,5 V; dla bezpieczeństwa nie chcemy przekraczać maksymalnego zalecanego napięcia zasilania dla IC6 lub IC7 (nawet jeśli bezwzględne maksymalne wartości znamionowe są znacznie wyższe). W celu ograniczenia zakresu regulacji zastosowano szeregowy rezystor stały. Dioda Zenera ZD1 działa jako zabezpieczenie, więc jeśli wyjście REG3 jest z jakiegoś powodu zbyt wysokie, powinna przewodzić i zapobiegać uszkodzeniu IC6 i IC7. Środkowa linia zasilania +2,75 V jest wyprowadzana z linii +5,5 V za pomocą dzielnika rezystancyjnego i ustawiana za pomocą VR2, dzięki czemu sygnał przycinający się do linii zasilania jest symetryczny. Jest on filtrowany za pomocą kondensatora 220 µF, dzięki czemu impedancja źródła widziana przez resztę obwodu jest niska, co zapobiega niepożądanym przesłuchom itp.

Zworki LK1...LK3 służą do testowania, ponieważ IC6 i IC7 są to układy SMD. Zworki te można wyjąć podczas sprawdzania napięć zasilania, wówczas IC6, IC7 i wzmacniacze operacyjne nie będą zasilane. Gdy napięcia zasilania zostaną zweryfikowane jako prawidłowe, można je włożyć i ponownie włączyć urządzenie.

Wreszcie, regulator REG4 zapewnia zasilanie 5 V DC do zasilania obwodów sterujących BackPack. Dwa szeregowe rezystory 10 Ω 1 W zostały dodane, aby zapobiec przegrzaniu tego stabilizatora ze względu na stosunkowo wysoki prąd wymagany przez moduł BackPack i dużą różnicę między napięciem wejściowym (12 V) i wyjściowym (5 V). Takie rozwiązanie sprawdza się, chociaż rezystory są dość gorące, gdy podświetlenie LCD BackPack jest ustawione na wysoką jasność. Niestety nie ma miejsca na zamontowanie radiatora na REG4, więc jeśli okaże się, że jest to problem, można dodać więcej rezystorów. Na przykład cztery rezystory 4,7 Ω/1 W zamontowane pionowo zamiast poziomo skuteczniej oddadzą do otoczenia wydzielone ciepło.

Oprogramowanie

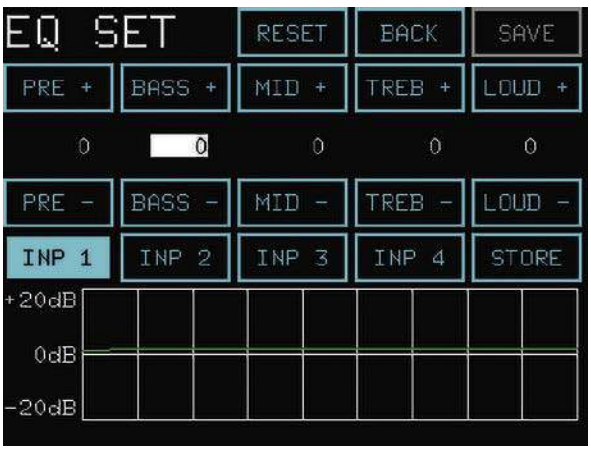
Ze względu na to, że modułem sterującym jest Micromite, oprogramowanie zostało napisane w języku BASIC (a dokładniej MMBasic). Program sterujący dla przedwzmacniacza cyfrowego jest dość mały w porównaniu do innych projektów opartych na Micromite. Wynika to głównie ze stosunkowo prostych funkcji realizowanych programowo, a większość zadań wykonuje sprzęt.

Procesor Micromite steruje czterema przekaźnikami i dwoma układami scalonymi potencjometrów cyfrowych, z których każdy ma cztery potencjometry, czyli w sumie jest ich osiem. Micromite steruje również diodą LED i odbiera sygnały z odbiornika podczerwieni. Chociaż kod MMBasic zapewnia przerwanie wyzwalane po odebraniu kodu IR, używamy go po prostu do ustawienia flagi, ponieważ inne operacje mogą być wykonywane, gdy przerwanie jest wyzwalane. Odebrane polecenie jest przetwarzane później, gdy Micromite jest bezczynny. Uważamy, że wielu konstruktorów będzie chciało korzystać z 2,8-calowego ekranu dotykowego (np. takiego, jaki zastosowano w oryginalnym BackPack lub BackPack V2), ponieważ będzie on lepiej pasował do przedniego panelu wielu obudów odpowiednich dla przedwzmacniacza. Jeśli znajdzie się miejsce można użyć modułu Micromite LCD BackPack V3 charakteryzującego się większą rozdzielczością i większym 3,5-calowym ekranem dotykowym. Oprogramowanie zostało zaprojektowane w taki sposób, aby mogło korzystać z dowolnego ekranu po wprowadzeniu niewielkich zmian w kodzie, a obie wersje (kod BASIC i pliki HEX) zostaną dostarczone w pakiecie do pobrania dla tego projektu.

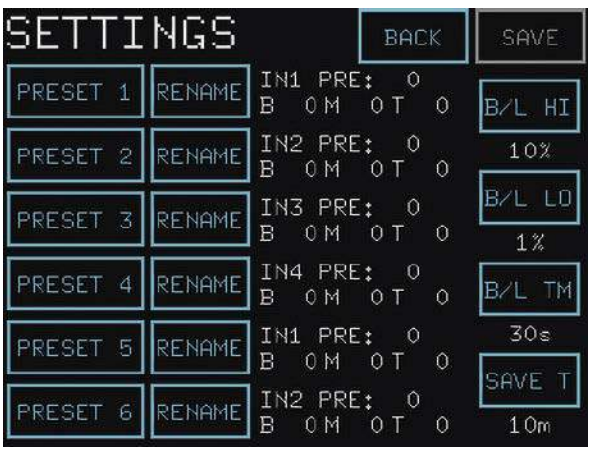
eprasa.pl 975b2f959b



Ekran 1. Ekran główny posiada przyciski do szybkiego wczytania jednej z sześciu nastaw, zmiany głośności, wyciszenia wyjścia lub przejścia do jednego z dwóch ekranów ustawień (ustawienia wstępne i regulacja tonów/EQ)



Ekran 2. Ekran regulacji dźwięków/korektora (EQ). W tym miejscu można ustawić wartości podbicia/obcięcia tonów niskich/średnich/wysokich, a także regulację głośności (PRE+/–). Poniżej wyświetlane jest przybliżenie wynikowej charakterystyki częstotliwościowej. Można również przełączać się między wejściami, regulować głośność, zerować ustawienia lub zapisywać je w bieżącym ustawieniu wstępnym



Ekran 3. Na ekranie ustawień wstępnych można przełączać się między sześcioma ustawieniami wstępnymi, nadawać im nazwy, przeglądać ich ustawienia oraz dostosowywać jasność podświetlenia i limit czasu



Ekran 4. Jeśli zdecydujesz się nadać nazwę jednemu z ustawień wstępnych, zostanie wyświetlona podstawowa klawiatura QWERTY, dzięki której możesz wprowadzić nową nazwę lub zmienić istniejącą

Interfejs użytkownika

Podobnie jak w przypadku innych projektów wykorzystujących Micromite BackPacks, poszczególne funkcje urządzenia są uruchamiane z poziomu różnych ekranów. Ekran główny („MAIN”) zawiera funkcje, które będą najczęściej używane, podczas gdy dwa inne ekrany umożliwiają dostosowanie ustawień.

Ekran „MAIN” (**ekran 1**) ma sześć przycisków odpowiadających sześciu ustawieniom wstępnym. Chociaż dostępne są tylko cztery wejścia, niektórzy czytelnicy mogą podłączać je do innych urządzeń z większą liczbą wejść, wiele ustawień wstępnych może więc korzystać z tego samego wejścia, aby zapewnić różne niestandardowe profile dźwiękowe dla każdego wejścia. Można również wybrać różne profile dźwiękowe dla tego samego urządzenia (np. w celu dopasowania do filmów lub odtwarzania muzyki). Jeśli wybrane jest jedno z ustawień wstępnych, odpowiadający mu przycisk jest podświetlony; przycisk *MUTE* jest również podświetlony, gdy jest aktywny. Trzy kolejne przyciski zapewniają funkcje MUTE, VOLUME UP i VOLUME DOWN. Te dziewięć przycisków odpowiada dokładnie funkcjom dostępnym za pośrednictwem pilota na podczerwień. Poziom głośności jest również wyświetlany numerycznie.

W prawym górnym rogu znajduje się znacznie mniejszy przycisk *SAVE*. Jego naciśnięcie powoduje zapisanie bieżących ustawień w pamięci Flash, jeśli zostały zmienione. Dostępna jest również funkcja automatycznego zapisu czasowego. W trosce o trwałość pamięci Flash, domyślnie jest to 10 minut (niezapisanych zmian), ale można to zmienić. Jeśli są jakieś niezapisane zmiany przycisk *SAVE* ma kolor czerwony; w przeciwnym razie jest szary. Poniżej przycisku SAVE znajduje się licznik czasu pokazujący liczbę sekund przed przejściem ekranu w tryb bezczynności o niskiej jasności.

Dwa kolejne przyciski zapewniają dostęp do ustawień. Ekran „EQ SETTINGS” (**ekran 2**) służy do ustawiania regulacji tonów i wyboru wejścia. Jest na nim pokazany również przybliżony wykres charakterystyki częstotliwościowej bieżących ustawień. Wykres opiera się na testach przeprowadzonych z naszym prototypem, więc nie odzwierciedla odchyleń wynikających z tolerancji komponentów. Obliczenia zakładają, że odpowiedź częstotliwościowa każdego stopnia jest liniowa, co nie ma zastosowania w skrajnych położeniach suwaka potencjometru. Wykres generowany jest na podstawie wartości w tablicy, które stanowią wartość średnią na krok potencjometru przy 10 różnych częstotliwościach. Są to wartości, które należy zmienić,

eprasa.pl 975b2f959b



Ekran 5. Naciśnięcie przycisku „Enter" (Ent) powoduje potwierdzenie nowej nazwy wprowadzonego ustawienia wstępnego



Ekran 6. Prostsza klawiatura numeryczna służy do wprowadzania procentowych wartości jasności podświetlenia. Dostępne jest jedno ustawienie dla aktywnego korzystania z ekranu dotykowego i drugie ustawienie przyciemnienia po upływie limitu czasu. Aby uzyskać najlepszą wydajność dźwięku, sugerujemy użycie 0% (podświetlenie wyłączone) jako wartości limitu czasu



Ekran 7. Komunikat potwierdzenia wyświetlany po dostosowaniu jednego z ustawień jasności



Ekran 8. Komunikat o błędzie wyświetlany w przypadku wprowadzenia nieprawidłowej wartości

aby dokładnie scharakteryzować urządzenie. Wartości domyślne powinny być akceptowalne dla większości użytkowników.

Ekran SETTINGS (**ekran 3**) umożliwia przypisanie aktualnie ustawionych nastaw barwy dźwięku do ustawień wstępnych (*presets*) i zmianę ich nazw. Parametry każdego ustawienia wstępnego są wyświetlane obok przycisków. Są one wyświetlane w krokach potencjometru cyfrowego od –127 do +127, z zerem oznaczającym punkt środkowy.

Każdemu z sześciu ustawień wstępnych można zmienić nazwę, naciskając odpowiedni przycisk *RENAME*. Spowoduje to wyświetlenie klawiatury umożliwiającej wprowadzanie wielkich liter i cyfr (**ekran 4**). Aby dobrze wykorzystać dostępną przestrzeń, uwzględniono tylko ograniczony zestaw klawiszy. Wśród nich są też przyciski: „Backspace", „Enter" i „Cancel". Po naciśnięciu przycisku „Enter" na krótko jest wyświetlana nowa nazwa (**ekran 5**).

Ponadto dostępne są przyciski umożliwiające numeryczne wprowadzanie trzech ustawień podświetlenia (normalna intensywność, intensywność bezczynności i limit czasu bezczynności) oraz ustawienia limitu czasu zapisywania. Naciśnięcie odpowiedniego przycisku powoduje wyświetlenie klawiatury numerycznej umożliwiającej wprowadzenie nowej wartości, przy czym monit zawiera zakres prawidłowych wartości (**ekran 6**). Wprowadzenie wartości powoduje również wyświetlenie krótkiego wyskakującego okienka wskazującego wprowadzoną wartość (**ekran 7**) lub informującego o błędzie, jeśli wprowadzona liczba jest poza zakresem (**ekran 8**). Dla uproszczenia obsługiwane są tylko dodatnie wartości całkowite.

Normalne wartości podświetlenia mieszczą się w zakresie 1...100%, ale podświetlenie bezczynności rozszerza dolną granicę do 0%, co odpowiada całkowitemu wygaszeniu wyświetlacza. Jest to przydatne, jeśli nie chcesz, aby wyświetlacz przeszkadzał na przykład w oglądaniu filmu w ciemnym pomieszczeniu. Podświetlenie bezczynności jest aktywowane tylko na ekranie MAIN, więc nie przeszkadza w zmianie ustawień. Dotknięcie dowolnego miejsca na ekranie spowoduje jego wybudzenie; można użyć obszaru tytułu u góry ekranu, aby przez przypadek nie zmienić nastaw żadnego parametru. Szczegóły konfiguracji i obsługi wyjaśnimy w kolejnym odcinku, po omówieniu szczegółów budowy i testów. ■

Nicholas Vinen, Tim Blythman

Artykuł reprodukowano na podstawie umowy z magazynem „Silicon Chip", 2022.
www.siliconchip.com.au

eprasa.pl 975b2f959b

Używanie światła do generowania efektów dźwiękowych

Sterowany napięciem filtr syntezatora 24 dB/okt. z użyciem fotorezystorów



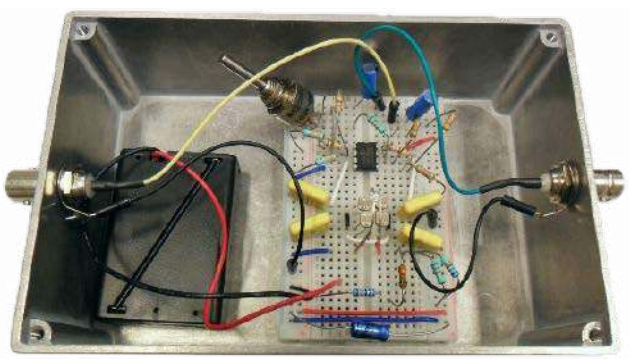
W artykule opisano prosty układ przestrajanego filtru, niewymagającego użycia żadnych specjalnych układów scalonych, a jedynie dwóch zwykłych wzmacniaczy operacyjnych, które mogą być zasilane z pojedynczego źródła zasilania 5 V. Pomimo swojej prostoty filtr oferuje bardzo niskie zniekształcenia (THD < 0,01%), przetwarzanie sygnałów o dużej amplitudzie i szeroki zakres dynamiki (> 90 dB).

Przedstawiony poniżej projekt filtru dolnoprzepustowego audio, o nachyleniu 24 dB/okt, wykorzystuje do przestrajania cztery fotorezystory, oświetlane przez pojedynczą diodę LED. Jasność diody LED steruje częstotliwością odcięcia filtru w zakresie od około 20 Hz do 20 kHz. Dobroć filtru (tj. współczynnik Q lub rezonans) można zmieniać aż do uzyskania oscylacji, co jest atrakcyjną funkcją w przypadku zastosowania w syntezatorach muzycznych. Układ jest łatwy do zbudowania, a koszt komponentów to około 4 Euro.

Filtr został zaprojektowany z myślą o syntezatorach muzycznych, ale jego wysoka jakość sprawia, że nadaje się do użycia w wielu różnych aplikacjach audio. Przed zbudowaniem prototypu na płytce stykowej, projekt został poddany symulacji programowej w celu oszacowania jego parametrów. Przykładowe nagrania dźwiękowe i film demonstracyjny są dostępne na stronie projektu Elektor Labs [1].

Dwie wersje

Dostępne są dwie wersje filtru, jedna prostsza: zasilana symetrycznie z podwójnego zasilania i druga, trochę bardziej złożona, z zasilaniem niesymetrycznym. Dodając kilka rezystorów i kondensatorów, można przekształcić pierwszą wersję w drugą. Zbudowano i zmierzono drugą wersję, z pojedynczym zasilaniem (**rysunek 1**).



Rysunek 1. Wersja filtru z pojedynczym zasilaniem została zbudowana na płytce stykowej i umieszczona w metalowym pudełku w celu sprawdzenia działania przy zasilaniu z trzech baterii AAA

Opis układu (wersja z zasilaniem symetrycznym)

Omówimy obwód filtru z zasilaniem symetrycznym, ponieważ składa się on z mniejszej ilości elementów. Pokazano go na schemacie na **rysunku 2**. Wersja z pojedynczym zasilaniem (**rysunek 3**) działa dokładnie tak samo.

Sercem układu jest filtr dolnoprzepustowy RC, o nachyleniu 6 dB/oktawę, z rezystorem R zastąpionym przez fotorezystor **FR**. Cztery takie filtry połączono szeregowo, aby uzyskać sumaryczne nachylenie 24 dB/oktawę. Zmiana rezystancji czterech fotorezystorów, w tym samym czasie, za pomocą pojedynczej diody LED daje filtr o częstotliwości odcięcia, którą można przestrajać w szerokim zakresie (>1:1000).

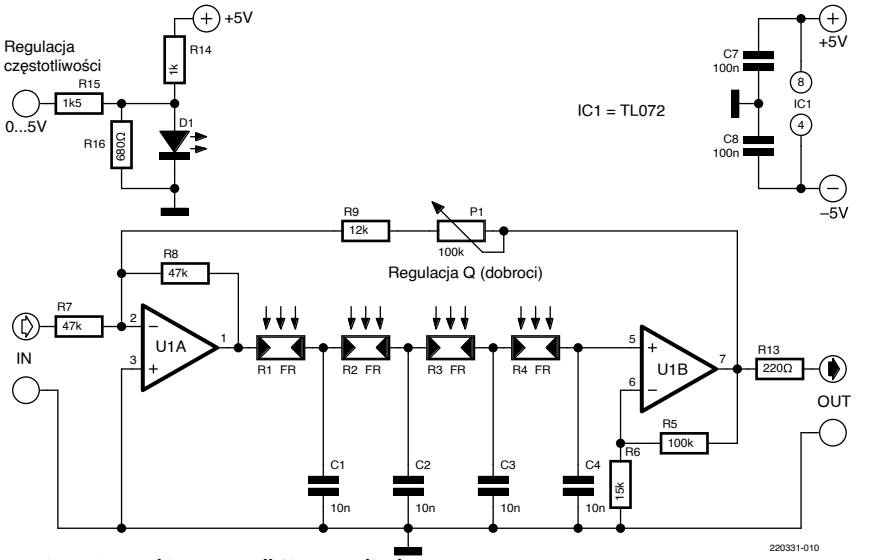
Kaskadowe połączenie czterech identycznych obwodów RC bez buforów rozdzielających może wyglądać jak przepis na katastrofę, która skutkuje bardzo słabym filtrem z mało eleganckim przejściem na częstotliwości odcięcia, ale ponieważ słynny filtr drabinkowy Mooga również opiera się na tej zasadzie, to może nie wszystko jest tutaj złe. Od red. EdW: W oryginalnym filtrze Mooga, dzięki zastosowaniu tranzystorów pracujących w stanie aktywnym, poszczególne stopnie nie obciążają siebie nawzajem. Takie zjawisko występuje w późniejszych rozwiązaniach układowych, z diodami zamiast tranzystorów, które powstały po to, by mieć filtr, a nie naruszyć zastrzeżeń patentowych oryginału. Mimo podobieństw układowych filtry te mają różne charakterystyki i przez to różne brzmienie.

Sprzężenie zwrotne obejmujące zespół czterech filtrów FR/C pozwala na uzyskanie regulowanego podbicia rezonansowego przy częstotliwości granicznej filtru. Dodatek **Wyjaśnienie parametru Q filtru** opisuje to bardziej szczegółowo.

eprasa.pl 975b2f959b

Wzmacniacz operacyjny U1A buforuje wejście i dodaje doń globalny sygnał sprzężenia zwrotnego przez R9 i P1. Wzmacniacz U1B to bufor o wysokiej impedancji dla kaskady FR/C, który dodaje też wzmocnienie potrzebne do skompensowania strat w pobliżu częstotliwości odcięcia. P1 ustawia ilość ogólnego sprzężenia zwrotnego. Filtr przechodzi od odpowiedzi tłumionej do pełnej oscylacji, przy zmianie wartości P1 od 100 kΩ do 0. Zastąpienie P1 kombinacją LED-FR pozwoliłoby na elektroniczne sterowanie współczynnikiem Q. Zapoznaj się z wstawką zatytułowaną *Wyniki symulacji odpowiedzi filtru*, aby uzyskać informacje na temat dostrajania częstotliwości i krzywych regulacji dobroci (Q).

Szczegółowe wyjaśnienie wyboru diody LED D1 i koncepcji jej obwodu sterowania znajduje się we wstawce *Kombinacja LED-FR*.



Rysunek 2. Schemat ideowy wersji filtru z zasilaniem symetrycznym

Zalety koncepcji

Większość analogowych filtrów przestrajalnych wykorzystuje bardziej złożone obwody, które niestety działają tylko przy małych poziomach sygnału (<100 mV_{pp}), aby móc utrzymać zniekształcenia na akceptowalnym poziomie. Przykładami są filtry oparte na tranzystorach lub diodach o przestrajanym prądem punkcie pracy, dyskretnych lub zintegrowanych w specjalnych układach scalonych. (np. OTA, takich jak słynny LM13700). Z drugiej strony konstrukcja oparta na fotorezystorach obsługuje sygnały o amplitudzie kilku woltów przy bardzo niskich wartościach zniekształceń. W rzeczywistości zakres zmienności napięcia w układzie jest ograniczony głównie przez zastosowane wzmacniacze operacyjne i napięcie zasilania, ponieważ większość fotorezystorów może wytrzymać do 100 V lub więcej. Możesz nawet zbudować ten filtr na lampach! Ponieważ poziom szumów obwodu jest dość niski – jest określany głównie przez wzmacniacze operacyjne i równoważny szum fotorezystorów – to dzięki temu można uzyskać szeroki zakres dynamiki.

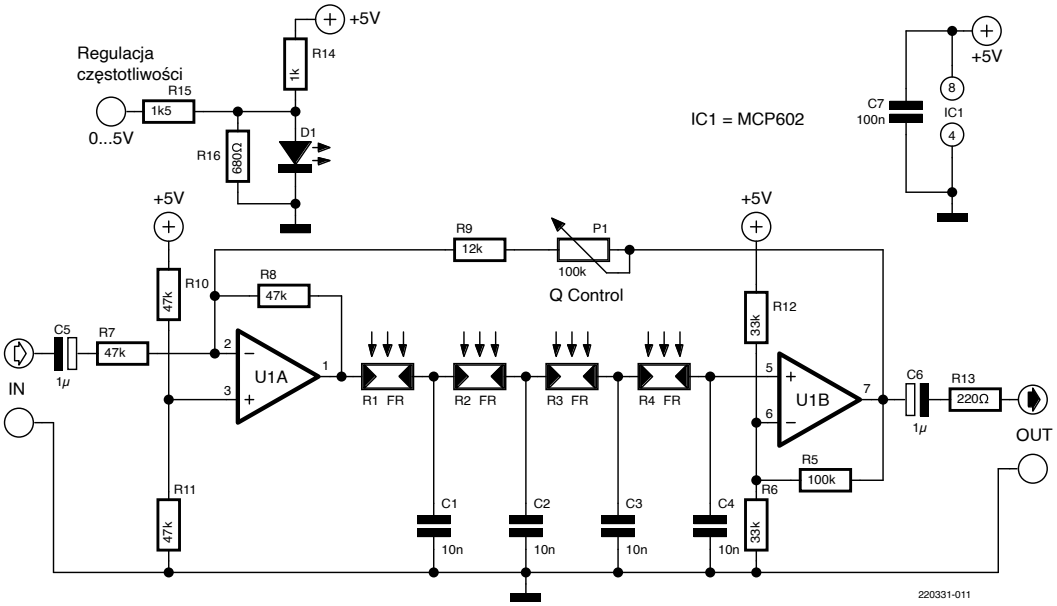
Kolejną zaletą układu jest wyjątkowo niskie przenikanie napięcia sterującego do ścieżki audio, ponieważ w obwodzie przestrajania ma on tylko sprzężenie optyczne.

Z odpowiednimi wzmacniaczami operacyjnymi (tu MCP602) układ jest zasilany z pojedynczego zasilacza o niskim napięciu (od 3 V do 5 V), dzięki czemu jest kompatybilny z aplikacjami mikroprocesorowymi, takimi jak Arduino.

Korzystanie z napięciowego sterowania diodą LED (patrz wstawka *Kombinacja LED-FR*) pozwala uzyskać surową, ale z grubsza wykładniczą krzywą przestrajania, która jest potrzebna w zastosowaniach syntezatorowych (muzycznych). Aby uzyskać bardziej precyzyjne (ale liniowe) przestrajanie, do sterowania diody LED można zastosować źródło prądowe lub sygnał PWM.

Ograniczenia koncepcji

Dla uczciwości, trzeba też wspomnieć o tym, że przedstawiona tutaj koncepcja filtru ma również pewne wady w porównaniu z innymi rozwiązaniami. Ustawianie częstotliwości odcięcia nie jest zbyt precyzyjne. Jest

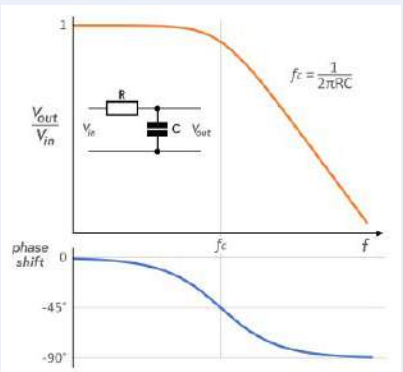


Rysunek 3. Dodając kilka rezystorów i kondensatorów, filtr z podwójnym zasilaniem można przekształcić w filtr z jednym zasilaniem

eprasa.pl 975b2f959b

Wyjaśnienie parametru Q filtru

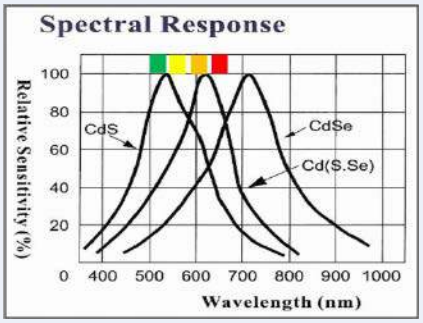
Filtr dolnoprzepustowy RC, to nie tylko filtr, ale także przesuwnik fazowy zależny od częstotliwości, zaczynający się od 0°, przechodzący przez –45° przy częstotliwości odcięcia i zbliżający się do –90° powyżej niej. Przy czterech takich filtrach RC połączonych szeregowo przesunięcie fazowe przy częstotliwości odcięcia wynosi 4×–45°=–180°. Oznacza to, że sygnał na wyjściu jest lustrzanym odbiciem wejściowego przy tej częstotliwości. Dlatego też, gdy zastosujemy ujemne sprzężenie zwrotne z wyjścia z powrotem do wejścia filtru, wynikiem będzie dodatnie sprzężenie zwrotne na częstotliwości odcięcia, co spowoduje szczytowe wzmocnienie na tej częstotliwości. To zapewnia filtrowi ostre przejście charakterystyki przy częstotliwości odcięcia. Dostosowując ilość ujemnego sprzężenia zwrotnego, można zmieniać szczytowe wartości wzmocnienia. Przy pewnym maksymalnym sprzężeniu zwrotnym, filtr może stać się oscylatorem (falą sinusoidalną), który można przestrajać w zakresie od 20 Hz do 20 kHz.



Kombinacja LED-FR

Konstrukcja

Dioda LED jest zamontowana od około 5 do 7 mm nad czterema fotorezystorami. Wymagania dotyczące precyzji mechanicznej są skromne, pomiary nie wykazują znaczącej różnicy w odpowiedzi przy przesunięciu diody LED o 1–2 mm poza oś. Upewnij się, że obwód jest odpowiednio osłonięty przed światłem otoczenia, ponieważ spowoduje to również modulację częstotliwości filtru!



Źródło: Karta katalogowa fotorezystora LDR GL5537-1 firmy JCHL

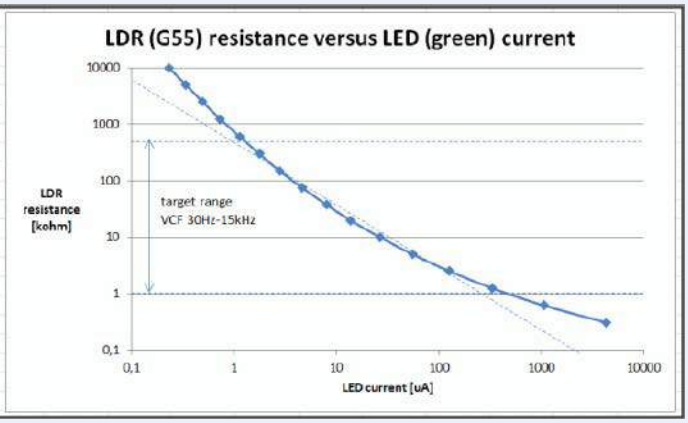
Wybór koloru diody LED

Użyłem fotorezystorów opartych na siarczku kadmu (CdS), wtedy zielony lub żółty kolor światła działa najlepiej, jak pokazano na tym wykresie odpowiedzi spektralnej.

Czułość

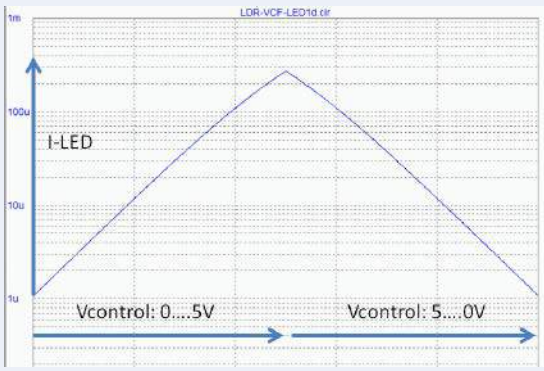
Pomiar wykazał, że rezystancja fotorezystora zmienia się w przybliżeniu liniowo w funkcji prądu diody LED, w zakresie rezystancji od 500 kΩ do 1 kΩ. W sumie rezystancję fotorezystora można było zmieniać w zakresie od 10 MΩ do 300 Ω, jak pokazano na tej zmierzonej krzywej.

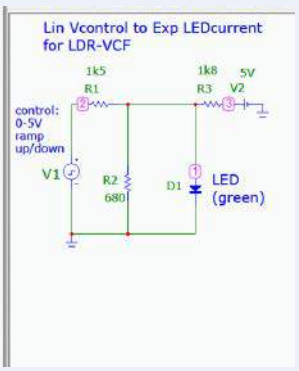
I-LED uA	R-LDR kohm
0,23	10000
0,34	5000
0,49	2500
0,73	1250
1,14	600
1,77	300
2,77	150
4,63	75
7,99	37,5
13,76	20
26,5	10
55,4	5
127,4	2,5
334	1,25
1060	0,62
4290	0,31



Uwaga: Zastosowano tutaj zieloną diodę LED o bardzo dużej jasności (OVLBG4C7), 0,5 µA wystarczyło do uzyskania światła widzialnego i rozpoczęcia obniżania rezystancji fotorezystora.

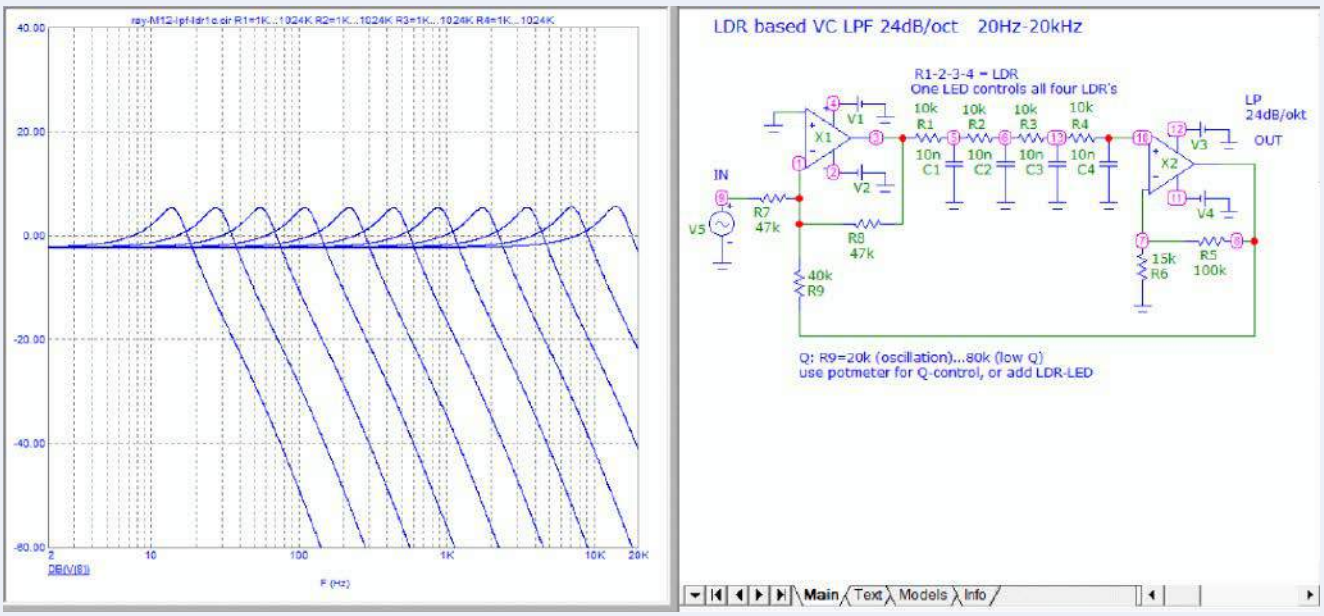
Poniżej pokazano bardzo prosty, ale niedokładny sposób podejścia do wykładniczej krzywej sterowania, bez użycia dodatkowych obwodów. Koncepcja jest następująca. Podczas sterowania diodą (tutaj diodą LED) za pomocą napięcia, wynikowy prąd jest jego wykładniczą funkcją. Podłączanie źródła napięcia bezpośrednio do diody LED nie jest dobrym pomysłem, ale tutaj używamy wystarczająco niskich wartości rezystorów, aby zbliżyć się do tego. Poniższa symulacja pokazuje, że gdy przesuniemy napięcie sterujące w sposób liniowy od 0 do 5 V, otrzymamy wykładniczy wzrost prądu diody LED od 1 µA do 300 µA. W praktyce może być konieczne dostosowanie wartości rezystorów do konkretnej diody LED. Jak wspomniano, jest to dość niedokładne i zależne od temperatury, ale to najprostszy sposób podejścia do sterowania wykładniczego w zastosowaniach syntezatorowych. Przykłady dźwiękowe zostały wykonane przy użyciu tego elementu sterującego.



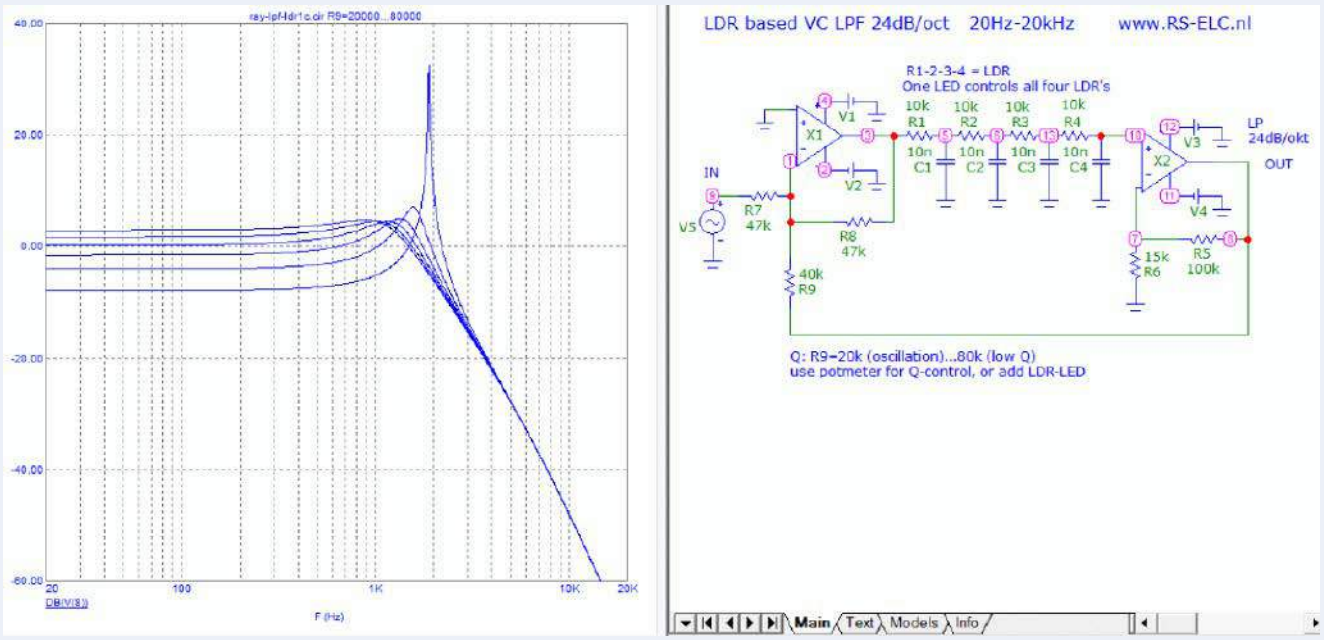


eprasa.pl 975b2f959b

Wyniki symulacji pracy filtru (Filter Response Simulation Results)



W tej symulacji częstotliwość odcięcia filtra jest zmieniana od 20 Hz do 20 kHz, przy zachowaniu stałej wartości jego dobroci (Q)



W tym przypadku wartość rezystora R9, regulacji dobroci filtru, jest zmieniana w zakresie od 80 kΩ do 20 kΩ, przy jednoczesnym utrzymaniu częstotliwości odcięcia na stałej wartości

REKLAMA

Publikujemy dla projektantów i programistów elektroniki. Odwiedź

ELPORTAL.pl

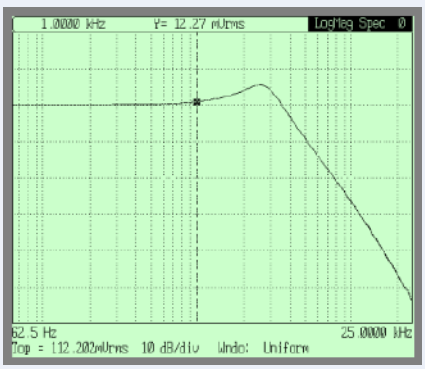
Znajdziesz nas również na Facebooku: facebook.com/ElportalPL

eprasa.pl 975b2f959b

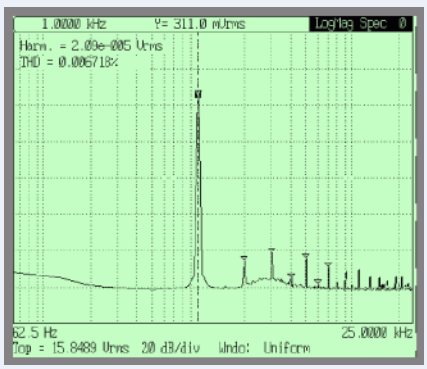
Pomiary zniekształceń

Do tych pomiarów wykorzystano analizator widma firmy Stanford Research typu SR770 FFT z wbudowanym generatorem. Aby zapobiec przechwytywaniu zakłóceń elektrycznych i optycznych, obwód umieszczono w zamkniętym metalowym pudełku zawierającym również baterie (patrz rysunek 1). Obwód działał z pojedynczym zasilaniem 4,5 V (3 ogniwa typu AAA).

Najpierw analizator ustawiono na pomiar charakterystyki częstotliwościowej filtru. Następnie generator ustawiono na wytwarzanie fali sinusoidalnej o częstotliwości 1 kHz, a analizator na pomiar widma sygnału wyjściowego filtru, w zakresie do 25 kHz. Na tej podstawie obliczono całkowite zniekształcenia harmoniczne (THD) dla pierwszych sześciu harmonicznych. Filtr został ustawiony na częstotliwość odcięcia 4 kHz. Powodem takiego wyboru jest dodatnie sprzężenie zwrotne przy częstotliwości odcięcia, które zwiększa zniekształcenia. Jest to więc najgorszy scenariusz dla zniekształceń drugiej i trzeciej harmonicznej (zwykle dominujących). Można argumentować, że tłumi on część wyższych harmonicznych, ale sprawdzenie przy f_g=13 kHz wykazało prawie taki sam wzór harmonicznych.



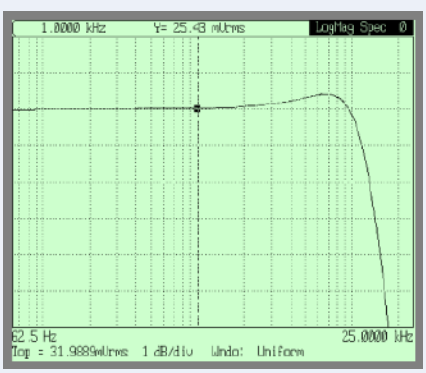
Zmierzona charakterystyka filtru



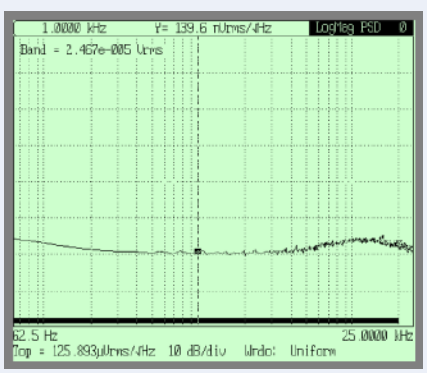
Widmo sygnału wyjściowego

Pomiar szumu i zakresu dynamiki

Widmo szumów wyjściowych zmierzono przy wyłączonym źródle i wynosi łącznie 25 μV_{rms} (–89,8 dBu) w paśmie audio do 20 kHz. W połączeniu z maksymalną obsługą sygnału 4 V_{pp} (1,4 Vrms = 5.14 dBu) prowadzi to do zakresu dynamicznego 95 dB. Pamiętaj, że możesz to poprawić, stosując wyższe napięcie zasilania.



Zmierzona charakterystyka filtru (1 dB/dz) fg=13 kHz (–3 dB)



Widmo szumów filtru

wystarczające do podstawowych zastosowań w syntezatorach, ale w przypadku dokładniejszych zastosowań może być potrzebna tabela kalibracji lub dodatkowy obwód sprzężenia zwrotnego.

Ponadto szybkość przestrajania częstotliwości odcięcia jest ograniczona przez stosunkowo wolne fotorezystory. Podczas zwiększania częstotliwości granicznej filtru, zmierzona odpowiedź pozostaje rzędu milisekund, ale zmniejszanie jej może zająć do 50 ms, a nawet do 500 ms w przypadku bardzo niskich częstotliwości odcięcia. Możliwe są zatem krótkie czasy „ataku", aby otworzyć filtr na początku nuty. W muzyce czas ataku dźwięku (tj. narastania jego głośności) jest zwykle krótszy niż czas jego zaniku, dzięki czemu ten filtr nadaje się do zastosowań muzycznych.

Sugestie i uwagi

Zakres dynamiczny filtru można jeszcze bardziej zwiększyć, stosując wyższe napięcia zasilania. Jak wspomniano wcześniej, fotorezystory zazwyczaj mogą obsługiwać sygnały do 100 V.

Aby uzyskać dokładniejszą i stabilniejszą kontrolę częstotliwości, możesz użyć pięciu fotorezystorów zamiast czterech i użyć jednego w pętli sprzężenia zwrotnego wzmacniacza operacyjnego sterującego diodą LED. Ponieważ filtr został zaprojektowany z myślą do zastosowania w syntezatorach muzycznych, wzmocnienie było całkowicie zależne od wartości Q, aby uniknąć dużych wzrostów sygnału wyjściowego. Alternatywnie sygnał wejściowy może być podawany na nieodwracające wejście U1a zamiast na jego wejście odwracające. Ograniczyłoby to wpływ wartości dobroci filtru na jego wzmocnienie, a on sam uzyskałby nieodwracającą funkcję przenoszenia. ■

Raymond Schouten
(Holandia)

Pytania lub komentarze?
Jeśli masz pytania techniczne, wyślij e-mail do autora na adres albot.dumitru@hsrw.org, do zespołu redakcyjnego Elektora na adres editor@elektor.com lub z redakcją EdW redakcja@elportal.pl

LINKI INTERNETOWE

[1] https://www.elektormagazine.com/labs/voltage-controlled-24dboct-synthesizer-filter-using-ldrs

REKLAMA

EP.com.pl Odwiedź stronę z mnóstwem doskonałych projektów

eprasa.pl 975b2f959b

Elektor Bestsellers

SAVE UP TO 26% NOW!

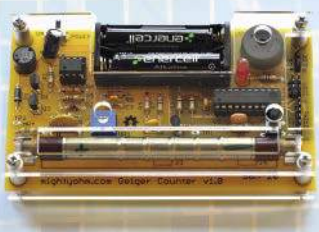
















www.elektor.com/sale/deals

Elektor SUMMER SALE

eprasa.pl 975b2f959b

elektor design > share > earn



Panel przedni zapewnia dostęp do sześciu gniazd USB: dwóch portów *downstream* (DFP) po lewej stronie i czterech portów *upstream* (UFP) po prawej stronie. Aby przetestować kabel, należy podłączyć jeden koniec do jednego z portów DFP, a drugi do jednego z portów UFP. Reszta zostanie wykonana automatycznie

Tester kabli USB, część 1

To frustrujące, gdy urządzenie USB nie działa i nie wiadomo, czy przyczyna tkwi w samym urządzeniu, czy może związana jest z kablem. Jeśli, podobnie jak Redakcja, Czytelnik ma szufladę pełną kabli USB i nie wie, które z nich są dobre, a które zapewniają tylko zasilanie, zapewne zgodzi się z Autorem, jak spory to problem. Wadliwe lub słabej jakości kable mogą powodować również losowe problemy, czasem z transmisją danych, czasem z ładowaniem. Proponujemy łatwy i wygodny sposób na przetestowanie wszystkich rodzajów kabli USB. Opisany w artykule tester jest niezwykle poręczny. Istnieje całkiem spora szansa, że Czytelnik uznaza niezbędny!

Nie ma nic bardziej frustrującego niż przypadkowe, losowe błędy podczas sprawdzania i diagnozowania wadliwego sprzętu. Wyeliminowanie jednej z możliwych przyczyn, w postaci potencjalnie uszkodzonego kabla, będzie miało decydujące znaczenie w procesie wiarygodnej diagnostyki wadliwie działającego urządzenia.

W dzisiejszych czasach wiele urządzeń łączy się ze sobą za pomocą kabli USB i to nie tylko w celu przesyłania danych pomiędzy nimi. Praktycznie wszystkie telefony komórkowe używają dziś portu USB do ładowania, a ze względu na ich popularność i wszechobecność, zaczęto wykorzystywać te same złącza i kable również w urządzeniach, takich jak golarki i szczoteczki do zębów. Dlatego zaprojektowaliśmy tester kabli USB, który może sprawdzić praktycznie wszystkie standardowe kable tego typu. Istnieje całkiem spora szansa, że Czytelnik, podobnie jak nasza Redakcja, posiada sporą kolekcję różnej maści kabli USB, zarówno tych nowszych (takich jak USB typu C) jak również tych starszych (takich jak mini i micro USB). Prawdopodobnie nie ma też pewności, które z nich są jeszcze sprawne, a które nie, albo które i do jakiego zadania się jeszcze nadadzą. Tester kabli USB pozwoli przetestować każdy kabel z wtyczką USB-C lub USB-A (2.0 lub 3.2) na jednym końcu i dowolnymi wtyczkami USB-C lub USB-B (takimi jak 2.0, 3.2, micro lub mini) na drugim końcu. Za pomocą kilku podstawowych adapterów można również przetestować kable OTG („on-the-go") i kable niestandardowe, np. te z wtyczkami USB-A na obu końcach.

Urządzenie jest kompaktowe i działa w sposób zautomatyzowany. Wystarczy podłączyć kabel do odpowiednich gniazd, a urządzenie natychmiast dokona oceny kabla pod kątem jego sprawności i użyteczności w danym zastosowaniu.

Testowanie

Tester kabli USB wykonuje dwa podstawowe testy. Początkowo poszczególne przewody w każdym kablu są testowane pod kątem ciągłości przy niskim natężeniu prądu. Ten test może wykryć, czy na przykład, dany przewód ma odpowiednie wewnętrzne połączenia danych dla USB 2.0 lub USB 3.2, czy też może dostarczać tylko zasilanie. Może również wykryć wewnętrzne zwarcia, które mogą zakłócać albo uniemożliwiać poprawne działanie. Tester może również wykonać test wysokoprądowy na przewodach VBUS i GND, aby ustalić, jakie jest maksymalne natężenie prądu płynącego kablem bez nadmiernego spadku napięcia. Sprawdzenie kabla pod kątem wydajności prądowej jest prawdopodobnie najbardziej użytecznym testem, ponieważ pozwala wykryć najbardziej subtelne i sporadyczne usterki. Są to usterki, w których urządzenie wydaje się działać normalnie, ale zawodzi,

eprasa.pl 975b2f959b

gdy potrzebny jest zwiększony pobór prądu. Urządzenie resetuje się z powodu zaniku lub spadku napięcia, ale za chwilę może wznowić poprawne działanie. Na taki problem szczególnie podatne są m.in. przenośne dyski twarde, które często wymagają znacznego natężenia prądu. Żaden z tych testów nie ocenia szybkiej transmisji danych przez kabel; do tego potrzebny jest znacznie bardziej specjalistyczny sprzęt. Mimo to, testy te są wykonywane bardzo szybko i z powodzeniem mogą być stosowane do wstępnej oceny kabla. W Redakcji uznaliśmy, że wraz z rozwojem ruchu Right To Repair tester kabli USB stanie się urządzeniem niezbędnym i podstawowym w miejscach takich jak Repair Cafés (serwisy przywracające do życia stare urządzenia kierowane do utylizacji, pierwsze takie punkty pojawiają się już w Polsce). Strach pomyśleć, ile dobrych urządzeń zostało wyrzuconych z powodu wadliwego kabla USB.

Podstawy

Zanim zagłębimy się w temat, warto zapoznać się z kilkoma ostatnio opublikowanymi przez nas artykułami. Artykuł z czerwca 2021 r. na temat historii USB (*siliconchip.com.au/Article/14883, przedruk w poprzednim numerze EdW*) opisuje złącza i okablowanie, z którymi musi współpracować tester kabli USB. Jeśli Czytelnik zainteresowany jest naprawą kabli USB lektura tego tekstu byłaby bardzo wskazana. Wydania z lipca i sierpnia 2021 r. zawierały również artykuły na temat działania USB-C Power Delivery (USB-PD) (*siliconchip.com.au/Article/14919, przedruk w poprzednim numerze EdW*), działanie ładowarek USB-PD (*siliconchip.com.au/Article/14920*) i wyzwalacze USB-PD (*siliconchip.com.au/Article/14996*).

Dostarczanie energii przez USB jest stosunkowo nowym dodatkiem do standardów USB i nasze urządzenie testów USB-PD nie wspiera; te funkcje dostarczania energii są zwykle wbudowane w urządzenia, a nie w kable.

Zarówno ten artykuł, jak i tester kabli USB używają standardu USB 3.2 w odniesieniu do kabli znanych jako USB 3.0 lub USB 3.1, ponieważ standard USB 3.2 zastąpił (i jest wstecznie kompatybilny) zarówno USB 3.0, jak i USB 3.1. Jest to sytuacja podobna do tej, w której USB 2.0 objęło i zastąpiło USB 1.0 i USB 1.1; obecnie powszechne jest określanie urządzeń zgodnych z tymi standardami jako USB 2.0.

Konstrukcja

Zanim zagłębimy się w szczegóły urządzenia, wspomnimy o niektórych kwestiach projektowych, które poczyniliśmy podczas prac nad konstrukcją. Zaprojektowaliśmy tester kabli USB tak, aby był ekonomiczny w budowie, łatwy w użyciu i wystarczająco wytrzymały do regularnego użytku. Uważamy, że możliwe byłoby wykonanie tego zadania bez mikrokontrolera, wiązałoby się to jednak ze skomplikowaną konstrukcją. Dodajmy do tego fakt, że charakter wyników testów często wykracza poza proste wyniki liczbowe lub podstawowe binarne *go/no go*, dlatego mikrokontroler jest raczej nieuniknioną częścią układu. Mając to na uwadze, użyliśmy 40-pinowego mikrokontrolera PIC. Mniejsza liczba pinów wymagałaby multipleksera lub przełącznika, co zwiększyłoby złożoność i koszty. Zamiast sięgać po jeden z klasycznych 40-pinowych mikrokontrolerów, takich jak PIC16F877, zdecydowaliśmy się pójść z duchem czasu i użyć jego nowoczesnego potomka – PIC16F18877.

Mikrokontroler wyświetla wyniki testu na wyświetlaczu LCD 20×4 znaki, umożliwiając prostą ocenę „czytelną dla człowieka". Dzięki temu tester kabli USB może być używany nawet przez osoby bez doświadczenia w elektronice.

Niski pobór mocy charakteryzujący ten nowy mikrokontroler oznacza, że można pominąć przełącznik zasilania. Może się to wydawać niewielką oszczędnością, ale jest to jedna część mniej do rozważenia podczas konstruowania urządzenia i pozwala zaoszczędzić kilka złotych na kosztach. Tester kabli USB po prostu śpi między użyciami, pobierając z baterii 30 µA.

Urządzenie jest zasilane trzema ogniwami AA, które wystarczą na wiele lat, gdy tester będzie leżał na półce. Nominalne napięcie zasilania 4,5 V oznacza, że nie jest potrzebny stabilizator; kolejna część (i więcej pieniędzy) zaoszczędzona.

Urządzenie mieści się w kompaktowej obudowie o wymiarach 140 mm×110 mm×35 mm, czyli najmniejszej, jaka zmieściłaby wszystko. Oznacza to, że urządzenie jest solidne i dobrze wygląda. Na niektórych częściach nie mogliśmy skąpić. W testerze kabli USB zostały zastosowane solidne gniazda USB, które kosztują nieco więcej, ale mają kluczowe znaczenie dla długowieczności takiego narzędzia. Wątpimy, aby jakiekolwiek inne urządzenie miało tak często podłączane i odłączane przewody USB.

Staraliśmy się używać części z otworami przelotowymi, aby umożliwić łatwe ich nabycie oraz łatwy montaż testera. Mimo to, zawiera on kilka części SMD, np. niektórych typów gniazd USB. Wiele z tych gniazd jest dostępnych tylko w tej obudowie.

Szczegóły układu

Na **rysunku 1** przedstawiono kompletny schemat testera kabli USB. Gniazda CON3 i CON4 w lewym górnym rogu to porty *Down Stream Facing* (DFP) – można je porównać do portów „hosta" sprzed USB-C. Ponieważ jednak kable USB-C są symetryczne względem sowich końców, należy wprowadzić nowe rozróżnienie.

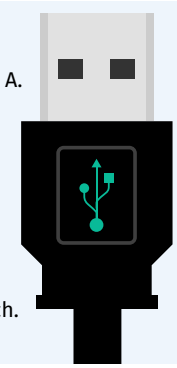
CON3 to gniazdo USB-A 3.2, natomiast CON4 to gniazdo USB-C (które z natury obsługuje USB 3.2). CON3 akceptuje również starsze kable USB-A 2.0, ponieważ zostało zaprojektowane z myślą o kompatybilności wstecznej. CON5...CON8 to porty *Up Stream Facing* (UFP), analogiczne do gniazda „device" przed USB 3.2. CON7 to USB-B 3.2 i, podobnie jak CON3, może również akceptować wtyczkę USB-B 2.0; przewody z tymi wtyczkami są czasami nazywane przewodami drukarkowymi i faktem jest, że drukarki są, na chwilę obecną, jednymi z niewielu sprzętów, wystarczająco dużych, aby pomieścić port o tak sporych gabarytach.

CON6 to gniazdo USB-C, któremu towarzyszy gniazdo USB micro-B CON8. Podobnie jak CON7, można w nim umieścić zarówno wtyczkę USB 2.0 jak i USB 3.2. Wreszcie, CON5 to gniazdo USB mini-B, które jest dostępne tylko w wersji USB 2.0.

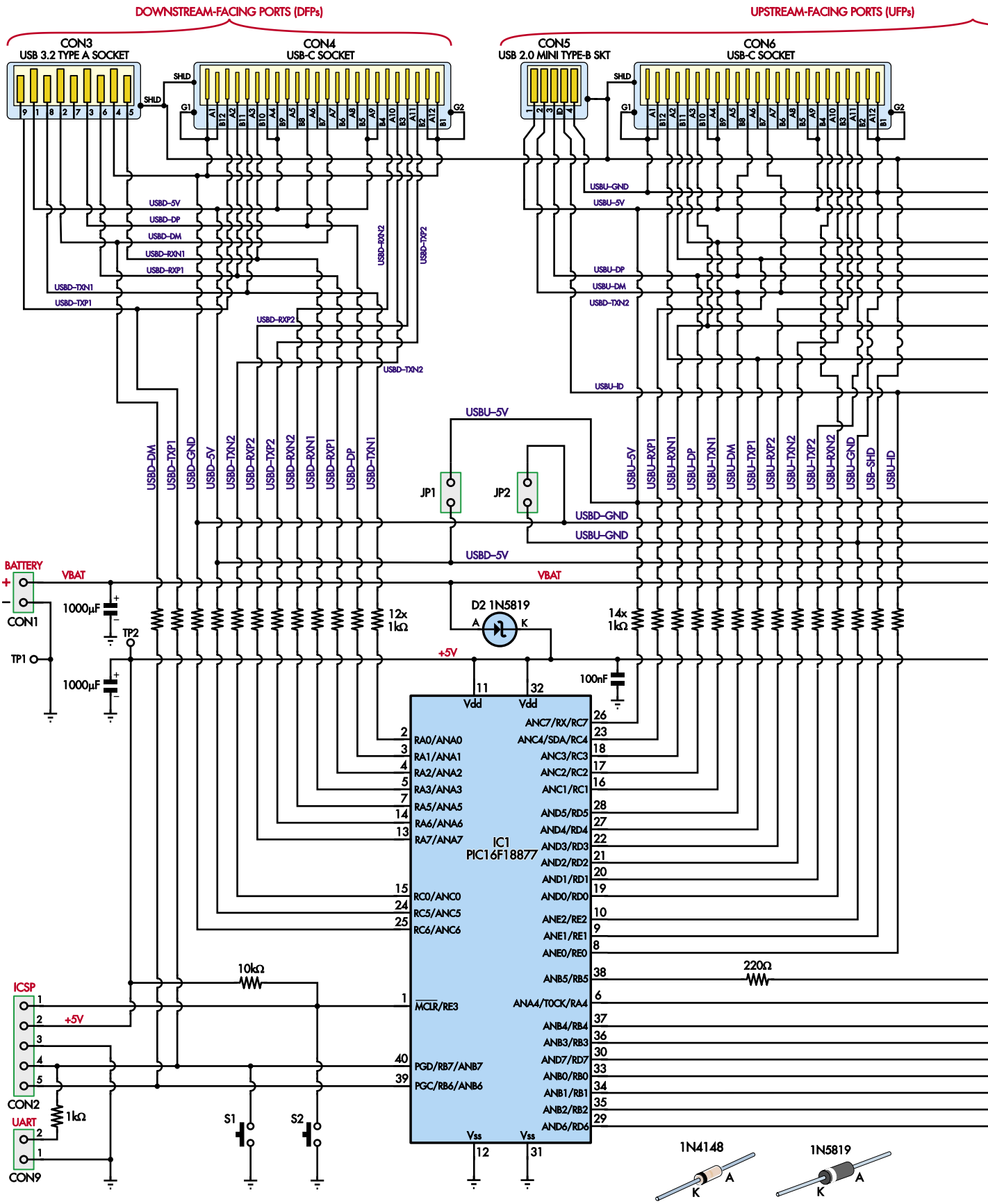
Poszczególne piny złączy, od CON3 do CON8 są podłączone do jednego z 26 rezystorów 1 kΩ. Aby zmniejszyć liczbę potrzebnych pinów mikrokontrolera, niektóre z pinów złączy USB są łączone. Na przykład, piny GND

Cechy i specyfikacje testera kabli USB:

1. Testowanie niemal każdego kabla USB.
2. Testy w postaci impulsów prądowych o natężeniu 100 mA, 500 mA i 1 A.
3. Porty downstream mogą akceptować USB-A (2.0/3.2) lub USB-C (3.2).
4. Porty upstream mogą akceptować USB-B (2.0/3.2), USB-C (3.2), Micro-B (2.0/3.2) lub Mini-B (2.0).
5. Rozpoznaje usterki poszczególnych końcówek kabli (np. wtyczki z gołymi przewodami, wykrywa też kable OTG).
6. Potrafi rozróżnić kable USB 2.0 i USB 3.2 przeznaczone tylko do zasilania.
7. Zgłasza zwarcia, przerwy i inne usterki.
8. Zgłasza spadek napięcia i rezystancję kabla przy użytecznych prądach.

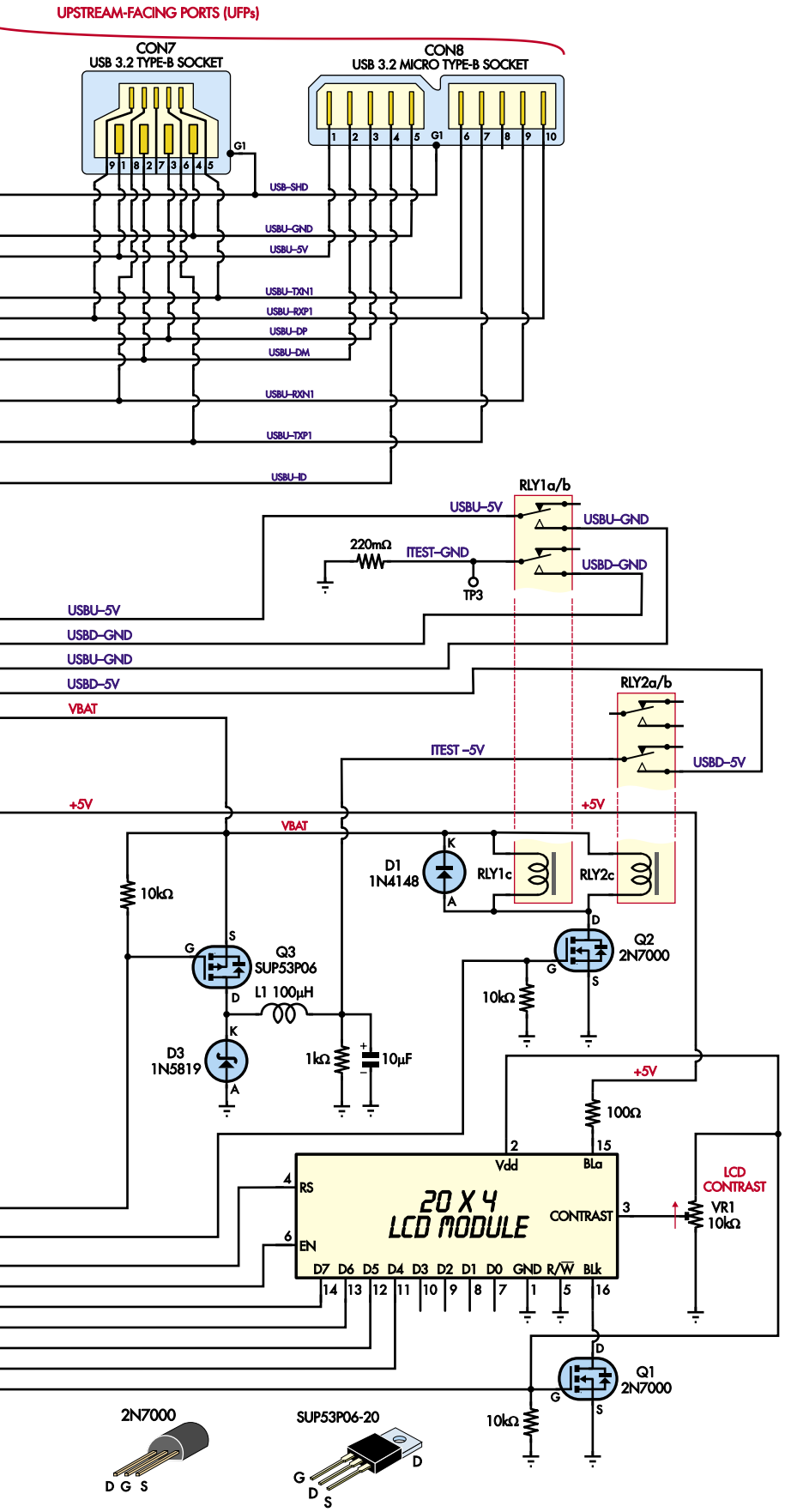


eprasa.pl 975b2f959b



Rysunek 1. Podobnie jak w przypadku płytki drukowanej, znaczną część schematu zajmuje 26 rezystorów, które częściowo separują mikrokontroler od gniazd USB. W mało prawdopodobnym przypadku podłączenia kabla USB „pod napięciem”, zapewnią one wystarczającą ochronę mikrokontrolera i wszystkiego, co znajduje się na drugim końcu

eprasa.pl 975b2f959b



CON3 i CON4 są dołączone do tego samego rezystora. Wynika to z faktu, że piny te pełnią podobne funkcje w każdym złączu i nie ma powodu, aby były połączone kablem. Są one funkcjonalnie równoważne, jeśli chodzi o testowanie kabli USB. Oznacza to, że nasz tester nie wie, czy kabel jest podłączony do gniazda USB-A czy USB-C. Nie jest to jednak potrzebne, ponieważ, w danym momencie, badany kabel będzie podpięty wyłącznie do jednego z nich.

Jak zauważyliśmy wcześniej, 40-pinowy mikrokontroler wykonuje większość pracy. IC1 to 8-bitowy mikrokontroler średniej klasy PIC16F18877. Jest to jeden z najtańszych 40-pinowych mikrokontrolerów dostępnych obecnie na rynku. Istnieje nieco tańsza wersja z mniejszą ilością pamięci Flash, ale biorąc pod uwagę trwające niedobory chipów, zdecydowaliśmy się na standardowy układ z większą pamięcią Flash. 26 pinów IC1 jest podłączonych do 26 rezystorów 1 kΩ, a piny te są używane do sprawdzania łączności testowanego kabla. W większości przypadków piny GPIO (wejścia/wyjścia ogólnego przeznaczenia) układu IC1 mogą pełnić dowolne funkcje w zależności ich konfiguracji.

Używany jednak jednej funkcji, która nie jest obsługiwana przez wszystkie dostępne piny, a mianowicie funkcji przerwania od zmiany stanu (IOC). Porty, które mają tę funkcję, zostały podłączone do portów *downstream*. Bez użycia tego przerwania (IOC) musielibyśmy okresowo wybudzać mikrokontroler, aby sprawdzić, czy kabel jest podłączony. Przerwanie automatycznie wybudza go, gdy tylko zostanie nawiązane połączenie między portami *downstream* i *upstream*. Skutkiem tego jest nieco bardziej skomplikowana płytka obwodu drukowanego testera, ale pozwala na użycie najgłębszego dostępnego trybu uśpienia mikrokontrolera IC1, pozwalające tym samym skutecznie oszczędzać energię, gdy urządzenia pozostaje bezczynne. Obwód ten służy do sprawdzania dowolnej kombinacji pinów między portem *upstream* i portem *downstream*.

Zagadnienia prądowe

Zdolność kabla do przenoszenia prądu jest testowana poprzez przepuszczenie krótkiego impulsu zasilania przez przewody VBUS (5 V) i GND testowanego kabla. Ponieważ praktycznie wszystkie piny GPIO mikrokontrolera IC1 mogą działać jako wejścia analogowe dla jego wewnętrznego ADC (przetwornika analogowo-cyfrowego), możemy badać kabel wielokrotnie sprawdzając spadki napięcia między kolejnymi punktami.

Prąd o natężeniu do 1 A jest dostarczany przez obwód oparty na tranzystorze Q3, Jest to MOSFET z kanałem typu p, Elementy Q1, L1,

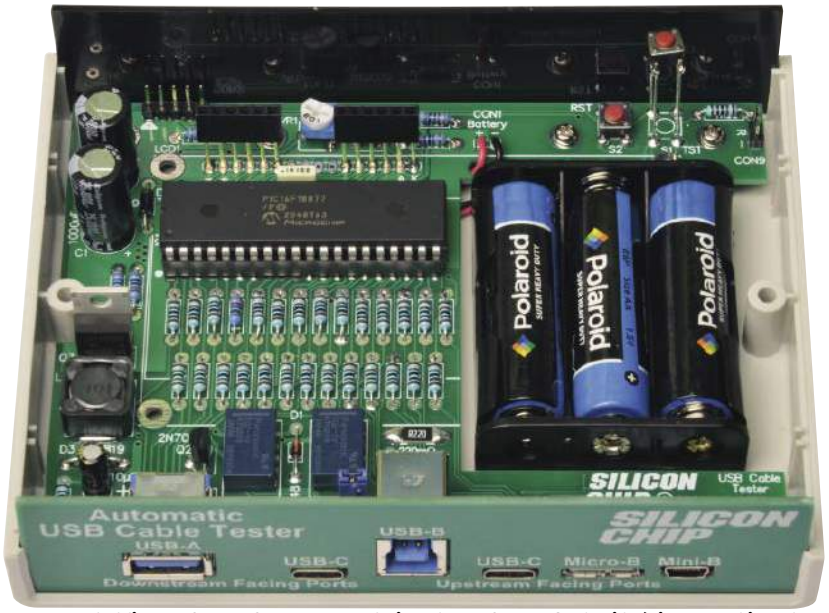
eprasa.pl 975b2f959b

D3 i kondensator 10 µF tworzą dość standardowy układ przetwornicy buck (step-down). Gdy Q3 jest włączany sygnałem z mikrokontrolera za pośrednictwem rezystora 220 Ω, prąd przepływa z dodatniego bieguna akumulatora przez L1, ładując kondensator 10 µF. Gdy Q3 wyłącza się, pole magnetyczne cewki zanika, powodując dalszy przepływ prądu, przez ścieżkę zapewnioną przez D3 do kondensatora 10 µF.

Podobnie jak w każdej innej przetwornicy buck, cykl pracy na bramce Q3 określa napięcie, do którego ładuje się kondensator, ale z zastrzeżeniem, że Q3 jest MOSFET-em z kanałem p, a zatem jest włączony, gdy jego bramka jest ściągnięta do niskiego potencjału. Rezystor 10 kΩ między bramką Q3 a źródłem utrzymuje go w stanie wyłączonym, gdy nie jest wysterowany niskim potencjałem. Napięcie testowe jest przykładane do kabla przez trzy styki przekaźników RLY1 i RLY2. Jeden zestaw styków łączy VBUS portu *downstream* do dodatniego wyprowadzenia kondensatora magazynującego. Drugi zestaw styków łączy GND portu down*stream* do rezystora bocznikowego 220 mΩ połączonego z masą układu, który jest używany do pomiaru prądu. Trzeci zestaw styków łączy VBUS i GND portu *downstream*, co jest niezbędne do zamknięcia obwodu. Należy zauważyć, że prąd płynie w tym samym kierunku, co podczas normalnego użytkowania. Ważne jest, aby zdać sobie sprawę, że żadne z połączeń USB GND nie jest dołączone bezpośrednio do masy układu podczas tego testu. Są one dołączone do obu końców rezystora bocznikującego 220 mΩ, ale tylko wtedy, gdy styki przekaźnika są zamknięte.

Kondensator 10 µF jest rozładowywany przez rezystor 1 kΩ, gdy przetwornica buck nie działa. Ma to głównie na celu zmniejszenie prądu płynącego, gdy styki przekaźnika są otwarte, zmniejszając ich zużycie. Oba przekaźniki są sterowane przez MOSFET z kanałem typu N Q2, który załącza prąd płynący przez cewki obu przekaźników, gdy mikrokontroler podciąga jego bramkę do potencjału dodatniego. Rezystor 10 kΩ utrzymuje MOSFET w stanie wyłączenia, gdy nie jest sterowany, a dioda 1N4148 D1 zabezpiecza przed przepięciami generowanymi przez obie cewki.

Jak już wspomnieliśmy, zasilanie pochodzi z trzech ogniw AA, dając nominalne napięcie 4,5 V. Umieszczone w pojemniku baterie są dołączone do złącza CON1. Występujące na tym złączu napięcia zasila tranzystor Q3, przetwornicę buck i cewki przekaźnika (od Red. EdW: o ile zasadność obecności kondensatora 1000 µF za diodą D2 nie pozostawia wątpliwości, o tyle wątpliwość taką pozostawia stosowanie takiego kondensatora na zaciskach baterii). Dioda Schottky'ego D2 doprowadza napięcie zasilające



Gotowy tester kabli USB sfotografowany z przodu i z tyłu. Na fotografiach widać, że wszystkie połączenia są wykonywane z przodu obudowy. Jeden przycisk jest uniesiony, dzięki czemu można uzyskać do niego łatwiejszy dostęp przez otwór w pokrywie.



z baterii do mikrokontrolera IC1. Jest ono blokowane kondensatorami 1000 µF i 100 nF. Napięcie to zasila również wyświetlacz LCD. Dioda zapewnia, że zasilanie mikrokontrolera nie spada podczas krótkich impulsów prądu pobieranego podczas testowania kabli.

Wyświetlacz

LCD1 to wyświetlacz LCD 20×4 znaków, którego zasilanie jest podawane bezpośrednio z pinu RD6 układu IC1. Sygnał z RD6 jest również dołączony do bramki Q1, która przełącza katodę podświetlenia wyświetlacza LCD Anoda podświetlenia podłączona jest za pomocą rezystora 100 Ω do +5 V. Rezystor 10 kΩ utrzymuje Q1 w stanie wyłączonym, gdy mikrokontroler nie steruje pinem. Jeśli więc wyjście RD6 jest w stanie niskim, LCD1 i jego podświetlenie są wyłączone. Gdy RD6 jest w stanie wysokim, wewnętrzny kontroler LCD1 jest aktywowany, a jego podświetlenie jest włączone. Oznacza to, że tester kabli USB może całkowicie odciąć zasilanie wyświetlacza LCD, gdy IC1 jest w trybie uśpienia. Sześć kolejnych pinów IC1 jest podłączonych do LCD1, aby sterować nim w trybie czterobitowym. Pozwala to na najlepsze wykorzystanie dostępnych pinów bez konieczności stosowania oddzielnego układu ekspandera we/wy.

CON2 to opcjonalne gniazdo do programowania mikrokontrolera IC1 za pośrednictwem portu ICSP. Piny PGD i PGC są również używane do wykrywania kabla USB, więc

eprasa.pl 975b2f959b

kabel ten nie może być podłączony podczas programowania. Pin PGD jest dołączony za pomocą rezystora 1 kΩ również do pinu numer 2 złącza UART (CON9). Drugi pin wspomnianego złącza CON9 podłączony jest do masy zasilania. Interfejs ten jest używany do połączenia z pinem nadawczym interfejsu szeregowego TTL, takiego jak adapter USB-serial, którego można użyć jako wejścia do dedykowanego interfejsu oprogramowania w celu kalibracji. Nie przewidziano linii odbiorczej. Zamiast tego, dwukierunkowa komunikacja podczas procesu kalibracji jest osiągana poprzez wyświetlanie danych na ekranie LCD.

Punkty testowe TP1, TP2 i TP3 służą do kalibracji. Łączą się one odpowiednio z masą układu, zasilaniem mikrokontrolera i dodatnim wyprowadzeniem bocznika 220 mΩ.

JP1 i JP2 również używane są wyłącznie do kalibracji. Po założeniu zworki JP1 łączone są linie VBUS *upstream* i *downstream*. Podobnie JP2 łączy linie GND *upstream* i *downstream*. Po zamontowaniu pozostawiają one w bieżącym układzie testowym tylko styki przekaźnika i rezystancję bocznika. W ten sposób można zmierzyć rezystancję styków przekaźnika i wprowadzić ją do ustawień kalibracji. Wartość ta jest następnie odejmowana od odczytów kabli w celu uzyskania wartości rzeczywistej.

Do kalibracji służy również przecisk S2. Jest on dołączony do linii resetowania mikrokontrolera (która jest zwykle podciągana przez rezystor 10 kΩ) i masy obwodu. Ponieważ menu kalibracji jest wyświetlane dopiero po resecie, naciśnięcie przycisku S2 jest prostym sposobem na zresetowanie mikrokontrolera i przejście do trybu kalibracji.

Przycisk S1 umożliwia podłączenie sygnału PGD do masy zasilania i wyzwolenie w ten sposób przerwania IOC, o którym wspomniano wcześniej, a tym samym można go użyć do wybudzenia testera kabli USB bez podłączania takiego kabla.

Wykaz elementów:

1 dwustronna płytka drukowana oznaczona kodem 04108211, 130 mm × 102 mm
1 zielona dwustronna płytka drukowana o kodzie 04108212, 134 mm × 30 mm (panel przedni)
1 wycinana laserowo akrylowa ramka pasująca do wyświetlacza LCD [nr kat. SC5970]
1 plastikowa obudowa przyrządu o wymiarach 140 mm × 110 mm × 35 mm [Jaycar HB5970, Altronics H0472]
1 gniazdo baterii 3×AA z przewodami (CON1)
1 5-pinowe złącze szpilkowe (CON2; opcjonalnie, dla ICSP)
1 gniazdo USB-A 3.2 (CON3) [Würth Elektronik 63.2213.200]
2 gniazda USB-C (CON4 i CON6) [Würth Elektronik 632723.20011]
1 gniazdo Mini-USB (CON5)
1 gniazdo USB-B 3.2 (CON7) [Würth Elektronik 69222103.200]
1 gniazdo Micro-USB 3.2 (CON8) [Würth Elektronik 69262203.200]
1 2-pinowe złącze szpilkowe (CON9; opcjonalnie, do kalibracji 1)
2 2- pinowe złącze szpilkowe i zworki (JP1 i JP2; opcjonalnie, do kalibracji 1)
1 moduł LCD 20×4 (LCD1) [np. Jaycar QP5522]
1 16-stykowe gniazdo szpilkowe o rozstawie 2,54 mm (dla wyświetlacza LCD)
2 przekaźniki telekomunikacyjne 1 A, cewka 5 V DC (RLY1, RLY2) [np. EA2-5NU, Cat SC4158]
2 mikroprzełączniki 6 mm (S1 i S2; opcjonalne, do kalibracji 1)
1 cewka indukcyjna SMD 100 µH 12 mm × 12 mm (L1) [np. Bourns SRR1280-101MCT]
4 śruby maszynowe M3×15 mm,
8 nakrętek sześciokątnych M3
8 wkrętów samogwintujących nr 4×6 mm lub wkrętów maszynowych M3×6 mm
2 6-pinowe złącza (do montażu wyświetlacza LCD)

Półprzewodniki:
1 mikrokontroler PIC16F18877-I/P 2), z programem 0410821A.HEX (IC1)
2 n-kanałowe MOSFET-y 2N7000, TO-92 (Q1, Q2)
1 SUP53P06 lub IPP80P03P4 p-kanałowy MOSFET poziomu logicznego, TO-220 (Q3)
1 dioda sygnałowa 1N4148 (D1)
2 diody Schottky'ego 1N5819 1A (D2, D3)

Kondensatory:
2 1000 µF 6,3 V elektrolityczne
1 10 µF 16 V elektrolityczny
1 100 nF 63 V MKT lub 50 V ceramiczny

Rezystory: (wszystkie 1/4W osiowe 1% metalizowane, z wyjątkiem wymienionych)
1 mini potencjometr montażowy poziomy 10 kΩ
4 10 kΩ
28 1 kΩ
1 220 Ω
1 100 Ω
1 220 mΩ 1% 2 W M6432/2512 SMD

1) Tester kabli USB będzie działał dobrze bez kalibracji, więc te części są opcjonalne. Informacje o tym, jak S1 może być używany podczas normalnej pracy, znajdują się w tekście w kolejnym odcinku
2) IC1 może być również układem PIC16F18875 z programem 0410821B.hex. Zadziałają zarówno warianty I/P, jak i E/P

Oprogramowanie

PIC16F18877 jest dość dobrze wyposażonym mikrokontrolerem, a my używamy kilku jego wewnętrznych urządzeń peryferyjnych, aby zapewnić potrzebne funkcje. Oprogramowanie załadowane do układu startuje od zainicjowania kilku jego wewnętrznych urządzeń peryferyjnych. Obejmuje to ustawienie większości pinów we/wy jako wejść z wewnętrznym podciąganiem, które zostaną użyte do wykrywania i testowania podłączonego kabla. Ustawia również odbiornik UART i wyjście PWM dla przetwornicy buck, a także siedem pinów we/wy związanych z wyświetlaczem LCD. Timer (T0) jest skonfigurowany do wyzwalania przerwania co 262 ms (około cztery razy na sekundę). Jest to rozsądna częstotliwość dla szybkich aktualizacji ekranu, przy jednoczesnym zachowaniu czytelności wyświetlacza.

Timer jest używany do wyświetlania ekranu startowego przez około siedem sekund. W tym czasie, jeśli UART odbierze znak ESCAPE, rozpocznie się kalibracja, a na wyświetlaczu LCD pojawi się menu. Kalibracja trwa do momentu zresetowania mikrokontrolera lub odebrania przez UART kodu Ctrl-C.

W przeciwnym razie UART zostanie wyłączony po siedmiu sekundach i wyświetlony zostanie główny ekran bezczynności. Po 10 sekundach bezczynności, tester kabli USB przełączy się automatycznie w tryb uśpienia o niskim poborze mocy. Obejmuje to wyłączenie wspomnianych wcześniej urządzeń peryferyjnych i ustawienie niskiego poziomu wszystkich pinów związanych z wyświetlaczem LCD.

Porty *upstream* są podciągnięte do niskiego poziomu, a porty *downstream* pozostają jako wejścia z podciągnięciem do plusa zasilania. W ten sposób każdy podłączony kabel będzie ściągał jeden lub więcej pinów portów *downstream* do poziomu niskiego.

Flagi IOC są ustawione w taki sposób, aby umożliwić rozpoznanie zmiany stanu pinów w celu wybudzenia mikrokontrolera. Tuż przed włączeniem trybu uśpienia, piny są sprawdzane jeszcze raz; jeśli zostanie wykryty kabel, uśpienie zostanie anulowane. Chociaż jest to mało prawdopodobne przy tak dużej liczbie pinów, możliwe jest przeoczenie zmiany pinu, stąd powód podwójnego sprawdzenia.

Po wykryciu zmiany pinu (lub naciśnięcia przycisku S1), mikrokontroler wybudza się i ponownie inicjalizuje wszystkie urządzenia peryferyjne przed wyświetleniem ekranu bezczynności. Za każdym razem, gdy mikrokontroler jest wybudzany, używa timera do wykonywania testów około cztery razy na sekundę. Wyniki testu decydują o tym, co jest wyświetlane. Ekran bezczynności jest wyświetlany, jeśli nie zostanie wykryte żadne połączenie; wyświetla również napięcie baterii i odliczanie czasu do uśpienia.

Testy działają w prosty sposób. Każdy pin jest zwykle ustawiony jako wejście z podciąganiem. Po kolei każdy pin jest podciągany do stanu niskiego i testowane są stany

eprasa.pl 975b2f959b



Ten ekran główny jest wyświetlany, gdy tester jest bezczynny i nie ma podłączonego kabla. Wyświetlane jest napięcie baterii i licznik czasu (do momentu uśpienia urządzenia)

pozostałych pinów. Przewody w kablu USB łączące piny w gniazdach *downstream* i *upstream* powodują, że stany innych pinów są wykrywane jako niskie.

Testy wykonywane są w trzech fazach. Jedna faza po prostu sprawdza połączenia między pinami powiązanymi z portem *downstream*, druga faza sprawdza port *upstream*. W większości przypadków nie powinny one wykazywać żadnych połączeń, z wyjątkiem ekranu kabla i pinu USB-ID. USB-ID jest uziemiony w kablach USB OTG, aby wskazać, że sprzęt podłączony do tego, co normalnie byłoby „urządzeniem", musi zachowywać się jak „host". W zależności od sposobu podłączenia kabla, może istnieć również połączenie między ekranem kabla a masą. Każde inne połączenie w porcie *upstream* lub *downstream* prawdopodobnie wskazuje na usterkę kabla. Tak więc, jeśli jeden koniec kabla jest podłączony, każdy z tych rodzajów wykrytych problemów jest wyświetlany na ekranie LCD.

Trzecia faza testu to kompletna analiza „matrycowa" każdej kombinacji pinów portu *downstream* i portu *upstream*. Jest to przekształcane w sygnaturę specyficzną dla kabla, która jest porównywana z listą sygnatur odpowiadających znanym typom kabli. Niektóre typy kabli mają wiele sygnatur. Na przykład odwracalny kabel USB-C oznacza, że istnieją dwa równoważne wpisy dla kabla USB 3.2. W **tabeli 1** pokazano, jakie połączenia są oczekiwane dla każdego typu kabla. Dokładne dopasowanie sygnatury oznacza, że kabel jest znanego typu i jest wyświetlany jako taki. Niedokładne dopasowanie jest wyświetlane jako najbliższe dopasowanie, a różnice są wykrywane. Na przykład, wyświetlacz LCD może wskazywać, że wykryto kabel USB 2.0, ale z otwartą linią D+; taki kabel może być odpowiedni do zastosowań związanych tylko z zasilaniem, ale nie będzie się nadawał do przesyłania danych.

Uproszczona wersja dekodowania działałaby w następujący sposób:

- **Kabel tylko do zasilania**: wykryto tylko czerwone punkty w tabeli 1.
- **Kabel USB 2.0**: wykrywane są czerwone i fioletowe punkty.
- **Kabel USB 3.2** (Gen 2×1): jak dla USB 2.0, plus jedna z czterech pozostałych grup połączeń.
- **Kabel USB 3.2** (Gen 2×2): jak w przypadku USB 2.0, plus wszystkie punkty zielone lub wszystkie punkty pomarańczowe

Wszelkie dodatkowe połączenia wykryte poza tymi punktami stanowią pewną rodzaj błędu zwarcia. Po wykryciu kabla test impulsu prądowego jest również wykonywany raz na pięć sekund. Odbywa się to tylko okresowo, aby zmniejszyć zużycie baterii i przekaźnika. Pierwszy test jest wykonywany około pół sekundy po wykryciu, aby dać czas na pełne włożenie kabla.

W tym teście mikrokontroler ustawia wszystkie piny związane z testowaniem łączności jako wejścia i zamyka przekaźniki, aby zamknąć obwód zasilania. Napięcie referencyjne dla ADC jest ustawione na 1,024 V FVR (ustalone napięcie odniesienie). Dla 10-bitowego przetwornika ADC, każdy krok cyfrowy odpowiada 1 mV. Mikrokontroler wzmacnia sygnał PWM do Q3, jednocześnie monitorując napięcia w różnych punktach wzdłuż przewodów VBUS i GND kabli, w tym tuż

Tabela 1. Dane te są przechowywane w mikrokontrolerze jako tablice 18 bajtów, co daje 144 bity (18×8). Odpowiadają one kombinacjom połączeń, które mogą zostać wykryte. Są one porównywane z danymi zebranymi podczas testowania kabli

	GND	VBUS	DP	DM	TXP1	TXM1	RXP1	RXM1	TXP2	TXM2	RXP2	RXM2
GND	1											
VBUS		1										
DP			2									
DM				2								
TXP1							3				4	
TXM1								3				4
RXP1					3				4			
RXM1						3				4		
TXP2							5				6	
TXM2								5				6
RXP2					5				6			
RXM2						5				6		

eprasa.pl 975b2f959b

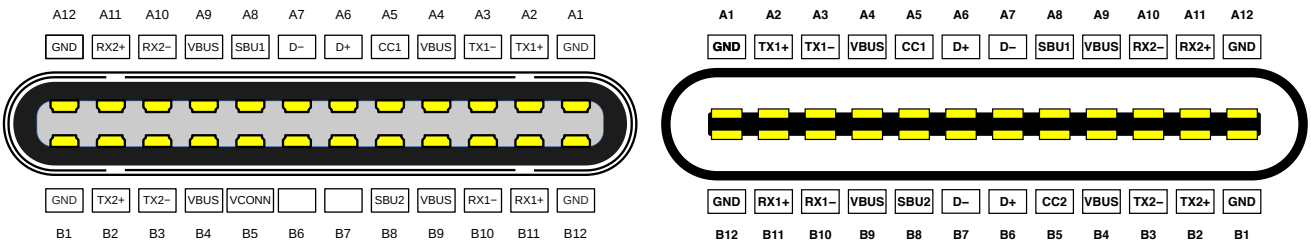
Top www www.piekarz.pl
Firma Piekarz Sp. J.
Hurtowania Części
Elektronicznych
Tel.: 22-835-50-37
Tel.: 22-835-50-41

Jak wybraliśmy gniazda USB do testera?

Poświęciliśmy wiele wysiłku, aby upewnić się, że gniazda, których używamy do testera kabli USB, są trwałe i funkcjonalne, a także nadają się do lutowania ręcznego. To ostatnie jest w rzeczywistości dość istotnym problemem, szczególnie w przypadku gniazd USB-C. USB-C zawiera wiele pinów w małym złączu. Ponieważ w złączu znajdują się dwa rzędy pinów, rozdzielenie ich na dwa rzędy na płytce drukowanej ma sens. Ale posiadanie dwóch rzędów pinów na PCB oznacza, że „dolny" rząd nie może być montowany powierzchniowo, ponieważ nie byłoby sposobu, aby uzyskać do nich dostęp od góry. Zostałyby one zakryte przez „górny" rząd pinów. Ponieważ jeden rząd pinów przechodzi przez otwory w płytce, lutowanie ich będzie nieco łatwiejsze. Uważamy jednak, że są to części przewlekane i SMD o najlepszym rozstawie wyprowadzeń, jakich używaliśmy w jakimkolwiek projekcie. Będziesz potrzebował odpowiedniego sprzętu (w tym lupy i strzykawki z topnikiem). Dlatego lutowanie tych części jest najtrudniejszą częścią budowy testera kabli USB, pomimo naszych najlepszych starań. Na szczęście pełnowymiarowe części USB-A i USB-B są prostymi elementami przewlekanymi.

Zastanawialiśmy się nad wykorzystaniem gotowych płytek USB, ale znacznie zwiększyłyby one rozmiar końcowego urządzenia i kosztowałyby znacznie więcej. Gniazdo mini-USB, CON5, to część, której używaliśmy już wiele razy. Ponieważ nie ma wariantu USB 3.2 tego złącza, standardowa część USB 2.0 jest odpowiednia. Gniazdo micro-USB jest również małe, ale nie różni się zbytnio od gniazda mini-USB. Oba mają tylko jeden rząd pinów. Dobra wiadomość jest taka, że za pomocą samego układu można sprawdzić, czy gniazda są zmontowane prawidłowo. Omówimy to bardziej szczegółowo podczas budowy, ale krótko mówiąc, możemy użyć istniejącego sprzętu i logiki do wykrywania wszelkich zwarć, które mogły powstać podczas lutowania gniazd.

Zwarcie w gnieździe lutowniczym zostanie zdiagnozowane w testerze kabli USB jako usterka w kablu, nawet jeśli występuje tylko na jednym końcu. Dlatego zalecamy nietypową kolejność budowy, aby mikrokontroler testera kabli USB mógł przeprowadzić testy podczas budowy, na długo przed zakończeniem prac montażowych. W ten sposób możesz na spokojnie sprawdzić swoją pracę zarówno wizualnie, jak i elektrycznie, aby upewnić się, że zbudujesz prawidłowo działający tester kabli USB.

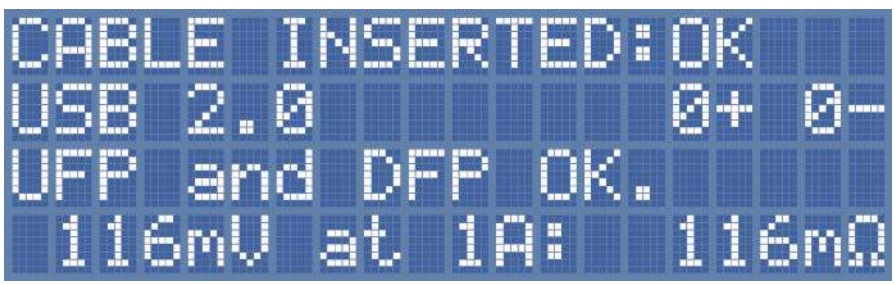


Dwa rzędy blisko rozmieszczonych pinów używanych we wtyczkach i gniazdach typu USB-C wymagają ciasnego układu pinów na płytce drukowanej. Wybrane przez nas gniazdo będzie najtrudniejszym elementem do montażu. Wątpimy, aby istniało na rynku coś łatwiejszego do ręcznego lutowania

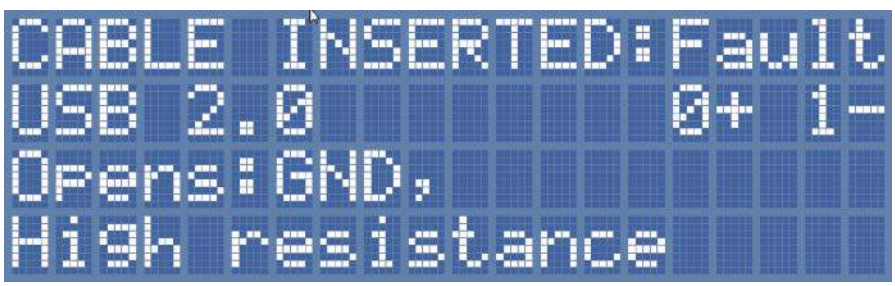
nad bocznikiem pomiaru prądu, co pozwala na określenie prądu testowego. Przetwornik ADC jest próbkowany 16 razy w czterech punktach w kilku cyklach PWM, aby skompensować stosunkowo duże tętnienia przyłożonego napięcia. Przy 100 mA, 500 mA i 1 A napięcia są zapisywane. Jeśli zmierzone napięcie wzrośnie powyżej 1 V (w dowolnym punkcie kabla) w dowolnym momencie, test zostanie przerwany. Wartość referencyjna 1,024 V używana do tych pomiarów nakłada górną granicę na to, co można sensownie zmierzyć.

Innym powodem skrócenia testu jest chęć uniknięcia dużego obciążenia akumulatorów. Przy stałym poborze 1 A, w rzeczywistości występuje większe obciążenie baterii, gdy testowany jest kabel o wysokiej rezystancji; ta część obwodu zachowuje się podobnie jak źródło prądu. W każdym razie, kabel, w którym występują spadki napięcia bliskie 1 V nie będzie zbyt użyteczny.

Tester kabli USB wyświetla następnie wyniki najwyższego odczytu testowego, w tym spadek napięcia i obliczoną rezystancję kabla. Po odłączeniu kabla, tester powraca do ekranu bezczynności i odlicza czas do przejścia w tryb uśpienia, chyba że zostanie podłączony kolejny kabel do testowania.



Po podłączeniu kabla tester automatycznie przeprowadza testy. Znany dobry kabel jest identyfikowany jako kompatybilny z USB 2.0 bez żadnych problemów i ze spadkiem napięcia 116 mV przy 1A



Wadliwy kabel jest szybko identyfikowany; w tym przypadku została wykryta przerwa w przewodzie GND (1-, Opens:GND) i oczywiście linie zasilające nie będą w nim działały

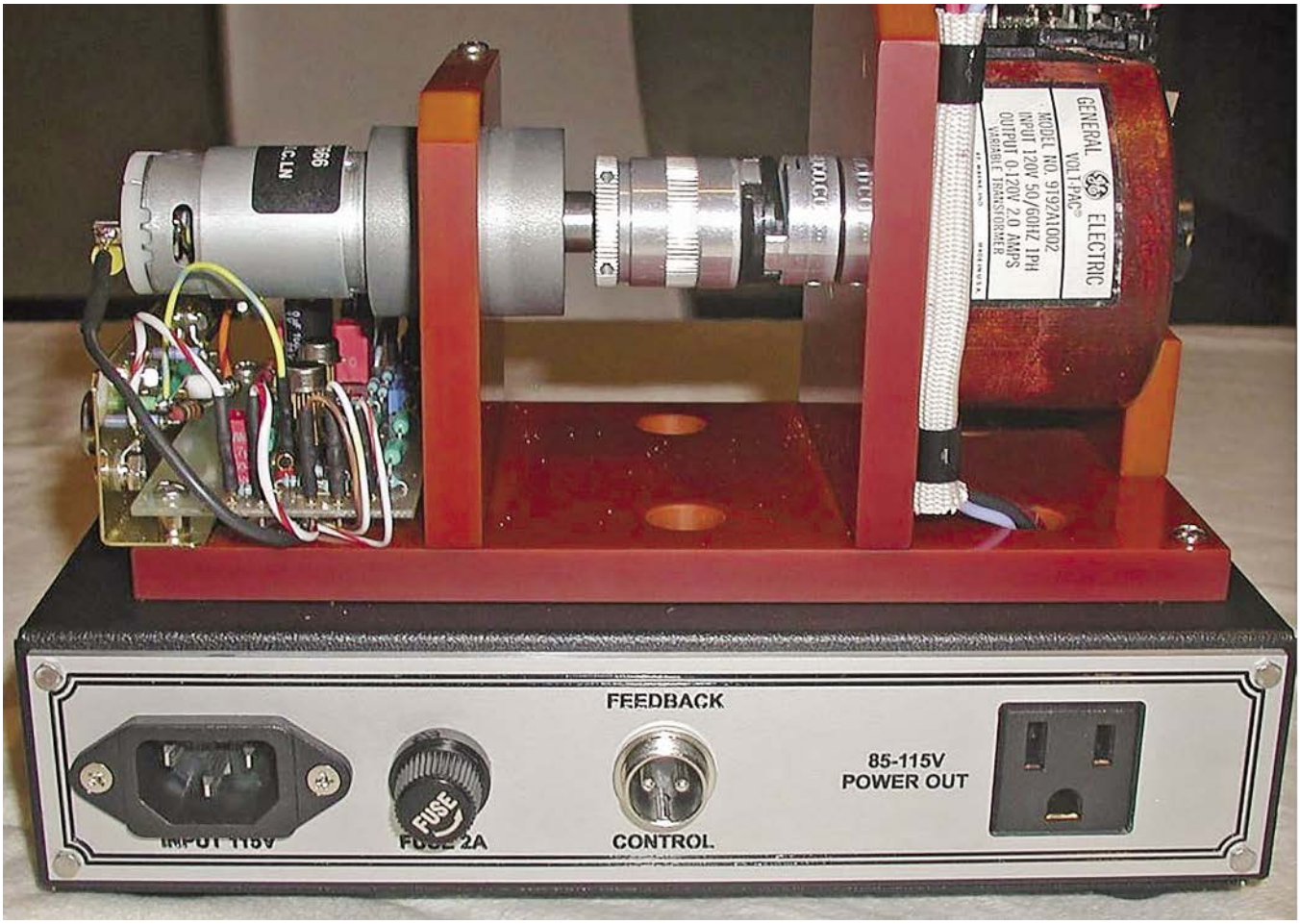
W następnym odcinku

W następnym odcinku opiszemy budowę, kalibrację i użytkowanie testera kabli USB. Opiszemy również, w jaki sposób tester kabli USB może sprawdzić własną konstrukcję i pomóc w znalezieniu błędów lutowniczych w gniazdach SMD USB, których używamy. Więcej informacji na temat gniazd i dlaczego taka funkcja będzie przydatna zamieszczamy w ramce. ■

Tim Blythman

Artykuł reprodukowano na podstawie umowy z magazynem „Silicon Chip", 2022. www.siliconchip.com.au

eprasa.pl 975b2f959b



Autotransformatorowy regulator/stabilizator napięcia sieciowego

Pomysł wykorzystania silnika do regulacji autotransformatora (w oryginale „variac") w celu utrzymania stałego napięcia sieciowego nie jest niczym nowym. Jest to proste rozwiązanie trudnego problemu i w większości przypadków działa bardzo dobrze. W tym artykule opisano, w jaki sposób można zbudować własny regulator sieciowy wykorzystujący ten pomysł.

To urządzenie zostało zbudowane w celu uzyskania stabilizowanego źródła zasilania 115 V AC do zasilania zabytkowego komputera. Mimo to można je łatwo dostosować do zapewnienia stabilnego napięcia 230...240 V AC do zasilania dowolnego sprzętu sieciowego, w tym radia, wzmacniaczy itp. Od Red. EdW: Będziemy wyraźnie zaznaczać rozwiązania typowe dla napięcia sieciowego 230 V. Chcemy także nadmienić, że prezentowane zasilanie może mieć bardzo szerokie zastosowanie w przypadku korzystania ze starych urządzeń lampowych, zasilanych nominalnie z sieci 220 V, takich, jak radioodbiorniki radiowe (np. słynny Beethoven), czy nawet stara aparatura (np. oscyloskop lub generator akustyczny). Zasilanie tego typu urządzeń lampowych z sieci dopuszczającej maksymalne napięcie 253 V jest dla tego sprzętu, a konkretnie lamp, wprost zabójcze.

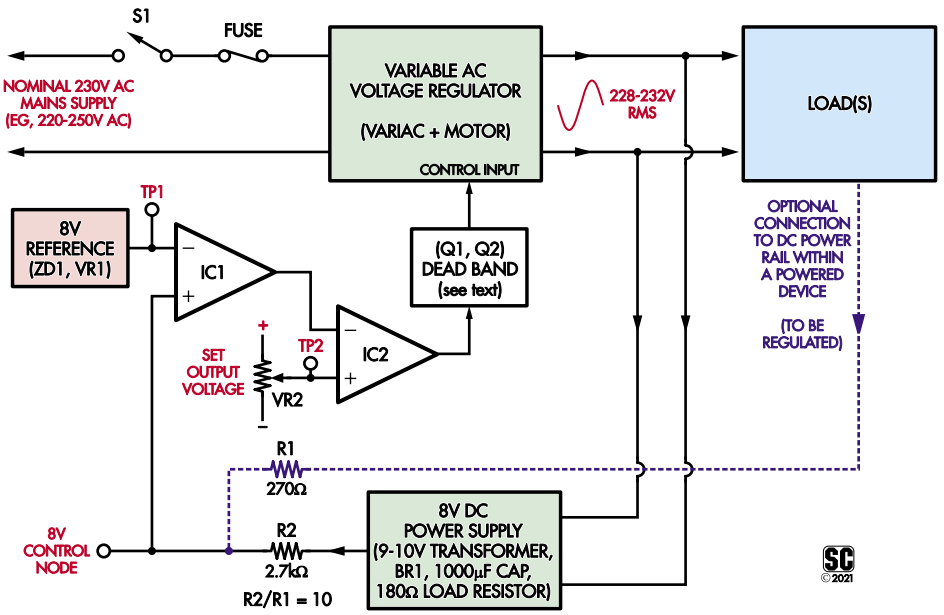
Użycie silnika do regulacji napięcia wyjściowego autotransformatora w celu stabilizacji napięcia sieci zasilającej jest najprostszym sposobem na uzyskanie stabilnego napięcia AC dla urządzeń wrażliwych na zmiany napięcia sieciowego. Oczywiście nie jest on w stanie reagować cyklicznie na nagłe skoki napięcia, ale doskonale radzi sobie z długoterminowymi zmianami.

Zmiany napięcia sieciowego są obecnie powszechne ze względu na wykorzystanie energii

eprasa.pl 975b2f959b

☠ OSTRZEŻENIE ☠

Szanowny Czytelniku. Masz przed sobą projekt, opracowany dla innego systemu energetycznego, posługującego się innymi rozwiązaniami systemowymi i innymi normami. Pod żadnym pozorem nie próbuj go realizować, jeśli nie masz odpowiedniej wiedzy i praktyki. Autotransformatory sieciowe nie są urządzeniami do pracy hobbystycznej, a w oryginale projektu pominięto kilka ważnych spraw. W adaptacji Redakcja EdW omawia te problemy, ale sprawa jest naprawdę trudna. Jeśli potraktujesz po przysłowiowych „łebkach" uwagi Redakcji, być może w 99 przypadkach nic się nie stanie, co nie znaczy, że za setnym razem też się uda. A jak wynika ze statystyki, ten setny przypadek może być pierwszym... I ostatnim...
Istnieje prostsze rozwiązanie tego problemu: transformator bezpieczeństwa plus prostownik ze stabilizowanym wyjściem (lub przetwornica AC-DC), zasilający wysokiej klasy falownik typu „real sinus wave", o czym wspomina Autor w tekście.



Rysunek 1. Podstawowa koncepcja regulatora napięcia AC. Wyjście regulowanego autotransformatora jest podawane przy użyciu małego transformatora do zasilacza 8 V DC, dzięki czemu jego wyjście DC zmienia się wraz z napięciem AC. Jest ono porównywane ze stałym napięciem odniesienia 8 V DC, a jeśli zbytnio się różni, wówczas, w celu obrócenia wału autotransformatora i przywrócenia napięcia na wyjściu do żądanego poziomu napięcia AC, zostaje uruchomiony silnik

wiatru i słonecznej w dwukierunkowych instalacjach podłączonych do sieci energetycznej, które mogą znacznie zwiększyć napięcie zasilania w okresach dużego nasłonecznienia/wiatru. Oczywiście napięcie to później ponownie spada, więc nie można tego zjawiska uwzględnić za pomocą transformatora o stałej przekładni.

Zmiany zapotrzebowania w ciągu dnia mogą również powodować dość znaczące zmiany napięcia w sieci, podobnie jak włączanie i wyłączanie dużych obciążeń (np. w pobliskich fabrykach). Większość nowoczesnych urządzeń będzie działać dobrze od napięcia 220 V AC (a nawet mniejszego) do typowego maksimum 253 V AC (230 V AC + 10%), chociaż w niektórych obszarach, od czasu do czasu, mogą występować wyższe napięcia. Jest to szczególnie niekorzystne na terenach wiejskich, gdzie Czytelnik może znajdować się na końcu długiej linii zasilającej, a w okolicy mogą również znajdować się generatory energii odnawialnej.

A co, jeśli masz wrażliwy sprzęt? Te bardzo wysokie napięcia mogą uszkodzić niektóre urządzenia, podczas gdy urządzenia, które nawet nie są przez przepięcia uszkodzone, mogą działać nieprawidłowo, lub zużywać się szybciej. Dlatego pożądane jest, aby mieć sposób na ustabilizowanie podawanego do nich napięcia.

W przypadku komputera retro SOL-20 posiadanego przez Autora, podobnie jak w przypadku wielu komputerów na magistrali S-100 z lat 70., ma on zasilacz transformatorowy (analogowy). Za transformatorem znajduje się pełnookresowy prostownik i kondensatory filtrujące o bardzo wysokiej pojemności. Wykorzystuje on stabilizatory/regulatory liniowe do zasilania szyny 5 V, więc im wyższe napięcie wejściowe sieci, tym więcej ciepła rozpraszają te regulatory.

Regulując napięcie zasilania do najniższej wartości, która zapewnia wystarczający zapas napięcia do działania regulatorów liniowych, zmniejszamy wewnętrzne rozpraszanie ciepła i wydłużamy żywotność sprzętu. Projekt Autora ma zatem regulowane napięcie wyjściowe, które zostało ustawione na około 94 V AC.

Jest to wystarczające, aby utrzymać stabilność komputera i jego szynę 5 V na stałym poziomie, przy jednoczesnym zminimalizowaniu rozpraszania ciepła w stabilizatorach liniowych.

Pokrętło regulacji napięcia na panelu przednim ma mechaniczny pierścień blokujący, dzięki czemu nie można go przypadkowo ustawić poza bezpiecznym zakresem napięcia wyjściowego. Autor pozyskał to rozwiązanie z uszkodzonego wzmacniacza laboratoryjnego.

Nawiasem mówiąc, możliwe byłoby zrobienie czegoś podobnego do autotransformatora wykorzystując do tego celu konwerter AC-DC o odpowiednio dużej mocy z podłączonym doń falownikiem, generującym na wyjściu czyste napięcie sinusoidalne o zadanej wartości. Napięcie wyjściowe falownika byłoby w ten sposób niezależne od wahań napięcia sieciowego.

Rozwiązanie takie skutkuje jednak znacznie większymi „szumami" i zakłóceniami napięcia wyjściowego i znacznie większą ilością zakłóceń EMI ze względu na zastosowanie w urządzeniu dwóch wysokoprądowych zasilaczy impulsowych. Zdaniem Autora taka konfiguracja jest również bardziej podatna na awarie, z których niektóre mogą uszkodzić podłączony sprzęt. Takie podejście może być również dość kosztowne (Czytelnik nie kupi dobrej jakości falownika za kilkaset złotych) i prawdopodobnie

eprasa.pl 975b2f959b

energetycznie nieefektywne. Dlatego też Autor zdecydował się na konstrukcję opartą na przetwornicy autotransformatorowej.

Pomimo „zabytkowej" natury autotransformatora, amplituda fali sinusoidalnej (napięcie wyjściowe) jest bardzo dobrze i płynnie regulowana, z zachowaniem wysokiej sprawności.

Co ważne, dość łatwo jest również skonfigurować projekt oparty na autotransformatorze, aby fizycznie ograniczyć maksymalne możliwe napięcie wyjściowe do bezpiecznego poziomu. W ten sposób, nawet jeśli wystąpi całkowita awaria elektroniki, nie może ona uszkodzić urządzenia (urządzeń) odbiorczego (odbiorczych).

Koncepcja projektowa

Podstawowy schemat blokowy działania regulatora napięcia sieciowego przedstawiono na schemacie blokowym (**rysunek 1**). Wejściowe napięcie sieciowe jest podawane poprzez bezpiecznik na stały, zasilający odczep autotransformatora, a wyjście autotransformatora z ruchomego styku/ślizgacza zasila obciążenie. Zasilane jest również uzwojenie pierwotne małego transformatora, z którego uzwojenia wtórnego zasilane są obwody sterujące. Część tego zasilania generuje napięcie stałe proporcjonalne do napięcia przemiennego na wyjściu autotransformatora.

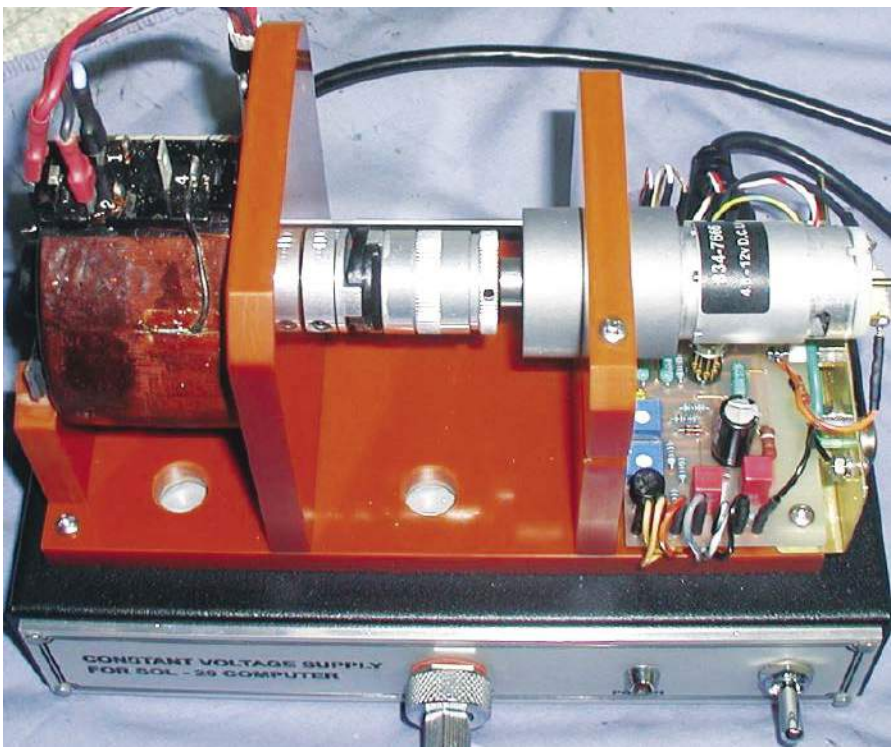
Jest ono następnie podawane na wejście nieodwracające wzmacniacza różnicowego wykorzystującego wzmacniacz operacyjny, z wejściem odwracającym podłączonym do stałego napięcia odniesienia +8 V. Wyjście tego wzmacniacza wskazuje, jak bardzo napięcie wyjściowe autotransformatora odbiega od pożądanej wartości. Napięcie to jest podawane na wejście odwracające drugiego wzmacniacza operacyjnego.

Napięcie na jego wejściu nieodwracającym jest regulowane przez potencjometr napięcia wyjściowego na panelu przednim. Tak więc napięcie na wyjściu drugiego wzmacniacza operacyjnego będzie ujemne, gdy napięcie wyjściowe jest wyższe niż wartość zadana, i dodatnie, gdy napięcie wyjściowe jest niższe. To napięcie wyjściowe steruje następnie zasilaczem silnika, który obraca suwak autotransformatora w odpowiednim kierunku, aby utrzymać żądane napięcie.

Co ważne, w tym napędzie zaimplementowano histerezę, aby zapobiec rozruchowi silnika z powodu minimalnych wahań napięcia sieciowego.

Nie chcemy, aby silnik cokolwiek robił, chyba, że napięcie wyjściowe spadnie o więcej niż, powiedzmy, dwa wolty od wartości zadanej.

W oryginalnej konstrukcji urządzenie jest zasilane z wyjścia transformatora obniżającego napięcie, podłączonego z kolei do wyjścia autotransformatora. Na wejściu autotransformatora napięcie wynosi ok. 115 V AC, a na jego wyjściu w konstrukcji Silicon Chip-a typowo poniżej 100 V AC.



Po zdjęciu uziemionej obudowy bezpieczeństwa, na zdjęciu wyraźnie widać sprzęgło, które zapobiega uszkodzeniu, jeśli silnik próbuje obrócić wałek autotransformatora poza jego ograniczniki krańcowe

Większość autotransformatorów może dostarczać napięcie wyjściowe od bliskiego 0 V do napięcia wyższego niż napięcie sieci zasilającej. zatem projekt jest równie odpowiedni, gdy potrzebujesz napięcia wyjściowego w zakresie 220...240 V AC, co wymaga zastosowania autotransformatora na napięcie 230 V i transformatora zasilającego o odpowiednio dobranej przekładni, o czym będzie mowa dalej.

Specyfika konstrukcji

Wzmocnienie serwomechanizmu w zamkniętej pętli wynosi około 23,5:1. Zaprogramowany przedział histerezy wynosi około ±1,2 V, a do uruchomienia silnika potrzeba kolejnej porcji napięcia 1,2...1,3 V.

Tak więc dla zadziałania silnika przesunięcie napięcia wejściowego na wejściu drugiego wzmacniacza operacyjnego musi wynosić około ± 100 mV. Ponieważ napięcie to jest generowane z sieci zasilającej za pomocą transformatora obniżającego napięcie o przełożeniu około 10:1 (w przypadku sieci 110 V), napięcie wyjściowe autotransformatora będzie się różnić o około ±1 V od pożądanej wartości nominalnej.

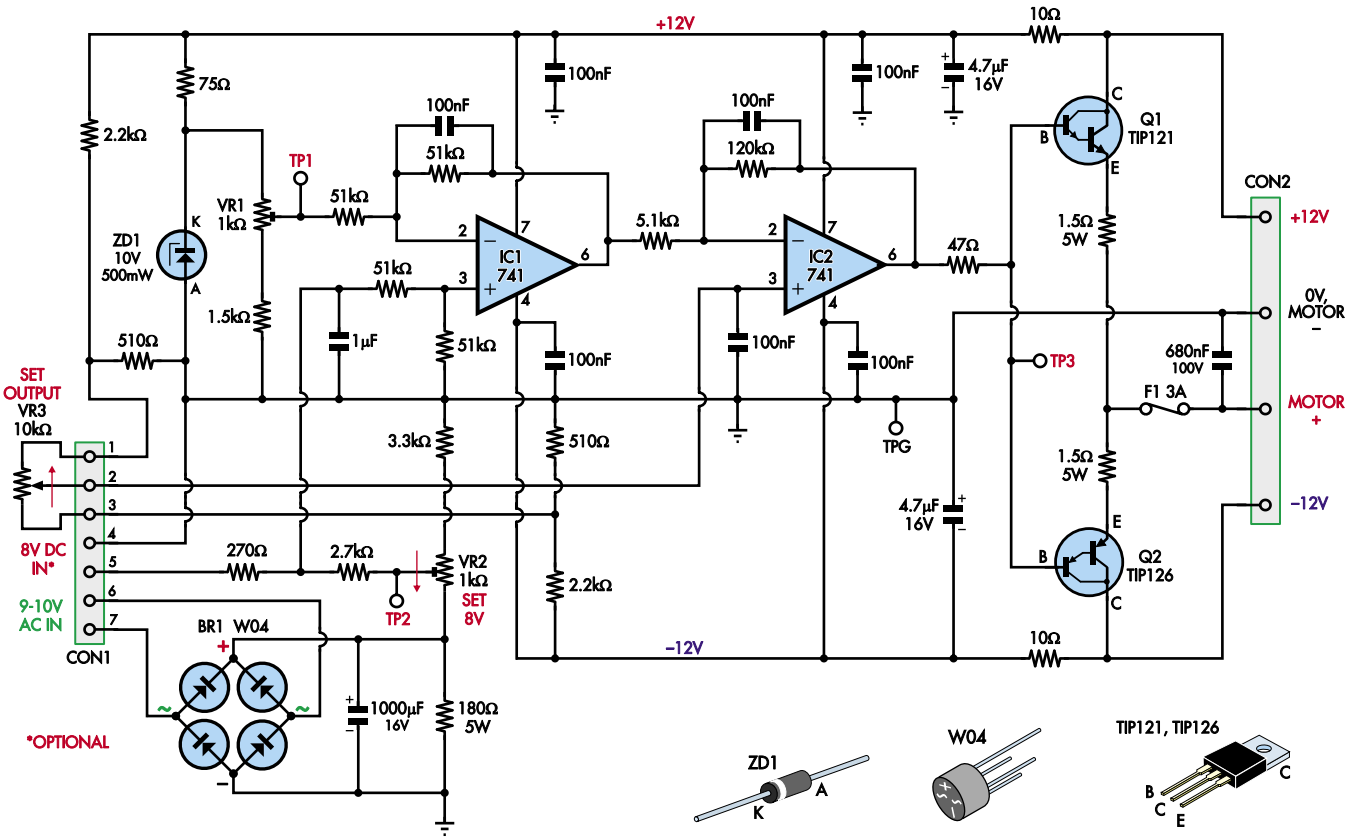
W zastosowaniach, w których napięcie wyjściowe jest bliższe 230 V AC, przekładnia transformatora zasilającego elektronikę sterującą jest bliższa 20:1, więc napięcie wyjściowe będzie się różnić o około ±2 V od pożądanego. Zasadniczo nie będzie to groźne dla żadnego sprzętu, który może być zasilany, i zmniejszy możliwość zakłóceń spowodowanych impulsami przenoszonym przez sieć.

Przy nagłym skoku napięcia sieciowego, powiedzmy o 5 V, silnik jest zmuszony do osiągnięcia prawie pełnej prędkości i dokonuje szybszej korekty. Ponieważ w urządzeniu wykorzystano silnik o 2 obrotach na minutę (za pośrednictwem przekładni), korekta zajmuje kilka sekund.

W monitorowanym napięciu obwodu sterowania występują niewielkie tętnienia o częstotliwości 100 Hz, generowane przez prostownik. Przy wbudowanym filtrowaniu mają one amplitudę około ±215 mV. Mieści się to w zakresie histerezy ±1,2 V. Bardziej skuteczne filtrowanie obniżyłoby tętnienia, ale także wydłużyłoby czas reakcji urządzenia na zmiany napięcia sieciowego.

W rozwiązaniu modelowym użyty został autotransformator toroidalny, w którym po uzwojeniu ślizga się szczotka węglowa. Ze względu na to, że jest to autotransformator toroidalny, ma on wysoką sprawność. Autor wybrał wysokiej jakości zabytkowy autotransformator firmy General Electric z pozłacanymi miedzianymi drutami uzwojenia w miejscu

eprasa.pl 975b2f959b



STEROWNIK SERWA REGULATORA NAPIĘCIA

Rysunek 2. Obwód sterujący jest stosunkowo prosty i zawiera tylko dwa wzmacniaczacze operacyjne, diodę Zenera jako źródło napięcia odniesienia i parę tranzystorów Darlingtona do zasilania silnika w dowolnym kierunku. Napięcia baza-emiter tranzystorów Darlingtona, wynoszące około 1,4 V każde, skutkują martwym zakresem napięcia zasilania, co zapobiega „migotaniu" silnika z powodu niewielkich wahań napięcia sieciowego

kontaktu ze szczotką węglową, o mocy znamionowej około 240 W.

Autotransformator o mocy 240...300 W jest stosunkowo niewielki, ma około 76 mm (trzy cale) średnicy i 50 mm (dwa cale) grubości.

Wałek autotransformatora jest połączony za pomocą sprzęgła Huco i kolejnego sprzęgła Oldhama z silnikiem prądu stałego 12 V o prędkości 2 obr/min.

Sprzęgło umożliwia współpracę silnika i walka autotransformatora przy niewielkim wzajemnym przesunięciu ich osi, lub ich wzajemnym skrzywieniu. Umożliwia też poślizg, gdy autotransformator osiągnie maksymalne lub minimalne mechaniczne punkty zatrzymania osi obrotu. Minimalny mechaniczny punkt zatrzymania osi autotransformatora Autor ustawił tak, aby najniższe napięcie wyjściowe wynosiło około 85 V, podczas gdy maksymalny punkt zatrzymania obrotu osi autotransformatora został ustawiony przy napięciu równym 115 V AC. W przypadku autotransformatora 250 V AC i zasilaniu urządzeń 230 V (albo muzealnych 220 V) punkty mechanicznej blokady napięcia wyjściowego można ustawić odpowiednio, np. przy 195 V i 240 V AC.

Elektronika

Silnik jest zasilany za pośrednictwem pary tranzystorów Darlingtona średniej mocy. Tranzystory Darlingtona bardzo wygodnie zapewniają histerezę o zakresie ±1,2 V ze względu na ich napięcie złącza baza-emiter. Jeśli na tych złączach zostanie przyłożone napięcie niższe niż 1,2 V, nie będą one przewodzić, więc nic się nie stanie. Ponadto mają one wystarczające wzmocnienie prądowe, aby możliwe było sterowanie ich baz bezpośrednio z wyjścia wzmacniacza operacyjnego.

Autor miał pod ręką kilka wojskowych wzmacniaczy operacyjnych 741 (typ 10101), których używa w krytycznych zastosowaniach, ponieważ uważa, że są one lepiej wykonane niż wiele nowoczesnych wzmacniaczy operacyjnych „prasowanych" w plastikowych obudowach. Jednak takie właśnie układy zostały zaprojektowane na płytce Silicon Chip-a. Oryginalne rozwiązanie Autora, z dużymi metalowymi obudowami OpAmp-ów, widać na fotografiach prototypu.

Wspaniałą rzeczą w 741 jest to, że nie wzmacnia na częstotliwościach radiowych, a także nie ma większego sensu zastosowanie tego układu powyżej 20 kHz, gdzie jest z natury ograniczony szybkością narastania. To czyni go idealnym do zastosowań z serwomechanizmami o niskiej prędkości.

Według współczesnych standardów układ 741 jest przestarzały, ale w przypadku tego konkretnego zastosowania ma wszystko, czego potrzeba, i nic ponadto.

W wielu elektronicznych układach ze sprzężeniem zwrotnym służących do sterowania serwomechanizmem silnika, takich jak obracający się bęben głowicy w magnetowidzie, filtrowanie pętli sprzężenia ma na celu zapobieganie przeregulowaniom i korekcji. Elementy filtra pętli są często podobne do tych, które można zobaczyć w typowym obwodzie PLL (Phase Locked Loop), z kondensatorem filtra pętli głównej i siecią RC zapobiegającą przesterowaniu.

Ponadto, odpowiedzi wzmacniaczy operacyjnych na wysokie częstotliwości są często tłumione, aby uodpornić system na zakłócenia, zwłaszcza, jeśli jest to aplikacja o niskiej częstotliwości.

Jednak w elektromechanicznym systemie sprzężenia zwrotnego serwomechanizmu,

eprasa.pl 975b2f959b

gdzie mamy do czynienia ze sporadycznym, niewielkim obrotem silnika, nie chcemy stałej aktywności silnika. Stąd histereza napięcia zasilania, która rozwiązuje problem naśladowania przez mechanizm wykonawczy najdrobniejszych zmian napięcia sterującego; drabinka RC zapobiegająca „migotaniu" silnika nie jest wymagana.

Gdy wał autotransformatora przesunie się do prawidłowej pozycji wyjściowej, prąd silnika zanika. Tylko wtedy, gdy zmienna wyjściowa (w tym przypadku napięcie) znacznie odbiega od ustawionej wartości docelowej, silnik obraca się, aby skorygować kąt ustawienia wałka autotransformatora.

Szczegóły obwodu

Pełny schemat ideowy obwodu pokazano na **rysunku 2**. Jak przedstawia to schemat blokowy, wykorzystuje on dwa wzmacniacze operacyjne. Zasilany jest z sieci za pomocą dwóch zintegrowanych zasilaczy impulsowych Jaycar Cat MP3296 z wyjściami 12 V 1,3 A. Są one połączone szeregowo w celu zasilania szyn ±12 V.

Napięcie referencyjne, ok. 10 V DC, jest wytwarzane przez diodę Zenera ZD1, zasilaną prądem około 23,5 mA z szyny +12 V poprzez ograniczające prąd rezystory 10 Ω i 75 Ω. Napięcie to jest następnie redukowane do skalibrowanej wartości +8 V za pomocą potencjometru nastawnego VR1, a następnie podawane, za pośrednictwem rezystora 51 kΩ, na wejście odwracające pierwszego wzmacniacza różnicowego zbudowanego na wzmacniaczu operacyjnym IC1.

Napięcie z wyjścia autotransformatora jest podawane na pierwotne uzwojenie transformatora T1, transformatora sieciowego Jaycar Cat MM2018 o napięciu wyjściowym około 9...10 V AC przy żądanym napięciu sieciowym (transformator ten nie jest pokazany na schemacie ideowym, jego wyjście podłączone jest do zacisków wejściowych 6 i 7 złącza CON1). W tym konkretnym przypadku, ponieważ Autor dążył do uzyskania napięcia wyjściowego nieco poniżej 100 V AC, użył transformatora 240 V/24 V 150 mA, co daje redukcję napięcia 10:1.

Aby uzyskać wyjściowe napięcie bliższe 230 V AC, należy użyć transformatora 230 V/9 V AC. Napięcie z wyjścia tego transformatora jest prostowane przez krzemowy mostek prostowniczy W04M, a następnie przykładane do rezystora obciążenia 180 Ω 5 W, co daje charakterystykę reakcji na obciążenie podobną do zasilacza komputerowego SOL w sprzęcie Autora.

Część napięcia na tym rezystorze obciążenia pojawia się na nastawnym wyprowadzeniu potencjometru montażowego VR2, który zapewnia dostrajanie tej części obwodu. Napięcie z tego wyprowadzenia przechodzi następnie przez filtr dolnoprzepustowy RC 2,7 kΩ + 1 µF i jest podawane na wejście nieodwracające układu scalonego IC1 przez drugi rezystor 51 kΩ.

Ponieważ wszystkie cztery rezystory dzielnika/sprzężenia zwrotnego we wzmacniaczu różnicowym wokół IC1 mają po 51 kΩ, ma on wzmocnienie równe jedności. Tak więc napięcie na jego wyjściu 6 jest napięciem sprzężenia zwrotnego minus napięcie odniesienia 8 V podane na wejście odwracające 2 z potencjometru nastawnego VR1.

Tak więc na wyjściu 6 wzmacniacza operacyjnego IC1 napięcie będzie powyżej 0 V, jeśli napięcie sprzężenia zwrotnego jest powyżej 8 V lub poniżej 0 V, jeśli jest poniżej 8 V.

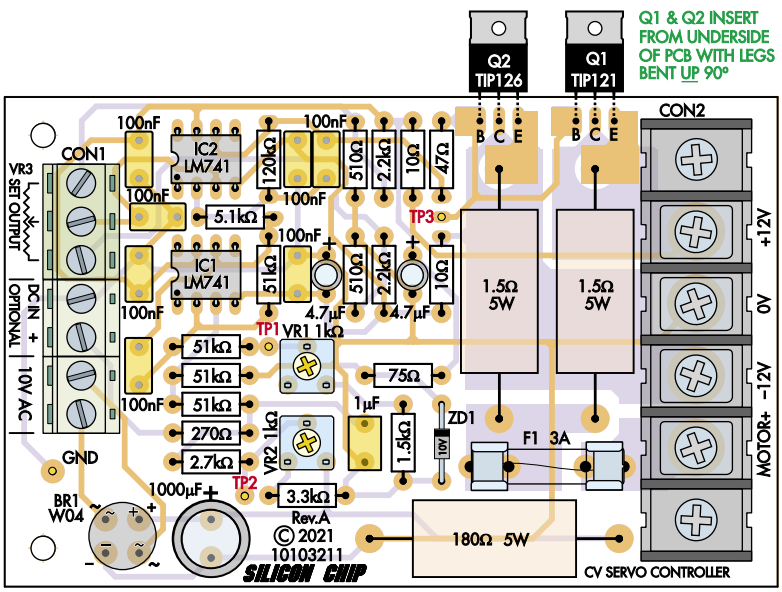
Ta różnica napięć trafia następnie przez rezystor 5,1 kΩ na wejście odwracające wzmacniacza operacyjnego IC2. Rezystor sprzężenia zwrotnego 120 kΩ ustawia wzmocnienie tego stopnia na 120 kΩ ÷ 5,1 kΩ = 23,5 razy. Wejście nieodwracające jest utrzymywane na stałym napięciu pomiędzy +2 V a −2 V, zgodnie z ustawieniem potencjometru VR3 regulacji napięcia na wyjściu.

Oba końce potencjometru regulacji VR3 są podłączone do złącza dzielników rezystancyjnych 2,2 kΩ/510 Ω na szynach zasilania +12 V i −12 V, zapewniając prawidłowy zakres regulacji. Pozwala to na maksymalną regulację wynoszącą około 25% nominalnego napięcia sieciowego, co jest aż nadto wystarczające.

Kondensator 100 nF obniża pasmo przenoszenia w obwodzie sprzężenia zwrotnego na tyle, że nie reaguje on na zakłócenia.

Wyjście 6 układu IC2 steruje następnie parą przerzutników Darlingtona, które zasilają silnik z szyn ±12V, z rezystorami emiterowymi 1,5 Ω 5W ograniczającymi szczytowy prąd silnika do około 5 A.

Kondensator 680 nF na zaciskach silnika tłumi zakłócenia z komutatora. Rezystory 10 Ω w liniach zasilania ±12 V zapobiegają przedostawaniu się zakłóceń zasilania silnika do reszty obwodu.



Rysunek 3. Montaż płytki drukowanej jest prosty. Wystarczy zacząć od komponentów o najniższym profilu i przechodzić stopniowo do coraz wyższych. Należy zwrócić uwagę na prawidłowe ułożenie układów scalonych, diody, mostka prostowniczego i tranzystorów Darlingtona. Tranzystory Darlingtona można zamontować na górze płytki i przykręcić je do boku obudowy lub pod spodem (jak pokazano na naszych zdjęciach) i przykręcić je do podstawy

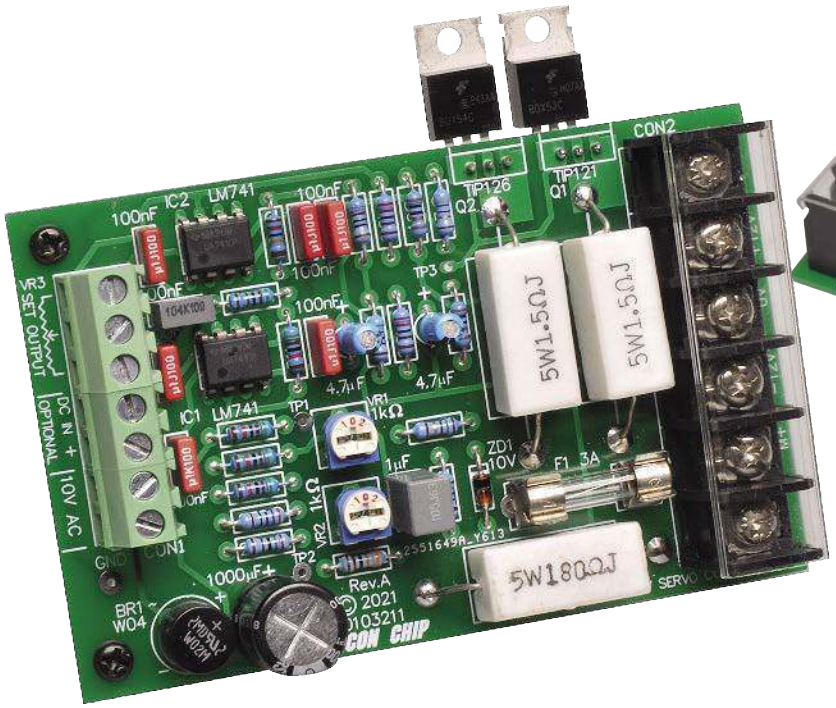
Próbkowanie obciążenia DC z zasilanego urządzenia

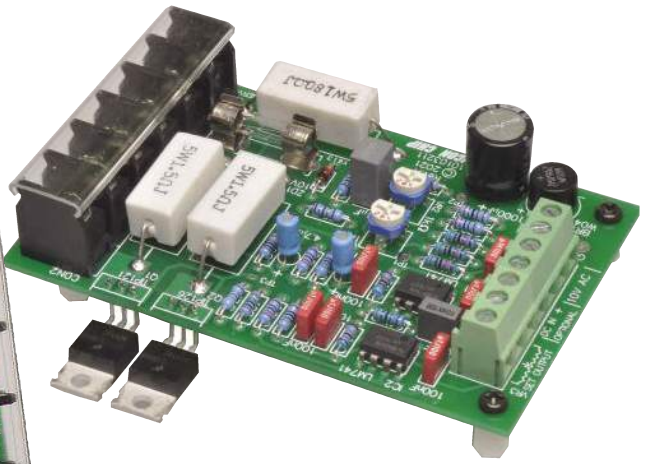
Być może zastanawiasz się nad przeznaczeniem wejścia 8 V DC na złączu CON1, zaciski 4 i 5. Dzięki niemu, jeśli w jednym z zasilanych urządzeń występuje szyna DC, której napięcie zmienia się w zależności od napięcia wejściowego sieci, można bezpośrednio wykorzystać tę szynę DC, zamiast polegać na wbudowanym transformatorze, prostowniku i rezystorze obciążenia.

W takim przypadku podłącza się zasilanie DC urządzenia do zacisków złącza CON1, co dominuje nad wbudowanym w stabilizator mechanizmem sprzężenia zwrotnego, zapewniając (teoretycznie) lepszą regulację wewnętrznych napięć urządzenia.

Autor przetestował to podłączając szynę napięcia zasilającą wejście regulatora 5 V w jego zabytkowym komputerze, ale okazało się, że nie poprawiło to zbytnio regulacji. Ostatecznie Autor pozostał więc przy wewnętrznym sprzężeniu zwrotnym,

eprasa.pl 975b2f959b





Dwa widoki zmontowanej płytki drukowanej Silicon Chip-a, ten po prawej głównie w celu pokazania metody montażu tranzystorów Darlingtona Q1 i Q2 – są one wkładane od spodu dwustronnej płytki z końcówkami wygiętymi najpierw pod kątem 90° do góry, a następnie przylutowanymi od góry. (Jeśli montujesz je pionowo, upewnij się, że są skierowane we właściwą stronę – emitery są najbliżej osłoniętego gniazda). W alternatywnym położeniu montaż jest dość prosty – jak zwykle należy uważać na polaryzację układów scalonych, półprzewodników i kondensatorów elektrolitycznych

ale zostawił tę opcję w projekcie na wypadek, gdyby przydała się w innych układach.

Montaż płytki drukowanej

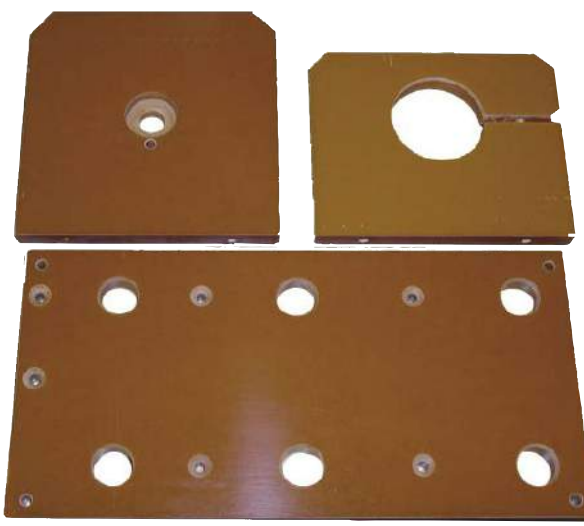
Jak pokazano na powyższych zdjęciach, Autor wytrawił płytkę drukowaną i zmontował ją przy użyciu wybranych wysokiej jakości komponentów, które miał pod ręką. Ale ponieważ jest mało prawdopodobne, aby Czytelnik miał te same komponenty (i prawdopodobnie nie może ich łatwo zdobyć), Redakcja Silicon Chip-a zaprojektowała równoważną płytkę drukowaną, dla bardziej standardowych podzespołów, pokazaną na **rysunku 3** i sąsiednich zdjęciach.

Montaż jest prosty. Zacznij od wlutowania wszystkich rezystorów w miejscach pokazanych na schemacie montażowym, a następnie wlutuj diodę Zenera (prawidłowo zorientowaną) i podstawki pod układy scalone. Jeśli nie używasz podstawek, możesz przylutować wzmacniacze operacyjne bezpośrednio do płytki, ale upewnij się, że ich kropki/nacięcia wskazujące pin numer 1 są prawidłowo ustawione. Następnie zamontuj mostek prostowniczy, dłuższym wyprowadzeniem + do oznaczonego pola lutowniczego.

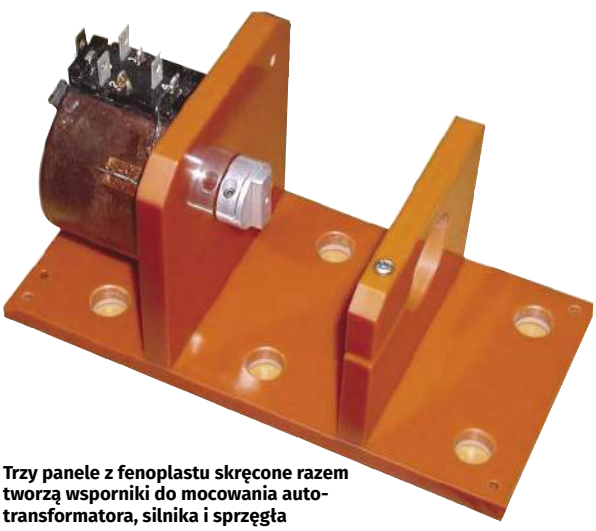
Następnie należy zamontować potencjometry nastawne (oba wartości po 1 kΩ, prawdopodobnie oznaczone kodem 102), potem mniejsze kondensatory, a następnie bloki zacisków śrubowych, z otworami na przewody w kierunku krawędzi płytki. Następnie wlutuj jedyny kondensator elektrolityczny, upewniając się, że jego dłuższy przewód trafia do pola oznaczonego + na płytce drukowanej. Następnie zamontuj cztery gwintowane kołki dystansowe przechodzące przez cztery otwory montażowe, przykręcając je od spodu płytki za pomocą krótkich wkrętów M3.

Pozostają tylko dwa tranzystory Darlingtona. Należy je odizolować od radiatora za pomocą podkładek izolacyjnych i tulejek, jak pokazano na **rysunku 5**.

Można je zamontować pionowo na krawędzi płytki, aby można je było przykręcić do pionowego radiatora lub boku metalowej obudowy. Alternatywnie, można wygiąć ich wyprowadzenia tak, aby zamontować je pod płytką, z wyprowadzeniami przechodzącymi od dołu przez pola lutownicze, a następnie

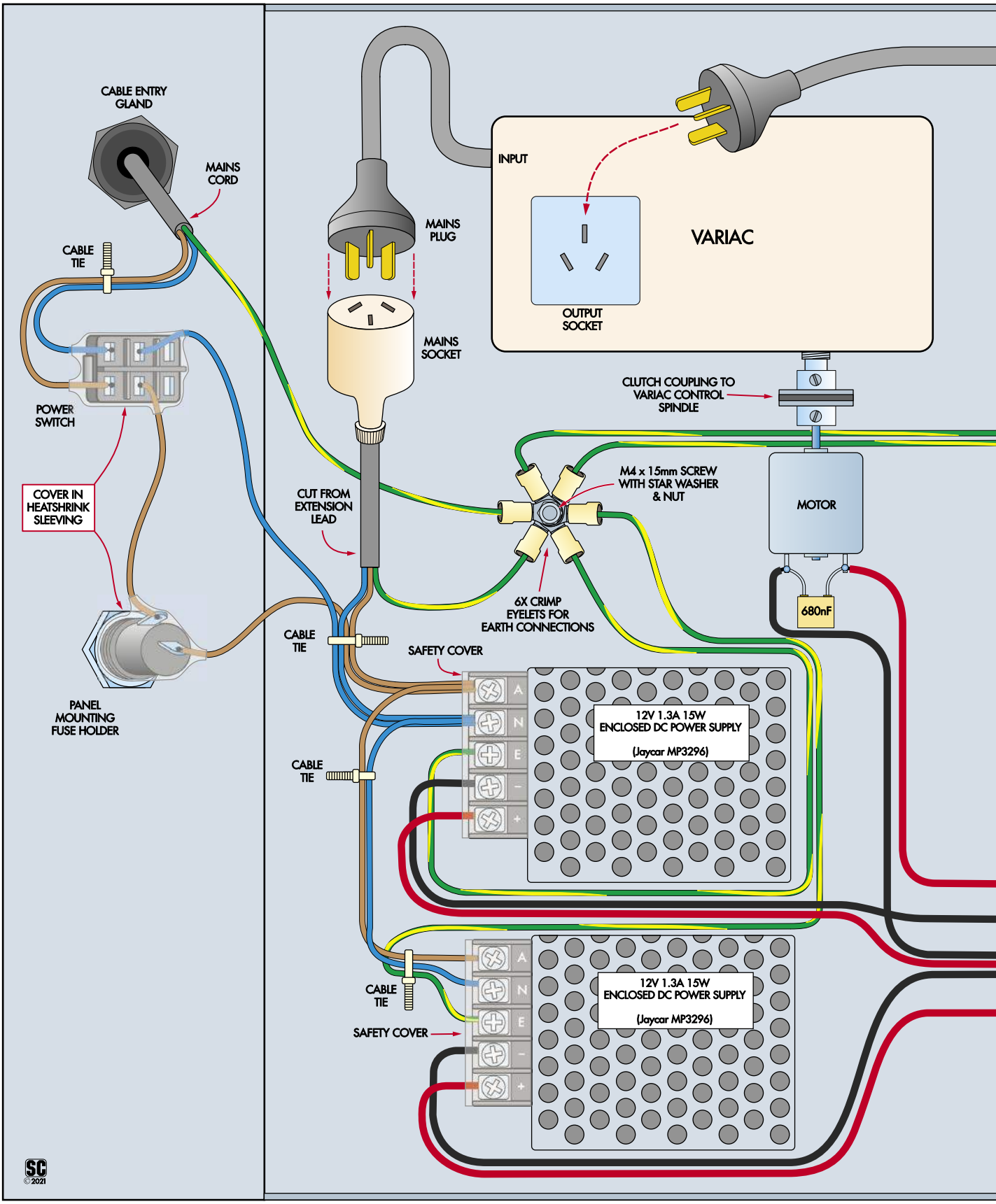


Fenoplast (termoutwardzalne tworzywo sztuczne) jest doskonałym izolatorem i łatwo poddaje się obróbce mechanicznej



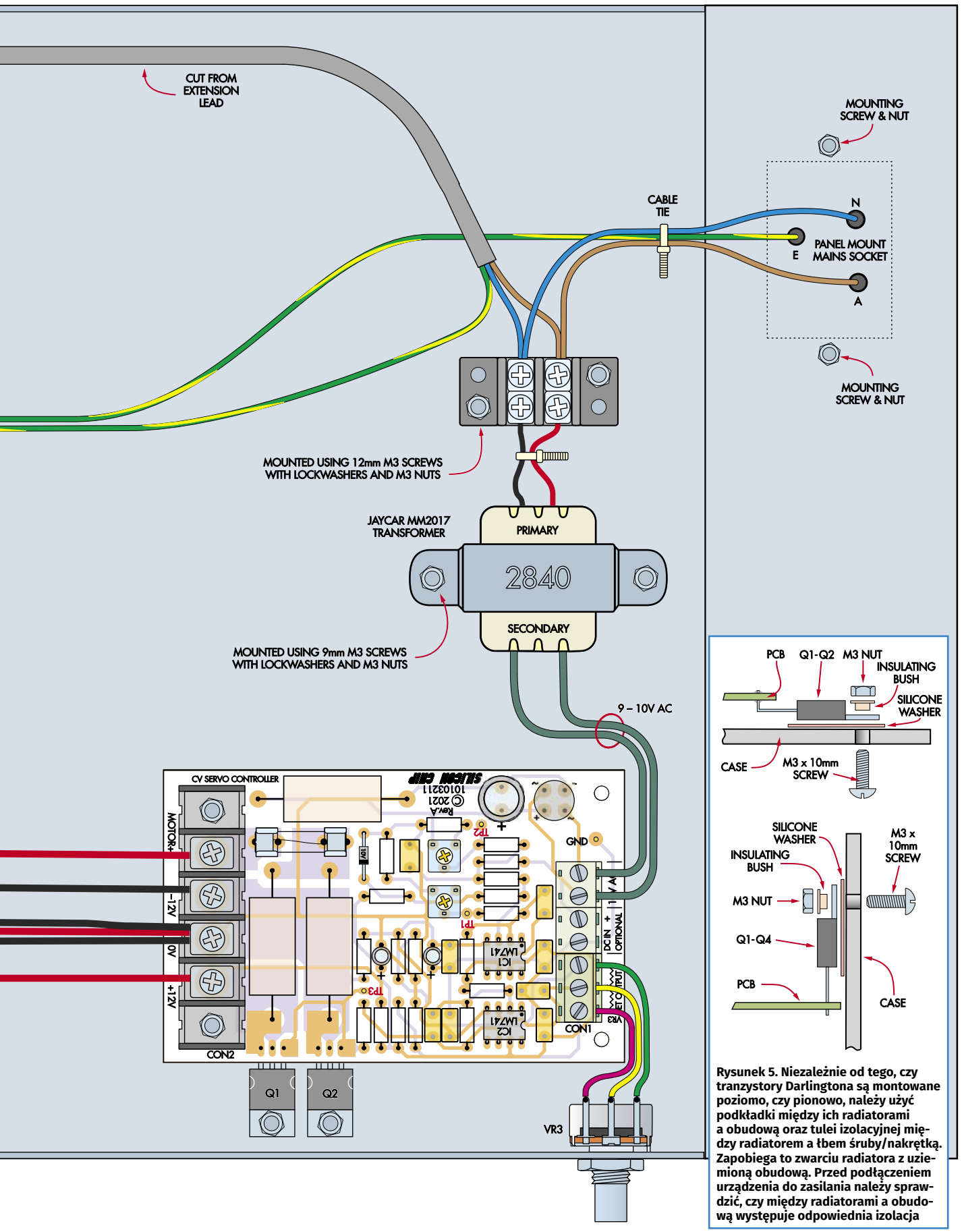
Trzy panele z fenoplastu skręcone razem tworzą wsporniki do mocowania autotransformatora, silnika i sprzęgła

eprasa.pl 975b2f959b



Rysunek 4. Ten schemat okablowania pokazuje ogólny układ całego urządzenia i specyfikę okablowania. Wszystkie odsłonięte metalowe elementy złączy elektrycznych są zakryte rurkami termokurczliwymi, a wszystkie przewody ochronne (uziemiające) są połączone z pojedynczym punktem uziemienia na obudowie. Dobrym pomysłem jest użycie dwóch nakrętek do skręcenia tego połączenia śrubą M4 i nie używanie śruby do żadnych innych celów. Upewnij się, że w miejscu styku przewodów ochronnych z obudową nie ma farby ani innego materiału izolacyjnego

eprasa.pl 975b2f959b



Rysunek 5. Niezależnie od tego, czy tranzystory Darlingtona są montowane poziomo, czy pionowo, należy użyć podkładki między ich radiatorami a obudową oraz tulei izolacyjnej między radiatorem a łbem śruby/nakrętką. Zapobiega to zwarciu radiatora z uziemioną obudową. Przed podłączeniem urządzenia do zasilania należy sprawdzić, czy między radiatorami a obudową występuje odpowiednia izolacja

eprasa.pl 975b2f959b

przylutowanymi od góry. Pozwoli to na przykręcenie ich do tego samego panelu, na którym znajduje się płytka drukowana.

Jeśli zamierzasz zamontować tranzystory Darlingtona w ten sposób (pod spodem), upewnij się, że są one zamontowane w wystarczającej odległości od PCB, aby dało się je położyć na podkładkach izolacyjnych umieszczonych między ich radiatorami a spodem obudowy.

Konstrukcja mechaniczna

Autor zabudował elektronikę w pomalowanej stalowej obudowie Hammond, z wentylowaną górną pokrywą, a następnie stworzył izolowaną konstrukcję na górze obudowy, która mieści autotransformator, silnik prądu stałego i sprzęgło. Jeśli zamierzasz pozostawić autotransformator odsłonięty, musisz w pełni zaizolować połączenia, a więc inaczej niż w prototypie widocznym na zdjęciach, który ma odsłonięte zaciski, na których występuje niebezpieczny potencjał.

Autor zamontował autotransformator, sprzęgło i silnik na wspornikach wykonanych z izolacyjnego fenoplastu o grubości 10 mm (doskonały izolator). Fenolowy materiał izolacyjny może być przycinany, wiercony lub gwintowany, co upraszcza budowę. Będziesz musiał, Czytelniku, opracować podobną konstrukcję, aby pasowała do Twojego autotransformatora, sprzęgła i silnika. Możliwe jest również użycie arkusza laminatu epoksydowego z włóknem szklanym o grubości 10 mm, ale jest on nieco trudniejszy do obróbki.

Najprostszym (i prawdopodobnie najbezpieczniejszym) sposobem podłączenia stabilizatora do sieci jest przecięcie typowego przedłużacza (a nawet trzech) na dwie części i przeprowadzenie końcówek kabla z wtyczką do wnętrza metalowej obudowy za pomocą przelotki lub dławika kablowego. Następnie można podłączyć kolejny przewód z wtyczką do gniazda wyjścia autotransformatora i użyć go do zasilania gniazda wyjściowego i elektroniki na PCB, poprzez transformator redukcji napięcia wyjściowego. Końcówka przewodu z gniazdem jest wewnętrznie podłączona do wtyczki zasilającej autotransformator, a także zapewnia połączenie dla zasilania obu przetwornic 230 V AC/12 V DC.

W konstrukcji prototypowej autotransformator ma odsłonięte zaciski sieciowe (konektory płaskie), więc został zamknięty wraz z cała sekcją w uziemionej metalowej klatce. Można to również zrobić, ale jeśli zastosujesz metodę wtyczki i gniazda i utrzymasz całe okablowanie sieciowe wewnątrz skrzynki sterowniczej, nie będzie to konieczne (pod warunkiem, że autotransformator w wykonaniu fabrycznym ma własną obudowę z wyprowadzeniem kabla z wtyczką i gniazdo wyjściowe do wtyczki).

W przypadku stalowej obudowy, po wycięciu otworów należy wygładzić ich krawędzie papierem ściernym o gradacji 1000 i pomalować je, aby zapobiec rdzewieniu. Zamiast używać w metalowej obudowie wkrętów samogwintujących, można zastosować śruby i nakrętki zabezpieczające ze stali nierdzewnej.

Podczas montażu gumowych nóżek warto używać metalowych kołków dystansowych, aby guma nie była nadmiernie ściśnięta, a śruby można było dokręcić, aby nie poluzowały się później.

Przyklejane gumowe nóżki to strata czasu, ponieważ klej nie trzyma wiecznie, więc , jeśli Czytelnik nie chce, żeby po pewnym w czasie odpadły, warto zrezygnować z ich używania.

Niezbędne jest posiadanie solidnego głównego zacisku uziemiającego dla niezawodnego uziemienia metalowych elementów obudowy.

Łeb śruby tego zacisku nie może być łatwo dostępny i powinien być dokręcony kluczem nasadowym, z podkładkami zabezpieczającymi oraz co najmniej dwiema nakrętkami.

Upewnij się, że usunąłeś „do gołej blachy" farbę z obudowy w miejscu styku.

Do okablowania sieciowego Autor użył przewodu odpornego na warunki otoczenia, pokrytego gumą silikonową (pochodzącego z komponentów RS, albo starego zasilacza awaryjnego).

Jest to izolacja niezwykle odporna na temperaturę, która nie zwija się podczas lutowania i pod każdym względem jest znacznie lepsza niż izolacją PCW pokrywająca klasyczne przewody.

Wykaz elementów:

1 moduł sterujący (patrz poniżej)
1 regulowany autotransformator („Variac"), adekwatny do danego zastosowania
1 silnik DC z reduktorem, około 2 RPM (np. 35 mm silnik Spur [seria 980D]) [RS Components 834-7666].
1 mały zespół sprzęgła (do podłączenia silnika do wału autotransformatora) (np. sprzęgło cierne Huco, otwór 6 mm 53 Nm) [RS Components 890-3036].
1 adapter sprzęgła Oldhama do połączenia autotransformator-sprzęgło
2 zasilacze impulsowe 230 V AC/12 V DC 1,3 A [np. Jaycar MP3296]
1 mały transformator 230 V AC/9...10 V AC [np. Jaycar MM2017]
1 gniazdo bezpiecznika M20×5 montowane na panelu [Jaycar SZ2028]
1 szybki bezpiecznik M20×5, dopasowany do wartości prądu znamionowego autotransformatora
1 podświetlany neonówką przełącznik kołyskowy DPST 240 V AC [Jaycar SK0995]
1 2-stykowa śrubowa listwa zaciskowa do montażu powierzchniowego [Jaycar HM3167]
1 przelotka lub dławik kablowy pasujący do przewodu sieciowego
1 gniazdo sieciowe do montażu panelowego, trójstykowe z bolcem ochronnym
1 śruba M4×15
1 podkładka gwiazdkowa 4 mm
1 (2) nakrętka M4
6 śrub M3×15-16
10 płaskich podkładek pasujących do śrub M3
6 nakrętek sześciokątnych M3
1 krótki przedłużacz (przecięty na pół, aby uzyskać przewód wtyczki i gniazda)
1 (2) przewód zasilający z 3-stykową wtyczką
1 metalowe pudełko wystarczająco duże, aby zmieścić zasilacze impulsowe, płytkę drukowaną sterownika itp.
Materiał izolacyjny (fenoplast, laminat epoksydowo-szklany itp.) do wykonania wsporników dla autotransformatora, silnika, sprzęgła itp.
Śruby, podkładki, nakrętki, zaciskane końcówki oczkowe, zaciskane konektory płaskie, przepusty kablowe, przewód sieciowy itp.

Części modułu sterowania

1 dwustronna płytka drukowana o kodzie 10103211 i wymiarach 102x65 mm
1 3-drożny zacisk śrubowy, raster 5,08 mm (CON1)
2 2-drożne zaciski śrubowe, raster 5,08 mm (CON1)
1 4-stykowa listwa zacisków do montażu na płytce drukowanej, z dwoma otworami montażowymi (CON2) [Jaycar HM3162].
1 para zacisków bezpiecznikowych M20×5 (F1)
1 bezpiecznik M20x5 3 A (F1)
2 zestawy izolacyjne TO-220 (podkładki i tuleje)
4 poliamidowe kołki dystansowe z gwintem M3 o długości 9 mm
8 wkrętów M3×5

Półprzewodniki:

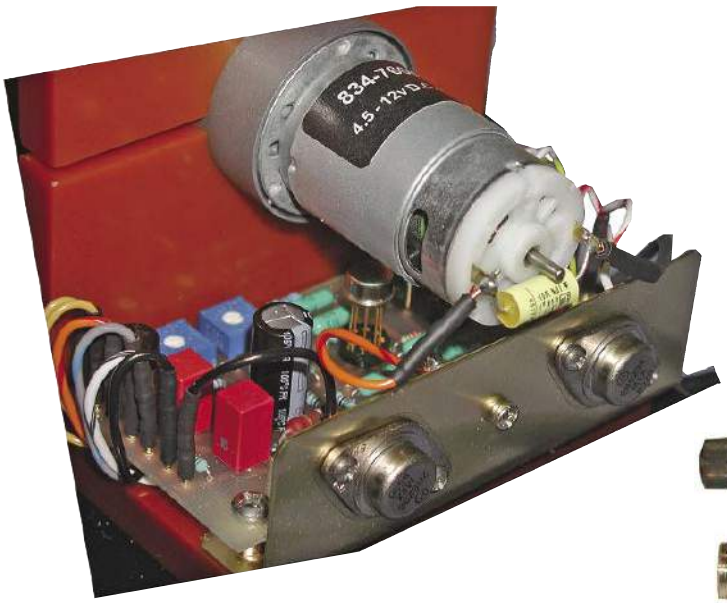
2 wzmacniacze operacyjne LM741 lub równoważne (IC1, IC2)
1 tranzystor Darlingtona NPN TIP121/BD649/BDX53C 8 A 80 V(Q1) [Jaycar ZT2198]
1 tranzystor Darlingtona PNP TIP126/BD650/BDX54C 8A 80 V (Q2) [Jaycar ZT2199]
1 mostek prostowniczy W02M/W04M 1,5 A (BR1)
1 dioda Zenera 10 V 0.6 W/1 W (ZD1)

Kondensatory:

1 kondensator elektrolityczny 1000 µF 25 V
2 kondensatory elektrolityczne 4,7 µF 50 V
1 kondensator foliowy 1 µF 63 V MKT
1 kondensator foliowy 680 nF 63 V MKT (zamontowany na zaciskach silnika)
7 kondensatorów foliowych 100 nF 63 V MKT

Rezystory: (wszystkie 1/4 W 1% metalizowane, chyba, że podano inaczej)
1 szt. 120 kΩ 4 szt. 51 kΩ 1 szt. 5,1 kΩ 1 szt. 3,3 kΩ 1 szt. 2,7 kΩ 2 szt. 2,2 kΩ 1 szt. 1,5 kΩ 2 szt. 510 Ω
1 szt. 270 Ω 1 szt. 180 Ω 10% 5 W 1 szt. 75 Ω 1 szt. 47 Ω 2 szt. 10 Ω 2 szt. 1,5 Ω 10% 5 W
2 poziome potencjometry nastawne mini 1 kΩ (VR1, VR2)
1 szt. potencjometr liniowy 10 kΩ 16 mm (VR3)

eprasa.pl 975b2f959b





W prototypowym urządzeniu zostały użyte tranzystory Darlingtona w obudowie TO-66 z płaskim metalowym kołnierzem działającym jako radiator. Jednak płytka drukowana Silicon Chip-a została zaprojektowana tak, aby pasowała do bardziej nowoczesnej obudowy TO-220

Mały dodatkowy kawałek plastiku działa jako ogranicznik obrotu ramienia ruchomego styku autotransformatora i zapobiega spadkowi napięcia wyjściowego poniżej określonego napięcia, np. 85 V, ale system sterowania działał tak dobrze, że w ostatecznym projekcie został usunięty

Okablowanie

Urządzenie należy podłączyć w sposób pokazany na **rysunku 4**. Wejście sieciowe (czy to za pomocą gniazda IEC montowanego w obudowie, czy też za pomocą kabla) musi być podłączone do wejść dwóch modułów zasilaczy impulsowych i wejścia autotransformatora.

Przewody ochronne (uziemiające żółto-zielone) ze wszystkich kabli, gniazd i wtyków sieciowych oraz idące z obudów zasilaczy impulsowych muszą być połączone razem za pośrednictwem końcówki uziemienia obudowy. Wyjście autotransformatora zasila mały transformator 9...10 V (dla wyjścia ~230 V AC).

W przypadku okablowania autotransformatora, należy przeciąć krótki przedłużacz na 2 części i podłączyć koniec kabla z gniazdem do zacisków wejściowych zasilaczy impulsowych 12 V.

Podłącz koniec przewodu z wtyczką (dedykowanego do wyjścia autotransformatora) do zacisku śrubowego do montażu powierzchniowego. Poprowadź od zacisków przewody sieciowe do transformatora 9 V AC i wyjściowego gniazda sieciowego (z bolcem ochronnym!) z boku obudowy.

Schemat okablowania pokazuje przewód zasilający wchodzący do obudowy przez dławik kablowy. Jeśli używany jest dławik, nakrętka zabezpieczająca, która dociska przewód na miejscu, musi być zabezpieczona klejem kontaktowym, aby zapewnić, że przewód nie poluzuje się łatwo.

Całe okablowanie sieciowe musi być zaizolowane za pomocą rurki termokurczliwej na lutowanych połączeniach lub za pomocą zaciskanych, izolowanych złączy konektorowych.

Należy również dodać opaski kablowe do okablowania sieciowego w pobliżu punktów połączeń, aby zapobiec uwolnieniu się przewodów i ryzyku porażenia prądem.

Przewód ochronny (wspólny punkt uziemienia) łączy wszystkie przewody uziemienia za pomocą śruby M4, podkładki gwiazdowej i nakrętek. Do połączenia z punktem uziemienia używane są końcówki oczkowe zaciskane na przewodach.

Wyjście jednego z modułów zasilaczy impulsowych 12 V DC jest podłączone między zaciskami +12 V i 0 V na złączu CON2, a drugi jest podłączony między 0 V (wyjście +) i –12 V (wyjście –). Silnik podłącza się między dwoma środkowymi zaciskami CON2 (tj. jeden koniec będzie wspólny z dwoma przewodami zasilania trybu przełączania).

Po zamontowaniu potencjometru VR3 w obudowie, podłącz jego zacisk z powrotem do zacisków 1...3 złącza CON1, jak pokazano na rysunku. Wyjście małego transformatora (między odczepami lub zaciskami) 9 V i 0 V, łączy się z zaciskami 6 i 7 złącza CON1, kierunek podłączenia nie ma znaczenia.

Od Red. EdW: Istnieją dwa ważne elementy okablowania stabilizatora, do których powinieneś się bezwzględnie zastosować:

Wtyczkę zasilającą stabilizatora podłączasz do gniazdka sieciowego tak, aby przewody: fazowy i neutralny we wtyczce trafiły na odpowiednie przewody w gniazdku sieciowym. Bezwzględnie musi to być gniazdo z przewodem i bolcem ochronnym.

Przy okablowywaniu autotransformatora przewód wspólny autotransformatora łączysz z obu stron z przewodami neutralnymi (niebieskimi) okablowania. Przewód wejściowy zasilania autotransformatora łączysz z przewodem fazowym (brązowym) po stronie zasilania, przewód wyjściowy z ruchomego styku autotransformatora łączysz z przewodem fazowym (brązowym) po stronie wyjściowej stabilizatora.

Konfiguracja

Należy wykonać trzy regulacje: regulację VR1, aby uzyskać napięcie bardzo bliskie 8 V między TP1 i TPG, regulację VR2, aby

eprasa.pl 975b2f959b

uzyskać 8 V między TP2 i TPG, oraz ustawienie VR3, aby uzyskać żądane napięcie wyjściowe.

Początkowo należy usunąć bezpiecznik F1, aby silnik nie był zasilany.

Najbezpieczniejszym sposobem regulacji VR1 jest użycie zasilacza stołowego 12 V lub małej baterii do zasilania obwodu, bez żadnego połączenia sieciowego. Wystarczy podłączyć zasilanie zastępcze między zaciskami +12 V i 0 V, a następnie wyregulować VR1, monitorując napięcie w punkcie TP1.

Jeśli nie masz odpowiedniego źródła zasilania (np. małego zasilacza wtyczkowego), możesz użyć modułów zasilaczy impulsowych 12 V, których będziesz używać do zasilania urządzenia końcowego. W takim przypadku należy upewnić się przed włączeniem zasilania i podłączeniem multimetru cyfrowego i śrubokręta w celu dokonania regulacji, że całe okablowanie sieciowe jest w pełni odłączone.

Aby wyregulować VR2, należy podłączyć zasilanie sieciowe, więc należy dokładnie sprawdzić izolację i użyć plastikowego narzędzia do regulacji. Zachowaj ostrożność podczas sondowania TP2 i TPG, aby trzymać się z dala od wszystkich połączeń sieciowych. Ponownie przekręć potencjometr, aż uzyskasz odczyt bardzo zbliżony do 8 V.

Następnie można zamontować bezpiecznik, zamknąć całość, włączyć zasilanie i monitorować napięcie wyjściowe autotransformatora (za pomocą multimetru cyfrowego), jednocześnie regulując VR3, aby uzyskać dokładnie 230 V AC (lub jakiekolwiek inne napięcie docelowe).

Upewnij się, że nie jest podłączone żadne obciążenie, dopóki nie upewnisz się, że urządzenie działa prawidłowo i napięcie wyjściowe jest ustawione prawidłowo, ponieważ niektóre autotransformatory mogą wytwarzać wystarczająco wysokie napięcia maksymalne, aby uszkodzić wrażliwy sprzęt. Dlatego sugerujemy Czytelnikowi, aby na panelu czołowym dodał mały cyfrowy moduł pomiaru napięcia wyjściowego o zakresie np. do 400 V AC, co znacząco poprawi funkcjonalność stabilizatora.

Jeśli silnik pracuje w sposób ciągły, a autotransformator zablokował się w jednym ze swoich położeń krańcowych, może być konieczna zamiana podłączenia przewodów silnika, aby uzyskać ujemne sprzężenie zwrotne zamiast dodatniego.

Należy pamiętać, że można dodać mechaniczne ograniczniki do autotransformatora, aby ustawić twardy górny i dolny limit napięcia wyjściowego przy nominalnym wejściowym napięciu sieciowym. Jeśli pomyślisz o tym, co stanie się w przypadku zaniku napięcia, jest to bardzo dobry pomysł.



Otwory wywiercone w fenolowej podstawie i górnej pokrywie obudowy umożliwiają przejście okablowania między nimi oraz zapewniają przepływ powietrza do obudowy poniżej



Gotowa jednostka – otwory w górnej części klatki zabezpieczającej umożliwiają cyrkulację powietrza chłodzącego. Urządzenie jest bardzo sprawne, ale nadal rozprasza kilka watów przy pełnym obciążeniu

Jeśli napięcie sieciowe jest wyjątkowo niskie, płyta sterownika będzie skręcać autotransformator na maksimum. Gdy napięcie sieciowe powróci do normy, może to doprowadzić do bardzo wysokiego napięcia wyjściowego przez kilka sekund, dopóki nie powróci ono do pozycji 1:1.

Sposobem na zabezpieczenie się przed taką sytuacją byłoby połączenie tego urządzenia z urządzeniem Brownout Protector, takim jak to, które opublikowaliśmy w numerze Silicon Chip-a z lipca 2016 roku (siliconchip.com.au/Article/10000). ■

dr Hugo Holden

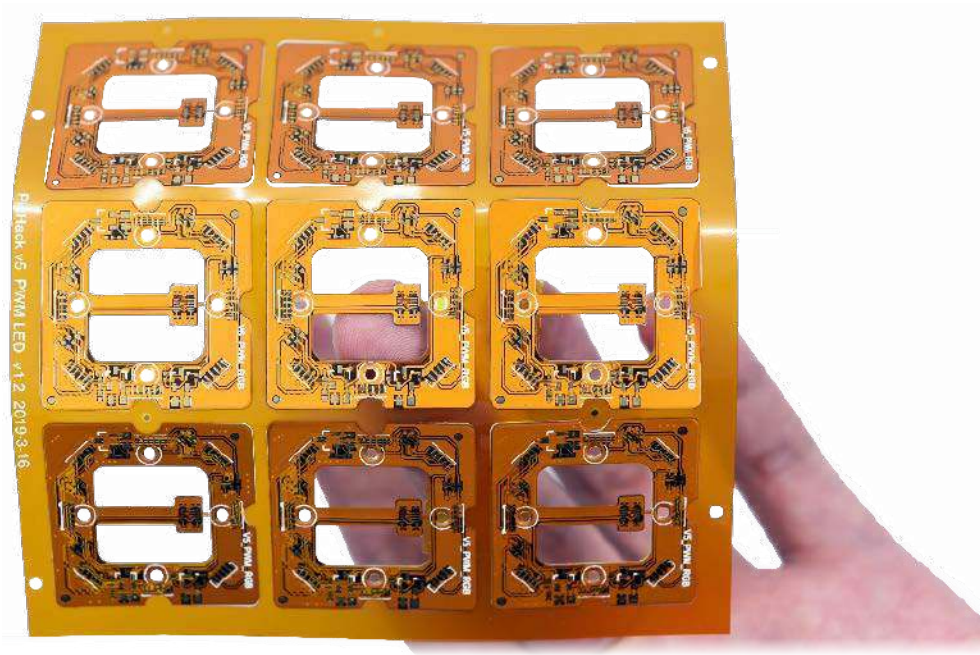
Adaptacja do wydania polskiego – Andrzej Nowicki

Artykuł reprodukowano na podstawie umowy z magazynem „Silicon Chip”, 2022. www.siliconchip.com.au

eprasa.pl 975b2f959b

Elastyczna elektronika, czyli płytki drukowane typu flex i rigid-flex w ofercie PCBWay

Coraz szersze grono amatorów elektroniki korzysta z usług produkcji płytek drukowanych. Takie rozwiązanie pozwala łatwo, szybko i – co najważniejsze – niewielkim kosztem uzyskać dowolne płytki drukowane o jakości nieosiągalnej przy użyciu nawet najbardziej dopracowanych technik „domowych". A gdyby tak przejść na obwody elastyczne? Nie ma problemu – PCBWay, uznany producent zaawansowanych obwodów drukowanych, czeka na Twoje zamówienie!



Elastyczne obwody drukowane spotykamy obecnie praktycznie we wszystkich gałęziach współczesnej elektroniki. Płytki drukowane typu flex oraz rigid-flex są bowiem „elastyczne" nie tylko w znaczeniu mechanicznym, ale także aplikacyjnym – pozwalają na użytkowanie niemal 100% przestrzeni dostępnej wewnątrz najbardziej nawet kompaktowych urządzeń, stąd tak często można je znaleźć m.in. w aparatach cyfrowych (zarówno w body lustrzanek i aparatów bezlusterkowych, jak i w obiektywach), urządzeniach mobilnych czy ubieralnych, aktywnych implantach medycznych oraz setkach innych produktów. Obwody elastyczne są także niezastąpione w zastosowaniach, które wymagają połączenia dwóch (lub więcej) modułów przemieszczających się względem siebie podczas pracy urządzenia – przykładem mogą być głowice drukarek atramentowych, skanery dokumentów, napędy optyczne komputerów i wiele innych.

Do niedawna użycie obwodu sztywno-giętkiego lub w pełni elastycznego wiązało się z koniecznością poniesienia przez producenta urządzenia sporych kosztów wdrożeniowych – taka implementacja była więc w praktyce opłacalna tylko przy produkcji wielkoskalowej. Sytuacja uległa diametralnej zmianie w momencie wprowadzenia tego rodzaju płytek drukowanych do oferty PCBWay – czołowego producenta PCB oraz dostawcy kompleksowych usług montażowych.

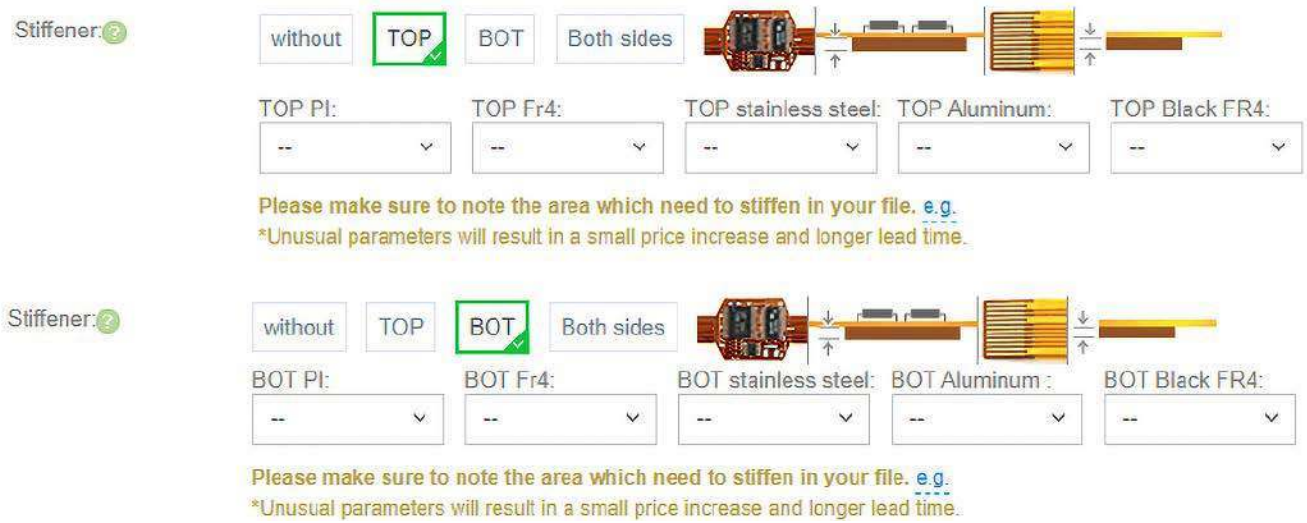
Zalety obwodów drukowanych typu flex i rigid-flex

Elastyczność obwodów z omawianej grupy umożliwia niemal dowolne układanie połączeń oraz rozmieszczanie poszczególnych modułów wewnątrz obudowy urządzenia, nawet o bardzo złożonej geometrii. Bezpośrednie przejście z części sztywnej (zwykle zbudowanej w oparciu o laminat FR4, ale nie tylko) na elastyczną (na podłożu polimerowym) pozwala na całkowitą lub przynajmniej znaczną eliminację konwencjonalnych złączy i wtyków oraz wiązek kablowych, co znakomicie ułatwia integrację docelowego produktu i przynosi niemałe oszczędności związane z uproszczeniem procesu montażu. Cienkie paski obwodów elastycznych (o grubości na poziomie ułamka milimetra) zapewniają także nieporównanie większą trwałość w warunkach powtarzalnego zginania – w porównaniu do najlepszych nawet wiązek kablowych. Znacznie wyższa jest też odporność na udary, wibracje i naprężenia, co ma znaczenie w urządzeniach intensywnie eksploatowanych lub pracujących w szczególnie wymagających środowiskach (np. sprzęt militarny). Obwody elastyczne na podłożach poliimidowych pozwalają na uzyskanie promienia gięcia na poziomie 1 mm, zaś zakres temperatur pracy dochodzi nawet do 200°C. Podłoża poliestrowe (PET) zapewniają natomiast wyższą (w porównaniu do poliimidu) wytrzymałość na rozdarcie (800 g vs 500 g).



Fotografia 1. Elastyczny obwód jednowarstwowy

eprasa.pl 975b2f959b



Rysunek 1. PCBWay oferuje produkcję płytek sztywno-giętkich z usztywnieniami na bazie FR4, poliimidu, a nawet stali nierdzewnej lub aluminium.

Obwody sztywno-giętkie i elastyczne – możliwości technologiczne

PCBWay świadczy kompleksowe usługi w zakresie produkcji elastycznych obwodów drukowanych o liczbie warstw od 1 do 16 (**fotografie 1...3**), przy czym całkowita grubość PCB może zawierać się w przedziale od 4 do 40 milsów (nie licząc części usztywniającej, np. w przypadku złączy krawędziowych bądź płytek rigid-flex). Tolerancja geometrii obwodów jednowarstwowych wynosi ±1 mils, zaś jeśli chodzi o płytki wielowarstwowe wartość ta jest nieznacznie większa (±1,2 milsa). Największe produkowane obwody mogą dochodzić nawet do 27,5" w najdłuższym wymiarze, co pozwala na realizację najbardziej rozbudowanych projektów.

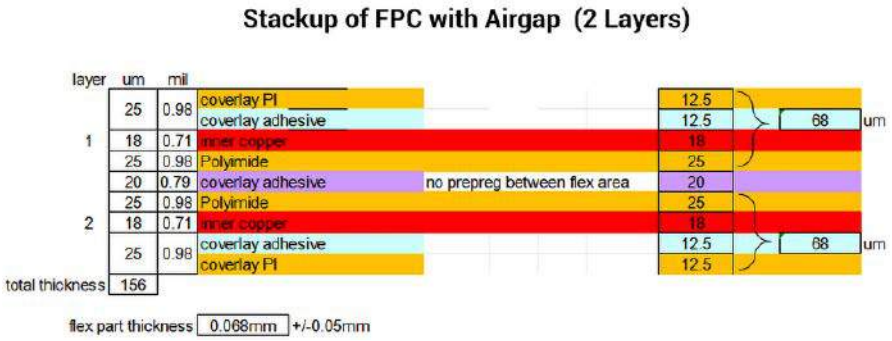
Minimalny promień gięcia w przypadku obwodu jednowarstwowego wynosi zaledwie 3...6 grubości PCB, przy konstrukcji dwuwarstwowej współczynnik ten rośnie do 7...10, zaś rozbudowane stosy wielowarstwowe mogą być bezpiecznie zginane na promieniu będącym 10...15-krotnością grubości PCB.

W aplikacjach wymagających najwyższego stopnia miniaturyzacji (w szczególności w obwodach HDI) duże znaczenie mają limity produkcyjne dotyczące średnicy otworów oraz szerokości ścieżek i odstępów izolacyjnych. Tutaj także PCBWay ma czym się pochwalić – minimalna średnica otworu może wynosić zaledwie 4 milsy, zaś możliwe do wytworzenia szerokości ścieżek i odstępów zaczynają się już od 2 milsów!

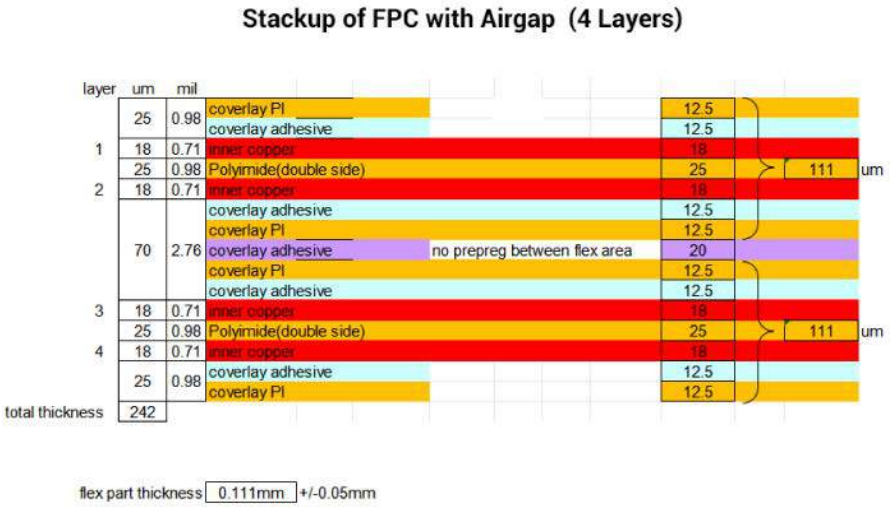
Warto dodać, że PCBWay wytwarza nie tylko obwody standardowe, lecz także płytki przeznaczone do pracy w obwodach radiowych (RF) z impedancją falową kontrolowaną z dokładnością do ±4 Ω (w zakresie do 50 Ω)



Fotografia 2. Dwuwarstwowy obwód drukowany na podłożu elastycznym

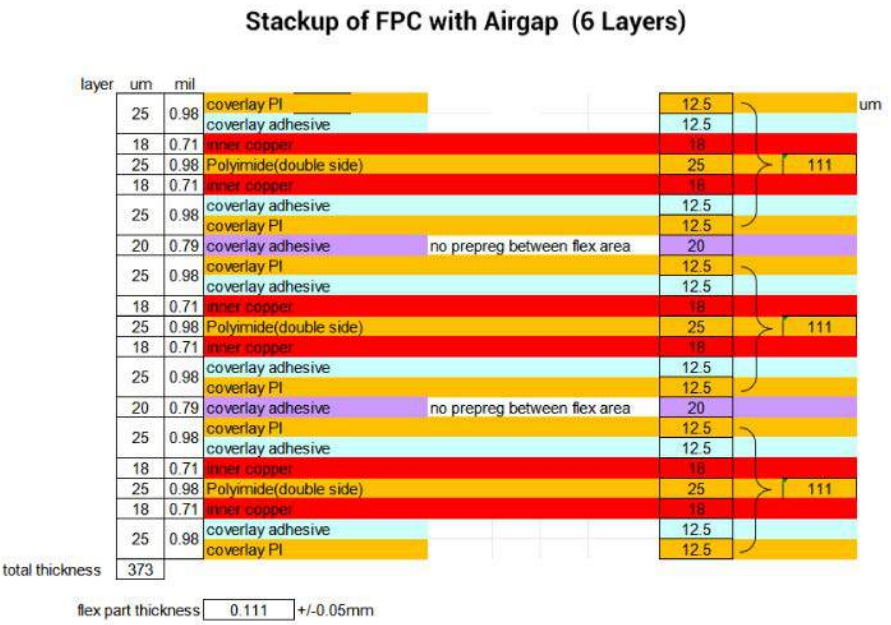


Rysunek 2. Budowa stosu 2-warstwowego obwodu elastycznego ze szczeliną powietrzną



Rysunek 3. Budowa stosu 4-warstwowego obwodu elastycznego ze szczeliną powietrzną

eprasa.pl 975b2f959b

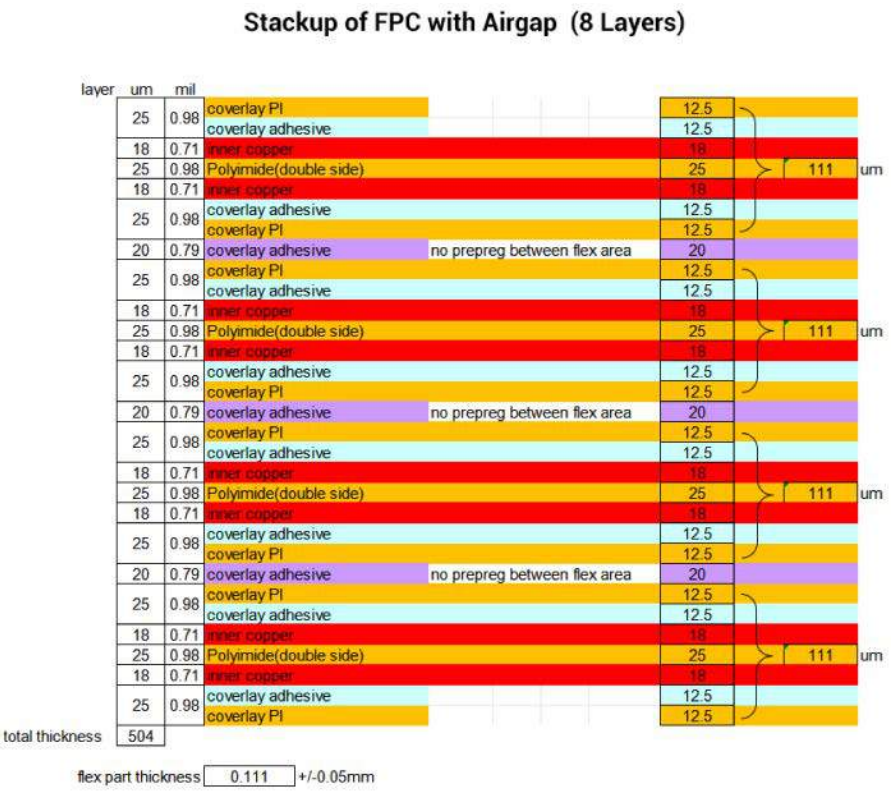


Rysunek 4. Budowa stosu 6-warstwowego obwodu elastycznego ze szczeliną powietrzną

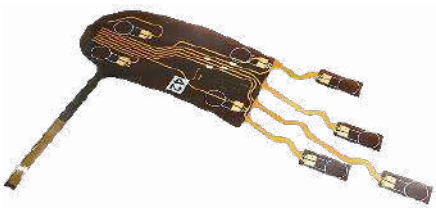
lub ±7% (przy docelowej wartości impedancji charakterystycznej powyżej 50 Ω).

Na koniec tej części artykułu dodajmy jeszcze informacje na temat wykończenia obwodów elastycznych i sztywno-giętkich. Producent oferuje dwa podstawowe kolory soldermaski (zielony oraz czarny), stosowane w części usztywnionej (tj. przeznaczonej do montażu komponentów SMD). W zakresie zabezpieczenia powierzchni padów firma umożliwia wybór jednej z następujących technologii:

- HASL,
- ENIG,
- ENEPIG,
- pokrycia elektrolityczne nikiel + złoto,
- miękkie złocenie,
- twarde złocenie,



Rysunek 5. Budowa stosu 8-warstwowego obwodu elastycznego ze szczeliną powietrzną



Fotografia 3. Wielowarstwowa płytka elastyczna o nietypowej geometrii

- srebrzenie immersyjne,
- tymczasowe pokrycia organiczne (tzw. OSP),
- cynowanie immersyjne.

Szczegóły dotyczące konstrukcji stosu obwodów wielowarstwowych

W projekcie każdej wielowarstwowej płytki drukowanej jednym z najważniejszych parametrów technologicznych jest konstrukcja stosu. PCBway oferuje szeroką gamę standardowych stosów – przykładowo: w przypadku płytek dwuwarstwowych dostępnych jest aż 19 predefiniowanych opcji o grubości całkowitej od 0,1 mm do 0,38 mm. Obwody elastyczne o 4 warstwach występują w 8 wersjach grubości całkowitej (od 0,2 mm do 0,33 mm), a wciąż mówimy tutaj tylko o płytkach bez części sztywnej – w obszarze konstrukcji hybrydowych część sztywna bazuje na laminacie szklano-epoksydowym FR4, nadającym temu rejonowi płytki grubość finalną 1,549 mm.

Szczególną odmianą wielowarstwowych obwodów elastycznych są konstrukcje ze szczeliną powietrzną (ang. airgap), tj. całkowicie pozbawione warstwy prepregu w części giętkiej. PCBWay wytwarza tego rodzaju płytki drukowane w wersjach 2-, 4- 6- i 8-warstwowych – odpowiednie konstrukcje stosu można zobaczyć na rysunkach.

Podsumowanie

Obwody elastyczne oraz sztywno-giętkie powoli tracą już pozycję symbolu nowoczesności, stając się technologią coraz szerzej rozpowszechnioną, a w wielu zastosowaniach – wręcz konieczną. Z tego względu bogata oferta usług PCBWay obejmuje nie tylko produkcję niemal wszystkich odmian obwodów sztywnych, ale także rozmaitych wykonań elastycznych 1...16-warstwowych. Wieloletnie doświadczenie zespołu PCBWay, w połączeniu z rozbudowanym parkiem maszynowym i najnowocześniejszą aparaturą kontrolno-pomiarową, pozwalają firmie na wytyczanie nowych standardów w zakresie produkcji zaawansowanych obwodów do najbardziej wymagających aplikacji. ■

www.pcbway.com

eprasa.pl 975b2f959b



Kilka z niezliczonych zestawów konstrukcyjnych audio z lampami, które są nadal oferowane (© 2021 Jos Verstraten)

Podzespoły: **lampy elektronowe**

Artykuł o tym, jak działają lampy elektronowe w 2024 roku? A dlaczego by nie? Na rynku jest wiele zestawów audio z lampami i bardzo drogich wzmacniaczy mocy z lampami. Trochę podstawowej wiedzy o tym, jak działają lampy, jest nadal przydatne dla każdego hobbysty elektroniki.

Wprowadzenie do lamp elektronowych

Lampa elektronowa wciąż żyje!

Każdy, kto myśli, że w erze układów scalonych i komponentów SMD miejscem lamp elektronowych jest wyłącznie w muzeum, jest w błędzie. Wpisanie w Google hasła „*tube diy kit*" daje mnóstwo wyników, głównie chińskich dostawców, którzy sprzedają bazujące na lampach zestawy do samodzielnego montażu. Nie będzie zaskoczeniem, że dotyczy to głównie projektów audio. Audiofile z samozwańczym doskonałym słuchem twierdzą, że zniekształcenia wprowadzane przez lampy do sygnału audio nie mogą być porównywane ze zniekształceniami półprzewodników i że dźwięk z urządzeń lampowych brzmi znacznie ładniej niż dźwięk z układów tranzystorowych. Na powyższym zdjęciu zebraliśmy kilka takich zestawów.

Uwaga na fałszywe oferty!

Jednak w niektórych z tych zestawów, lampy elektronowe, służą wyłącznie jako dekoracja. Elektronika oparta jest na tranzystorach lub wzmacniaczach operacyjnych, a pod niepodłączonymi gniazdami lamp zamontowana jest tylko niebieska dioda LED. Lampy emitują zatem nienaturalne niebieskie światło, ponieważ tak naprawdę nie jest to kolor działającej lampy!

Czasami konstruktorzy DIY z pełną premedytacją budują urządzenia z lampami, które nic nie robią, i jedynie są podświetlone od spodu. Niektórzy nawet używają do tego poprawniejszych diod LED w kolorze bursztynowym – przyp. tłum.

Bardzo drogie wzmacniacze mocy z lampami

Oprócz tych tanich zestawów do samodzielnego montażu z lampami, istnieje inna kategoria produktów dla „jedynych prawdziwych audiofilów", którzy często są gotowi wydać tysiące euro na wzmacniacze lampowe, takie jak poniższy model SQ-N150 firmy Luxman, za który trzeba zapłacić 3499,00 €. Otrzymujemy wówczas wzmacniacz o mocy wyjściowej zaledwie 2×10 W.

Nowi producenci starych lamp

Lampa elektronowa, podobnie jak gramofon, zaczęła się odradzać. Obecnie działają małe firmy, które wznowiły produkcję najbardziej znanych typów lamp. Jedną z najbardziej znanych firm w tej dziedzinie jest JJ Electronics ze Słowacji, która uruchomiła własną linię produkcyjną w 1993 roku, produkując około trzydziestu typów lamp.

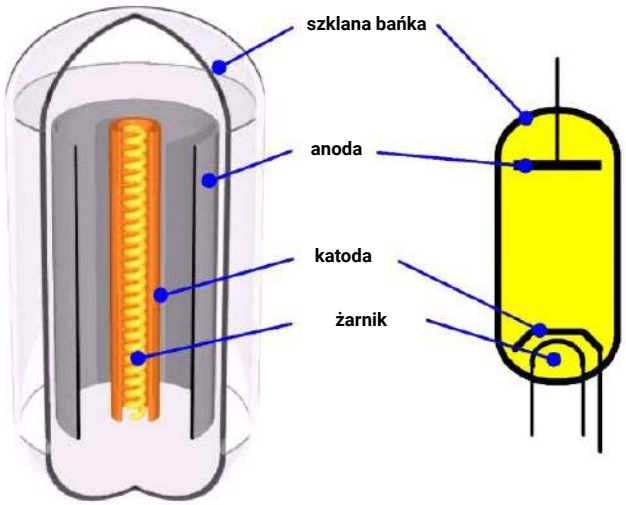


Dość kosztowna gratka dla prawdziwych audiofilów (© Luxman Corporation)

Dioda: podstawowa konstrukcja lampy elektronowej

Najprostsza lampa elektronowa składa się z zamkniętej szklanej rurki (bańki), z której usunięto całe powietrze. By zagwarantować jak najlepszą próżnię, jeden koniec rurki pokryty jest specjalną substancją, „getterem", która pochłania pojedyncze cząsteczki gazu. Jako materiał wiążący stosuje się substancje reaktywne, takie jak magnez, bar lub rubid. Substancja ta jest umieszczona w trakcie produkcji bańki lampy w formie płytki. Gdy proces produkcyjny bańki jest zakończony, płytka ta jest silnie podgrzewana za pomocą prądów wirowych o wysokiej częstotliwości (*używa się do tego małego pieca indukcyjnego, który jest częścią linii produkcyjnej – przyp. tłum.*). Materiał odparowuje i osadza się na szklanej ściance, gdzie tworzy charakterystyczną warstwę odblaskową. Podczas tego procesu ostatnie cząsteczki gazu w rurce są wiązane z substancją reaktywną.

eprasa.pl 975b2f959b



Budowa i symbol diody lampowej (© Ch. Theodorou, pod redakcją Josa Verstratena)

W rurce umieszczany jest żarnik. Wokół tego żarnika znajduje się metalowy cylinder, który pełni rolę katody. Otoczony jest drugim cylindrem z zachowaniem pewnego odstępu. Jest to anoda.

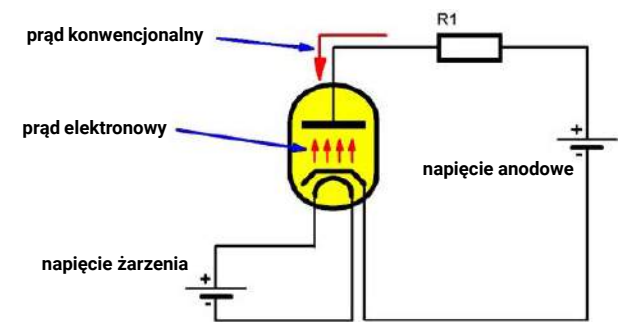
Zazwyczaj katoda wykonana jest z niklu, pokrytego warstwą tlenku baru i strontu. Żarnik w środku katody jest izolowany elektrycznie od niej warstwą tlenku aluminium, dzięki czemu przewodnictwo cieplne między żarnikiem, a katodą jest bardzo dobre.

Ta dwuelektrodowa lampa została opatentowana w 1904 roku przez Anglika Johna Fleminga. Ta najbardziej podstawowa lampa elektronowa z katodą i anodą nazywana jest „diodą". Oznacza to „lampę z dwiema elektrodami" i nazwa ta, pochodząca od greckich słów δι (di) i οδός (odós), została po raz pierwszy użyta przez Williama Ecclesa w 1919 roku.

Działająca dioda

Po podłączeniu żarnika do napięcia U żarnik nagrzewa się. Powoduje to również podgrzanie katody do temperatury od 700°C do 800°C. Nadaje to powierzchni ciemnoczerwony kolor. Ogrzewanie zwiększa energię, a tym samym prędkość elektronów w atomach katody. Niektóre elektrony uzyskują prędkość większą niż tak zwana „prędkość wyjścia" i opuszczają katodę. Zjawisko to znane jest w fizyce jako „emisja termiczna", znana również jako „efekt Edisona". Tworzy to chmurę elektronów, zwaną „ładunkiem przestrzennym", wokół katody. Elektrony te spadają następnie całkowicie losowo z powrotem do atomu, któremu brakuje elektronu i są ponownie wyrzucane nieco później. Ten chaotyczny stan jest stabilny.

Sytuacja staje się zupełnie inna, jeśli między katodą a anodą przyłożymy napięcie elektryczne U. Jeśli anoda jest dodatnia w stosunku do katody, ujemnie naładowane elektrony z chmury są przyciągane do dodatniej anody i lecą do anody prosto przez próżnię. Powstaje zamknięty obwód elektryczny pomiędzy zasilaczem, katodą, anodą i rezystorem szeregowym R1, który musi ograniczać natężenie prądu.



Zasada działania diody lampowej (© 2021 Jos Verstraten)

Dwa przeciwstawne prądy!

Prąd elektronowy przepływa zatem przez lampę od katody do anody. Należy zauważyć, że prąd ten płynie przeciwnie do konwencjonalnego prądu, który każdy inżynier elektronik wykorzystuje w codziennej praktyce. W końcu płynie on od plusa do minusa, a więc przeciwnie do przepływu elektronów. Jeśli uważasz, że ta sprawa z dwoma prądami płynącymi w przeciwnych kierunkach przez ten sam obwód jest dziwna, to masz jak najbardziej rację. Ta konwencja przepływu prądu od plusa do minusa ma uzasadnienie historyczne, ale to temat na inny artykuł.

Co się stanie, jeśli odwrócisz polaryzację?

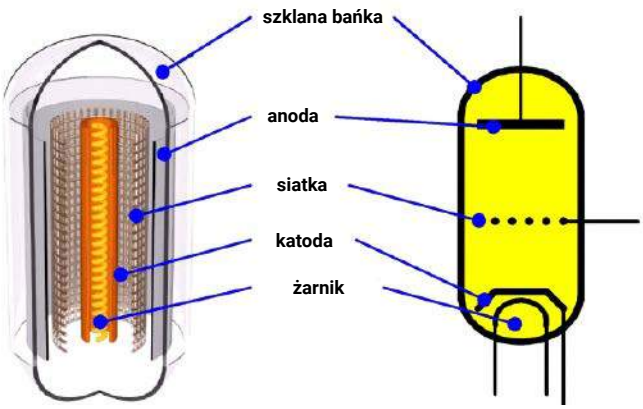
Jeśli odwrócisz polaryzację zasilania anody, tj. minus na anodzie i plus na katodzie, nic się nie stanie. W końcu anoda nie jest podgrzewana i nie ma chmury elektronów wokół tej elektrody. Przez lampę nie przepływa prąd.

Bardzo ważny wniosek

Lampa elektronowa umożliwia przepływ prądu tylko w jednym kierunku, a mianowicie wtedy, gdy anoda jest dodatnia w stosunku do katody. Taka dioda rzeczywiście idealnie nadaje się jako prostownik i była również używana do tego celu w erze lamp. Jednak diody półprzewodnikowe mają tak wiele zalet, że obecnie lampową diodę prostowniczą można spotkać tylko w instalacjach, w których prostowane są bardzo wysokie napięcia przemienne lub we wzmacniaczach lampowych, w których, na przykład, prostowanie napięcia z transformatora jest również powierzone lampie.

Trioda: dodanie jednej siatki

Naprawdę ekscytująco robi się po dodaniu trzeciej elektrody między katodą a anodą, składającej się z metalowej spirali nawiniętej z dużym skokiem. Ta trzecia elektroda nazywana jest „siatką". Trioda ta została wynaleziona w 1905 roku, niezależnie od siebie, przez Amerykanina Lee De Foresta i Austriaka Roberta von Liebena.



Budowa i symbol triody (© Ch. Theodorou, pod redakcją Josa Verstratena)

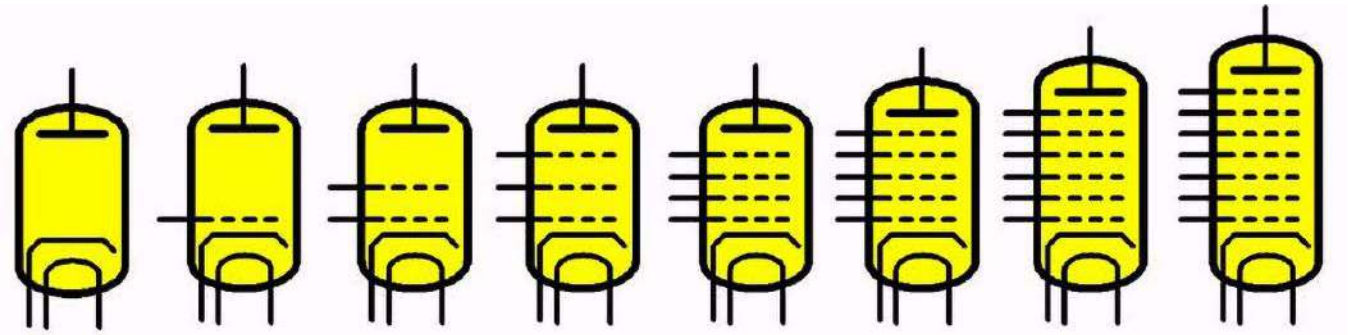
Jak działa trioda

Jeśli podłączysz napięcie stałe do siatki, która jest ujemna w stosunku do katody, pole elektrostatyczne między tymi dwiema elektrodami wpłynie na pole elektrostatyczne między anodą a katodą.

Innymi słowy: za pomocą napięcia między katodą a siatką można kontrolować przepływ elektronów między katodą a anodą. Jeśli napięcie siatki jest wystarczająco ujemne, można nawet „zatkać" lampę. Wówczas między katodą a anodą nie płynie już żaden prąd elektronowy.

Jeśli do siatki zostanie przyłożone napięcie zmienne, prąd anodowy będzie zmieniał się w rytm tego napięcia zmiennego. W ten sposób można użyć triody do wzmocnienia **prądu** poprzez przyłożenie zmiennego **napięcia** między siatką a katodą.

eprasa.pl 975b2f959b



Symbole i nazwy wszystkich typów lamp (© 2021 Jos Verstraten)

Im więcej siatek, tym lepiej

Oprócz lampy elektronowej z jedną siatką, triody, opracowano lampy z maksymalnie siedmioma siatkami. Dzięki takim lampom z wieloma siatkami można łatwo wykonywać wszelkiego rodzaju złożone obwody za pomocą jednej lampy, pozwalające na przykład na mieszanie różnych sygnałów lub modulowanie sygnału innym sygnałem. Co więcej, jak okaże się w trakcie tego artykułu, liczba siatek w dużej mierze determinuje charakterystykę prądowo-napięciową lampy. Jednak spośród tych lamp najczęściej używa się pentody.

Na poniższym rysunku podsumowaliśmy symbole i nazwy tych wielosiatkowych lamp. Siatki są określane w literaturze fachowej różnymi nazwami i symbolami:

- pierwsza siatka: siatka sterująca g1,
- druga siatka: siatka ekranująca g2,
- trzecia siatka: siatka hamująca lub odwracająca g3.

Pozostałe siatki nie mają określonych nazw.

Główną przyczyną powstania lamp posiadających więcej, niż jedną siatkę były ograniczenia wynikające z fizycznej konstrukcji samych lamp, a dokładniej prąd upływu katody i przede wszystkim pojemności pasożytnicze między poszczególnymi elektrodami, które ograniczały maksymalną częstotliwość pracy lampy. Jeśli elektrody są zbyt blisko, pojemności pasożytnicze znacząco rosną, ale gdy są za daleko, rośnie napięcie minimalne pracy. Kolejne siatki, spolaryzowane różnymi napięciami i sygnałami pozwalały zmniejszyć pojemności pasożytnicze, a tym samym podnieść maksymalną częstotliwość pracy lampy. Przykładem lampy pracującej z naprawdę wysoką częstotliwością jest znany z kuchenek mikrofalowych magnetron, który jest diodą ze zintegrowanym obwodem rezonansowym w formie specjalnych wycięć w bloku metalu, obok których przepływa strumień elektronów w silnym polu magnetycznym – przyp. tłum.

Jak wyglądają lampy elektronowe?

Żarnik, katoda, anoda i różne siatki muszą być oczywiście elektrycznie dostępne poza szklaną bańką lampy. Dlatego każda lampa elektronowa ma tak zwaną „podstawkę lampy" z maksymalnie dwunastoma pinami, dzięki czemu można podłączyć napięcie do wszystkich elementów. Opisanie wszystkich wersji lamp elektronowych wykracza poza zakres tego artykułu.

Poniższe zdjęcie podsumowuje lampy, które są nadal bardzo powszechne i które są używane w nowoczesnych wzmacniaczach audio z lampami. Od lewej do prawej:

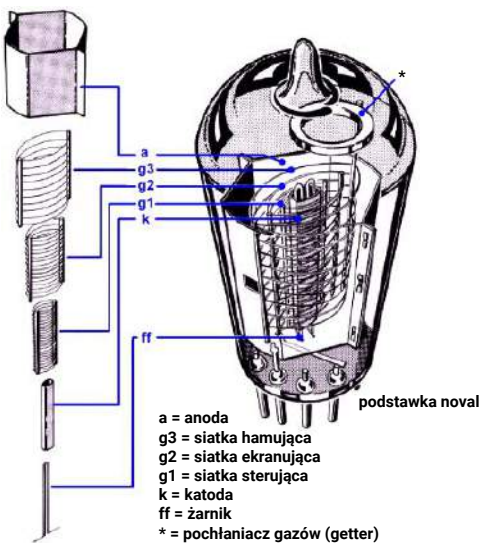
- **ECC83**: Europejska podwójna trioda, która jest standardem w przedwzmacniaczach i regulatorach barwy.
- **EL84**: Europejska pentoda często stosowana we wzmacniaczach małej mocy.
- **EL34**: Europejska pentoda stosowana do budowy wzmacniaczy mocy audio.



Wygląd lamp nadal powszechnie stosowanych we wzmacniaczach audio (© 2021 Jos Verstraten)

- **5881A**: Chińsko-rosyjska pentoda mocy, która pod wieloma względami jest klonem słynnej 6L6 opracowanej w 1936 roku przez amerykańską firmę RCA.
- **KT88**: Pentoda, która obecnie pochodzi głównie z Rosji i którą często można znaleźć na przykład we wzmacniaczach do gitar basowych.

Budowę wewnętrzną pentody można zobaczyć na poniższym rysunku piórkiem, wykonanym z dużą cierpliwością i miłością przez LM Martina, ilustratora z lat 80. dla Elektuur/Elex. Bardzo wyraźnie widać, jak żarnik, katoda, trzy siatki i anoda pasują do siebie i jak elektrony mogą przelatywać z katody przez siatki do anody.



Wnętrze pentody (© 1982 L.M. Martin)

eprasa.pl 975b2f959b

Wyprowadzenia lamp

Jak widać na wcześniejszym zdjęciu, lampy mają różne sposoby wyprowadzania pinów. W związku z tym istnieją również różne rodzaje podstawek, z których poniższe zdjęcie przedstawia pięć. Podstawki są dostępne z pinami lutowniczymi do montażu na płytce drukowanej oraz z oczkami lutowniczymi do montażu w obudowie. Korpus może być ceramiczny, jak pokazano na przykładach lub wykonany z pertinaxu (FR-2).

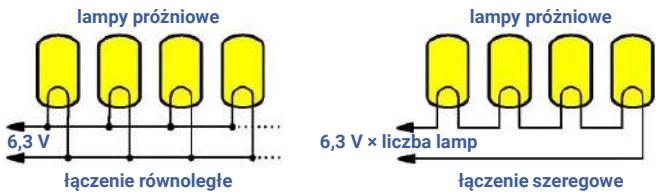


Pięć z co najmniej dwunastu istniejących rodzajów podstawek lamp (© 2021 Jos Verstraten)

Istnieją też lampy, głównie tzw. subminiaturowe, których wyprowadzenia są w formie drutów do bezpośredniego lutowania – przyp. tłum.

Zasilanie żarnika

Żarnik w większości nadal używanych lamp jest zasilany napięciem 6,3 V. Może to być napięcie stałe lub zmienne. Można zatem połączyć wszystkie żarniki równolegle i podłączyć je do transformatora, który dostarcza napięcie wtórne 6,3 V. Wymagana moc może być jednak znaczna. Przykładowo, lampa EL34 zużywa 1,5 A prądu żarnika. Wzmacniacz stereo o pewnej mocy zawiera od czterech do ośmiu takich lamp. W tym drugim przypadku potrzebny jest transformator dostarczający 6,3 V przy 12 A! Jeśli jesteś **absolutnie pewien**, że wszystkie lampy, których używasz w projekcie, pobierają identyczny prąd żarzenia, możesz również połączyć żarniki szeregowo i podłączyć je do wyższego napięcia zasilania. To robi dużą różnicę w prądzie, który transformator musi być w stanie dostarczyć na uzwojenie wtórne. W przykładzie 8×EL34 potrzebny jest transformator, który dostarcza napięcie wtórne 50 V przy prądzie tylko 1,5 A.



Zasilanie żarników równolegle lub szeregowo (© 2021 Jos Verstraten)

Zasilanie żarnika zwykle nie jest pokazane

Fakt, że lampa elektronowa ma żarnik jest właściwością nierozerwalnie związaną z tym komponentem. Oznacza to również konieczność podgrzewania żarnika. Transformatory mocy dla nowoczesnych układów lampowych zawsze mają dwa uzwojenia. Pierwsze, uzwojenie o napięciu co najmniej 250 V, które dostarcza napięcie zasilania dla lamp po rektyfikacji. Drugie uzwojenie dostarcza napięcie 6,3 V, którym zasilane są wszystkie żarniki lamp. Ponieważ to drugie jest tak standardowe, ta część obwodu zwykle nie jest pokazywana na schemacie.

Zasilanie układu lampowego

Jeśli jesteś przyzwyczajony do zasilania napięciem od +3,3 V do maksymalnie +24 V, możesz być zszokowany, gdy ujawnimy, że lampy absolutnie nie są z tego zadowolone i że musisz pracować z napięciami zasilania setek woltów. Stopnie przedwzmacniacza są zwykle zasilane napięciem +250 V. Widzieliśmy jednak schemat wzmacniacza mocy 60 W z pentodami 2×KT88 zasilanymi napięciem nie mniejszym niż +480 V (*tłumacz posiada w swojej kolekcji pentodę mocy produkcji radzieckiej, GU-81M, której napięcie anodowe wynosi 3 kV. Co więcej, występują audiofilskie wzmacniacze, które używają podobnych lamp nadawczych w swoich końcówkach mocy – przyp. tłum.*). Tak wysokie napięcia stałe są znacznie bardziej niebezpieczne niż napięcia przemienne i mogą powodować poważne miejscowe oparzenia w przypadku dotknięcia. Należy również liczyć się ze zjawiskiem elektrolizy w tkankach w miejscu kontaktu z wysokim napięciem. **Uwaga! Prostowanie i wygładzanie niezbędnych wysokich napięć transformatora naturalnie wymaga użycia diod wysokonapięciowych i kondensatorów elektrolitycznych, które mogą wytrzymać tak wysokie napięcia** (*kondensatory te mogą mieć wystarczająco dużo ładunku by w razie dotknięcia spowodować poważny uszczerbek na zdrowiu, a nawet spowodować śmierć – przyp. tłum.*). Nowoczesne diody krzemowe, takie jak 1N4007, mogą być z łatwością stosowane do tak wysokich napięć. Jednak w lampowych wzmacniaczach mocy projektanci często decydują się na użycie lampy z podwójną diodą, aby zachować styl zgodny z innymi lampami w projekcie.

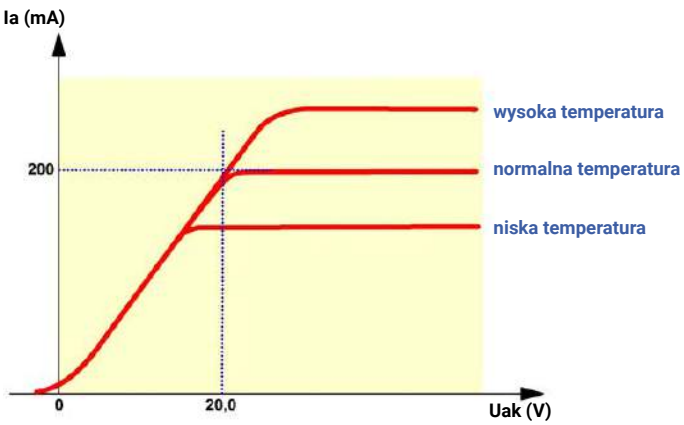
Bliższe spojrzenie na diodę lampową

Charakterystyka prąd/napięcie anodowe diody lampowej

Nawet jeśli na anodzie nie ma napięcia, przez diodę nadal przepływa niewielki prąd elektronowy. Chmura elektronów tworząca się wokół katody zawiera pewną liczbę elektronów, które uzyskały tak dużą energię wyjściową, że są w stanie dolecieć do anody bez pola. Aby prąd faktycznie wynosił zero, anoda musi być mieć małe ujemne napięcie. Jeśli jednak podłączysz anodę do dodatniego napięcia i powoli zwiększysz to napięcie, zauważysz, że przepływ elektronów gwałtownie wzrośnie.

Lampa osiąga nasycenie już przy napięciu około +20 V na anodzie. Wszystkie elektrony wyemitowane z katody natychmiast lecą do anody, a prąd nie może wzrosnąć. Jeśli potrzebne jest większe natężenie prądu, można to osiągnąć jedynie poprzez zwiększenie powierzchni katody lub jej rozgrzanie. Oczywiście nie można podnosić temperatury żarzenia w nieskończoność, więc w praktyce wyższy prąd oznacza konieczność zakupu innej lampy o większej powierzchni katody.

Poniższy rysunek przedstawia typową charakterystykę prąd/napięcie anodowe diody lampowej.



Charakterystyka prąd/napięcie anodowe diody lampowej (© 2021 Jos Verstraten)

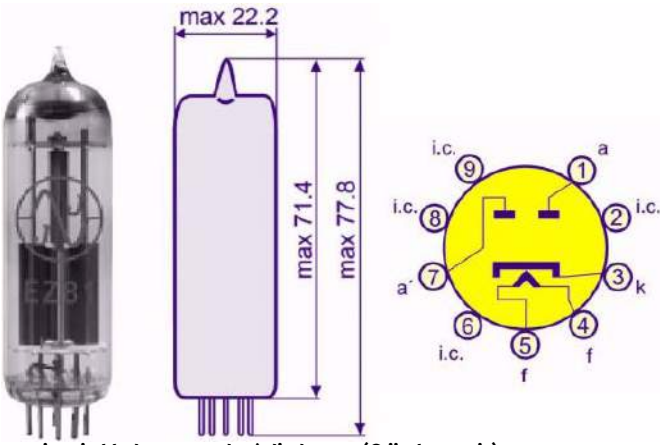
Standardem są podwójne diody EZ81

Ponieważ zasilanie wzmacniaczy lampowych prawie zawsze wykorzystuje uzwojenie wtórne z odczepem środkowym, do prostowania tych napięć transformatora zawsze potrzebne są dwie diody. Dlatego też zaprojektowano szereg podwójnych diod, specjalnie przeznaczonych do stosowania w wysokonapięciowym zasilaniu, na przykład wzmacniacza mocy audio. Typowym przykładem takiej podwójnej diody prostowniczej jest EZ81, której szczegóły podłączenia pokazano

eprasa.pl 975b2f959b

na poniższym rysunku. Używanie diody próżniowej jako prostownika z powodów nostalgicznych będzie kosztować trochę pieniędzy. Taka EZ81 będzie z łatwością kosztować dwanaście euro (*w chwili tłumaczenia lampa ta na znanym portalu aukcyjnym kosztuje 100...120 PLN – przyp. tłum.*). Główne dane techniczne tej lampy są następujące:

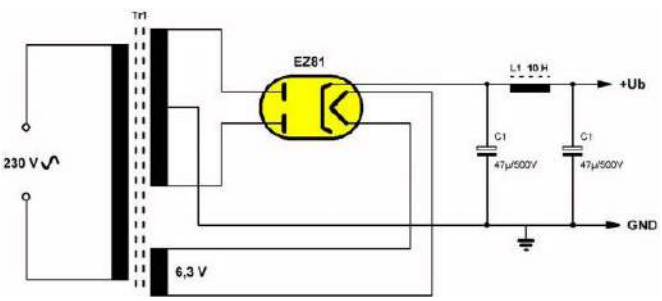
- podstawa lampy: noval
- napięcie żarzenia: 6,3 V
- prąd żarzenia: 1,0 A
- napięcie anodowe: 2×450 V maks.
- zaporowe napięcie anodowe: 1300 V maks.
- prąd anodowy: 500 mA maks.
- obciążenie pojemnościowe: 50µF maks.
- obciążenie indukcyjne: 10 H maks.



Wymiary i układ wyprowadzeń diody EZ81 (© jj-electronic)

Standardowy obwód zasilacza wysokiego napięcia

Poniższy rysunek przedstawia standardowy układ zasilacza wysokiego napięcia z podwójną diodą lampową. W porównaniu do dobrze znanych zasilaczy niskonapięciowych, kilka rzeczy rzuca się w oczy. Po pierwsze, niska wartość kondensatorów wygładzających. Podczas gdy w zasilaczach półprzewodnikowych często stosuje się kondensatory elektrolityczne o pojemności 2200 µF lub więcej, w zasilaczach wysokonapięciowych rzadko można znaleźć więcej niż 100 µF. Jednak te kondensatory elektrolityczne muszą mieć napięcie robocze 500 V! Cena takich kondensatorów robi wrażenie, płaci się około sześciu euro za sztukę (*na znanym portalu aukcyjnym takie kondensatory kosztują 15...40 PLN – przyp. tłum.*). Istnieją również specjalne, podwójne kondensatory elektrolityczne, w których dwa identyczne kondensatory elektrolityczne znajdują się w jednej obudowie ze wspólnym uziemieniem.



EZ81 jako prostownik w zasilaczu (© 2021 Jos Verstraten)

Po drugie, można zauważyć, że pomiędzy dwiema elektrodami wygładzającymi znajduje się duży dławik. Często można tu znaleźć dławiki o wartości do 10 H (Henry). Dławiki te mają niską rezystancję dla napięcia stałego na pierwszym kondensatorze elektrolitycznym, ale wysoką impedancję dla tętnienia 100 Hz występującego na tym napięciu stałym. Tętnienie to jest zatem znacznie wytłumione, co skutkuje napięciem stałym o znacznie mniejszym tętnieniu na drugim kondensatorze elektrolitycznym. Takie komponenty mają wymiary i ceny dużego transformatora mocy. Za dławik 10 H, który może wytrzymać prąd 200 mA, trzeba zapłacić ponad sześćdziesiąt euro (*dławik toroidalny 10 H/500 mA/400 V u znanego, polskiego producenta kosztuje ok. 215 PLN – przyp. tłum.*).

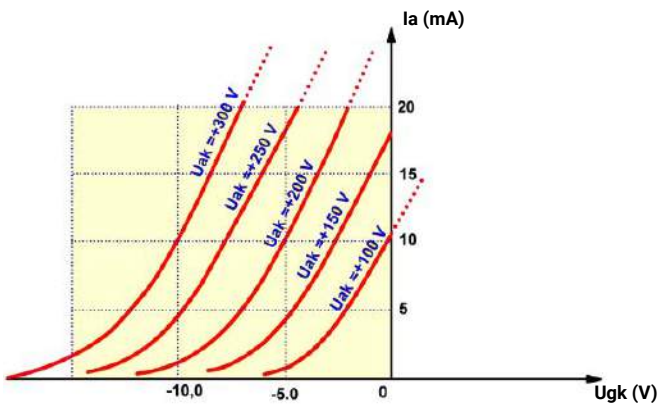


Specjalny kondensator elektrolityczny i dławik potrzebne w zasilaczu lampowym (© 2021 Jos Verstraten)

Bliższe spojrzenie na triodę

Charakterystyka prąd/napięcie siatki triody

Jak już napisano wcześniej, siatka jest spolaryzowana ujemnym napięciem względem katody. Im bardziej ujemne jest to napięcie, tym mniej elektronów przechodzi przez oczka siatki i tym mniejszy staje się przepływ elektronów przez lampę. Możemy to podsumować na przejrzystym wykresie. Jednak teraz zależność nie jest podana między prądem anodowym a napięciem anody, ale między prądem anodowym a napięciem siatki. Na prąd wpływa również wartość napięcia anoda/katoda U_{ak}. Im bardziej dodatnia jest anoda, tym większa siła przyciągania wywierana na elektrony z chmury katodowej i tym więcej elektronów przebije się przez przeciwstawną siłę siatki. Zależności te są przedstawione w formie zbioru wykresów na poniższym rysunku. Wykres ten jest również nazywany „charakterystyką przejściową" (*siatkową, w anglojęzycznej literaturze nazywana „transfer characteristic" – przyp. tłum.*).



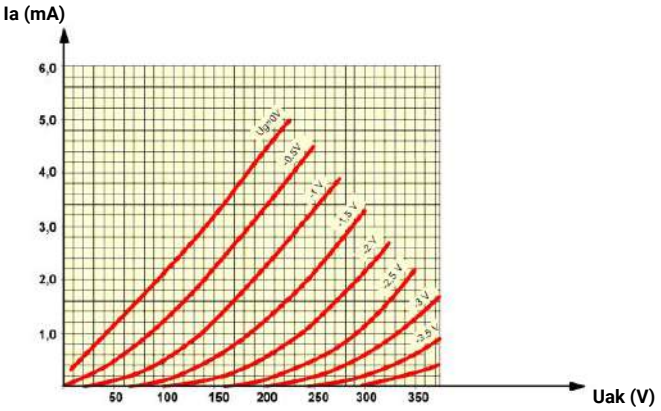
Charakterystyka prądowo-napięciowa triody (© 2021 Jos Verstraten)

Charakterystyka prąd/napięcie anodowe triody

Drugą ważną charakterystyką jest ta, która zapewnia zależność między napięciem anoda/katoda a prądem przepływającym przez triodę. Ponieważ prąd ten zależy również od wielkości napięcia siatki/katody,

eprasa.pl 975b2f959b

wielkość ta jest uwzględniona na wykresie. Następnie tworzony jest zbiór wykresów, którego przykład pokazano na poniższym rysunku. Wykres ten jest również nazywany „charakterystyką anody”.



Charakterystyka prąd/napięcie anodowe triody (© 2021 Jos Verstraten)

Współczynnik wzmocnienia μ triody

Siatka znajduje się znacznie bliżej katody niż anoda. W rezultacie zmiana napięcia siatka/katoda ΔU_{gk} ma większy wpływ na prąd elektronowy niż identyczna zmiana napięcia anoda/katoda ΔU_{ak}. Stosunek tych dwóch zmian dla identycznej zmiany prądu jest nazywany współczynnikiem wzmocnienia, oznaczanym literą μ.

W postaci wzoru współczynnik wzmocnienia jest dany przez:

$$\mu=\Delta U_{ak}/\Delta U_{gk}$$

i jest wyrażany w V/V. Współczynnik wzmocnienia jest zatem bezwymiarowy, jest podawany tylko przez pewną liczbę poniżej jedności.

Nachylenie S triody

Stosunek między niewielką zmianą napięcia siatka/katoda ΔU_{gk} i wynikającą z tego zmianą prądu anodowego ΔI_a nazywany jest nachyleniem (S) lampy. Napięcie anoda/katoda musi również pozostać stałe podczas tego pomiaru. Właściwość ta nazywana jest stromością, ponieważ lampa o większej stromości ma również bardziej strome krzywe w charakterystyce prąd/napięcie siatki pokazanej na poprzednim rysunku. Bardziej stroma lampa zapewnia zatem większe wzmocnienie.

Stromość jest zapisana w postaci wzoru jako:

$$S=\Delta I_a/\Delta U_{gk}$$

i wyrażana jest w mA/V. W praktyce nachylenie może wahać się od 1 mA/V do 100 mA/V, w zależności od konstrukcji lampy.

Rezystancja wewnętrzna R_i triody

Zmiana napięcia anoda/katoda ΔU_{ak} podzielona przez zmianę prądu anodowego ΔI_a definiuje rezystancję wewnętrzną R_i lampy. Podczas tego pomiaru napięcie siatka/katoda U_{gk} musi pozostać stałe. Rezystancja wewnętrzna jest zapisana w postaci wzoru jako:

$$R_i=\Delta U_{ak}/\Delta I_a$$

i jest oczywiście wyrażana w V/A lub w Ω.

Prawo Barkhausena dla triody

Jeśli pomnożymy stromość przez rezystancję wewnętrzną, otrzymamy wzór:

$$S\cdot R_i=[\Delta I_a/\Delta U_{gk}]\cdot[\Delta U_{ak}/\Delta I_a]$$

W tym wzorze u współczynnik ΔI_a w liczniku i mianowniku ułamka znoszą się. Pozostaje:

$$S\cdot R_i=\Delta\Delta U_{ak}/\Delta U_{gk}=\mu$$

lub

$$\mu=S\cdot R_i$$

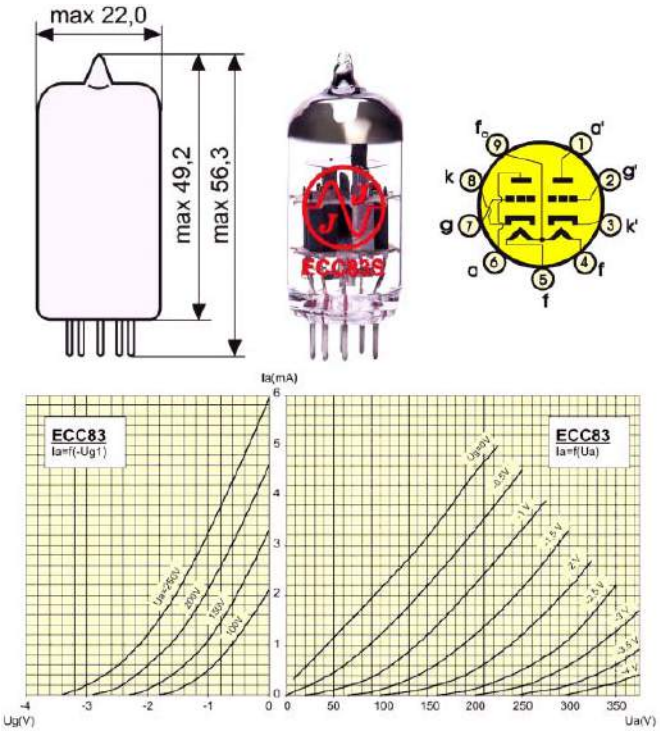
Współczynnik wzmocnienia μ jest zawsze równy iloczynowi nachylenia S i rezystancji wewnętrznej R_i. Zostało to odkryte przez Heinricha Barkhausena i dlatego prawo to jest znane jako „prawo Barkhausena”.

ECC83, standardowa podwójna trioda dla audio

Jedną z lamp często spotykanych w przedwzmacniaczach audio jest ECC83. Jest to europejska lampa, która ma wiele odpowiedników:

- amerykański odpowiednik 12AX7,
- rosyjski odpowiednik 5751,
- chiński odpowiednik 7025.

Lampa ta jest chwalona przez audiofilów za niskie zniekształcenia i szumy oraz bardzo niski poziom mikrofonowania. Mikrofonowanie to zjawisko, w którym drgania mechaniczne wpływają nia działanie lampy. Drgania mogą powodować mikroskopijne zmiany odległości między różnymi elektrodami, a zatem pola elektryczne w lampie zmieniają się nieznacznie zgodnie z rytmem drgań mechanicznych. Może to być słyszalne w dźwięku. Poniższy rysunek podsumowuje szczegóły połączeń i charakterystykę tej podwójnej triody. Jak widać, lampa ta zawiera dwie całkowicie oddzielne triody. Dwa żarniki można zasilać szeregowo lub równolegle.



Wymiary, układ wyprowadzeń i charakterystyka ECC83 (© jj-electronic.com)

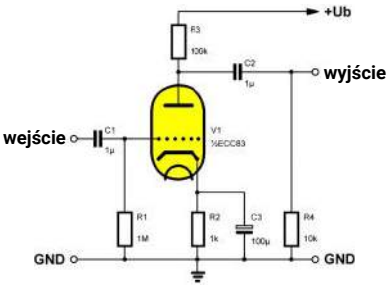
Specyfikacja ECC83 w skrócie:

- podstawa lampy: noval
- napięcie żarnika: 6,3 V lub 12,6 V
- prąd żarnika: 300 mA lub 150 mA
- napięcie anody: 300 V maks.
- prąd anodowy: 8 mA maks.
- moc rozpraszana: 1 W maks.
- napięcie siatki: –50 V min.
- napięcie katoda/żarnik: 180 V maks.
- nachylenie S: 1,6 mA/V typ.
- rezystancja wewnętrzna R_i: 62,5 kΩ typ.
- współczynnik wzmocnienia μ: 100 typ.

Podstawowy schemat wzmacniacza napięcia z triodą

Poniższy rysunek przedstawia podstawowy schemat wzmacniacza sygnału oparty o triodę. Schemat ten przypomina schemat wzmacniacza z tranzystorem FET. Działanie triody jako wzmacniacza można rzeczywiście porównać do działania tranzystora FET.

eprasa.pl 975b2f959b



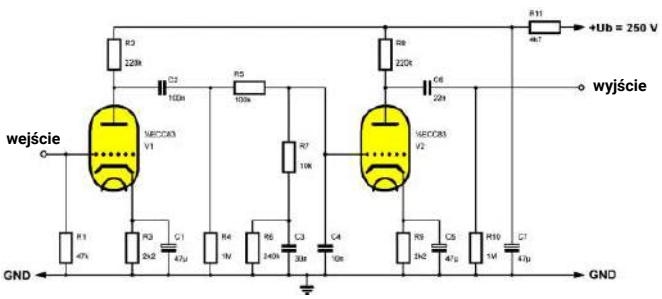
Trioda jako wzmacniacz sygnału (© 2021 Jos Verstraten)

Ustalanie punktu pracy stopni odbywa się automatycznie po włączeniu zasilania. W tym momencie przez lampę nie przepływa żaden prąd, a katoda i siatka znajdują się na potencjale masy. Po podgrzaniu katody przez żarnik, elektrony znajdujące się wokół katody przelatują przez otwory w siatce do dodatnio spolaryzowanej anody. W ten sposób przez lampę płynie prąd, który wytwarza niewielkie napięcie na rezystorze katody R2. Powoduje to, że katoda ma niewielkie napięcie dodatnie. Ponieważ siatka jest podłączona do masy poprzez rezystor R1, elektroda ta ma niewielkie napięcie ujemne względem katody. Powoduje to spadek natężenia prądu elektronów aż do osiągnięcia stanu równowagi, określanego głównie przez wartość rezystora katody R2. Prąd płynący przez lampę wytwarza pewne napięcie na rezystorze anodowym R3. Anoda znajduje się zatem pod napięciem stałym, które jest znacznie niższe niż napięcie zasilania.

Jest to stan spoczynkowy wzmacniacza. Do wejścia można teraz przyłożyć niewielkie napięcie przemienne. Sygnał ten przechodzi przez kondensator C1 i trafia do sieci. Napięcie na tej elektrodzie będzie się zatem zmieniać, powodując wzrost i spadek różnicy napięcia U_{gk} między siatką a katodą. Zmienne pole elektryczne między tymi dwiema elektrodami powoduje wzrost i spadek przepływu elektronów przez triodę. Napięcie na anodzie również będzie się zmieniać, a ten zmienny sygnał napięciowy trafi na wyjście przez kondensator C2. Układ ten jest zatem wzmacniaczem napięcia przemiennego, który wzmacnia mały sygnał na wejściu dziesiątki razy.

ECC83 w przedwzmacniaczu RIAA

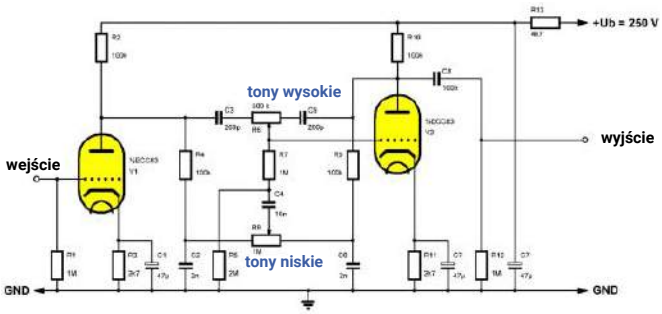
Na bazie podwójnej triody ECC83 można bardzo łatwo stworzyć przedwzmacniacz RIAA dla gramofonu z wkładką magneto-dynamiczną. Schemat przedstawia poniższy rysunek. W rzeczywistości układ ten ten składa się z dwóch prostych wzmacniaczy jednostopniowych jak na poprzednim schemacie, pomiędzy którymi znajduje się obwód RC zapewniający jak najwierniejsze odwzorowanie charakterystyki RIAA.



Przedwzmacniacz RIAA z triodą ECC83 (© 2021 Jos Verstraten)

ECC83 w układzie regulacji barwy Baxandalla

Używając dwóch triod można łatwo zrealizować dobrze znany układ Baxandalla do regulacji tonów wysokich i niskich. Poniższy schemat posiada zakres regulacji ±15 dB przy 50 Hz i 10 kHz. Wzmocnienie wynosi 26 dB przy 1 kHz.



Regulator barwy dźwięku Baxandall z ECC83 (© 2021 Jos Verstraten)

Bliższe spojrzenie na pentodę

Od jednej do dwóch siatek: tetroda

Trioda ma szereg wad. Siatka i anoda tworzą niemal idealny kondensator. W końcu są to dwie elektrody, które znajdują się w niewielkiej odległości od siebie, a dielektrykiem jest próżnia. Ta pojemność C_{ag} powoduje, że niewielka część zmiennego napięcia anody trafia na siatkę. Jest to sprzężenie zwrotne, które w pewnych okolicznościach może powodować oscylacje obwodu zbudowanego z użyciem triody.

Drugim słabym punktem triody jest to, że zmiana napięcia między anodą a katodą ma dość duży wpływ na przepływ elektronów przez lampę. Można uniknąć tych dwóch wad, włączając drugą siatkę między siatką a anodą, tak zwaną „siatkę ekranującą". Siatka ta jest spolaryzowana stałym napięciem dodatnim i zapewnia doskonałą separację pojemnościową między anodą a siatką sterującą. Ponadto druga siatka zapewnia, że katoda „widzi" anodę mniej wyraźnie, a napięcie anodowe ma mniejszy wpływ na przepływ elektronów.

Taka lampa z dwiema siatkami nazywana jest „tetrodą", ale jest rzadko stosowana w praktyce. Wprowadzenie drugiej siatki powoduje nowy problem, który nazywa się „emisją wtórną".

Od dwóch do trzech siatek: pentoda

Ta „emisja wtórna" występuje głównie w lampach, w których elektrony lecą z dużą prędkością od katody do anody. Tak jest w przypadku lamp we wzmacniaczach mocy, gdzie pracują one z wysokimi napięciami anodowymi i dużymi prądami. Jeśli taki szybki elektron wyląduje na anodzie, wysoka energia uderzenia może spowodować wybicie elektronów z atomów anody. W triodzie elektrody te spadają z powrotem na anodę nieco później i nikt tego nie zauważa. W przypadku tetrody istnieje jednak szansa, że elektrony te trafią na siatkę ekranującą. To sprawia, że do anody przepływa mniej prądu. W pewnych warunkach wtórna emisja i absorpcja tych elektronów przez siatkę ekranującą może stać się tak duża, że lampa ma ujemną rezystancję wewnętrzną, w wyniku czego staje się idealnym oscylatorem.

Aby wyeliminować tę wadę, między anodą a siatką ekranującą stosuje się trzecią siatkę, zwaną „siatką hamującą". Ta trzecia siatka jest często podłączona bezpośrednio do katody lub spolaryzowana stałym napięciem dodatnim, ale znacznie niższym od napięcia anody. Elektrony wtórne mają teraz wybór między trafieniem na tę siatkę lub powrotem do znacznie bardziej dodatniej anody. Większość elektronów wtórnych naturalnie wybiera tę drugą opcję. Zmniejsza to ryzyko nagłego spadku prądu elektronów i ujemnej rezystancji wewnętrznej.

Holenderski wynalazek

Warto wspomnieć, że pentoda została wynaleziona w 1926 roku przez Holendra Bernarda Tellegena, pracownika Laboratorium Fizyki Philipsa (NatLab) w Eindhoven.

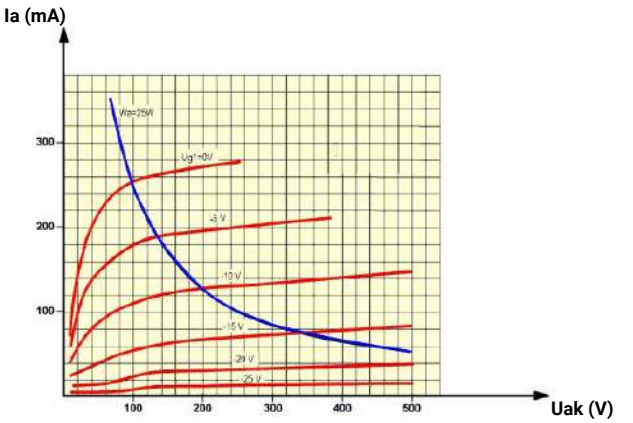
Charakterystyka prąd/napięcie siatki pentody

Jest ona porównywalna z charakterystyką triody, z tym wyjątkiem, że wykresy nie są już określane przez wielkość napięcia anoda/katoda U_{ak}, ale przez wielkość napięcia siatka/katoda U_{g2k}.

eprasa.pl 975b2f959b

Charakterystyka prąd/napięcie anodowe pentody

To zupełnie inna historia! Dzięki zainstalowaniu dwóch dodatkowych siatek, przepływ elektronów przez lampę staje się praktycznie niezależny od wielkości napięcia anoda/katoda. Nawet jeśli anoda jest tylko nieznacznie bardziej dodatnia niż katoda, prawie wszystkie elektrony emitowane przez katodę trafią na anodę. Typowa charakterystyka $I_a=f(U_{ak})$ pentody, pokazana na poniższym rysunku, jest zatem bardzo podobna do charakterystyki $Ic=f(U_{ce})$ tranzystora bipolarnego.



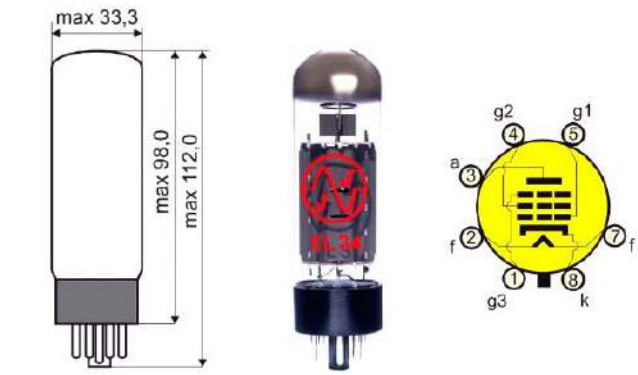
Charakterystyka prąd/napięcie anodowe pentody (© 2021 Jos Verstraten)

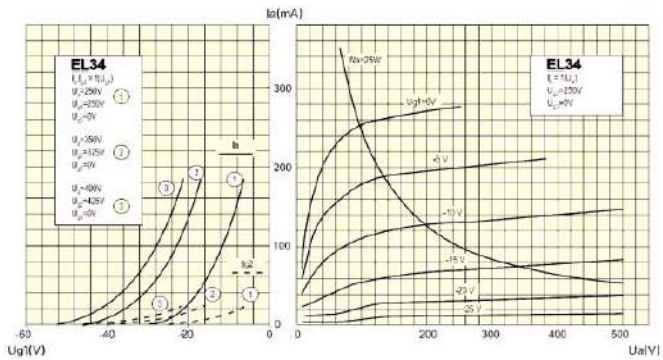
Rezystancja wewnętrzna R_i pentody

Z wykresów przedstawionych na powyższym rysunku można wywnioskować, że rezystancja wewnętrzna pentody jest znacznie wyższa niż triody. W końcu rezystancja wewnętrzna jest równa zmianie napięcia anoda/katoda podzielonej przez zmianę prądu anodowego, co wyraża wzór:

$$R_i=\Delta U_{ak}/\Delta I_a$$

Duże ΔU_{ak} skutkuje małym ΔI_a dla pentody. Rezystancja wewnętrzna jest zatem duża.





Wymiary, układ wyprowadzeń i dane EL34 (© jj-electronic)

EL34, standardowa pentoda dla wzmacniaczy mocy audio

Na większości europejskich schematów wzmacniaczy mocy audio można spotkać jedną lub więcej lamp EL34. Lampa ta jest używana zarówno we wzmacniaczach klasy A, jak i wzmacniaczach push-pull klasy AB. Kilka z niezliczonych odpowiedników i/lub podróbek to: 6CA7, KT77, S4GB.

Rysunek poniżej (po lewej) podsumowuje szczegóły połączeń i charakterystykę tej pentody.

Główne specyfikacje to:

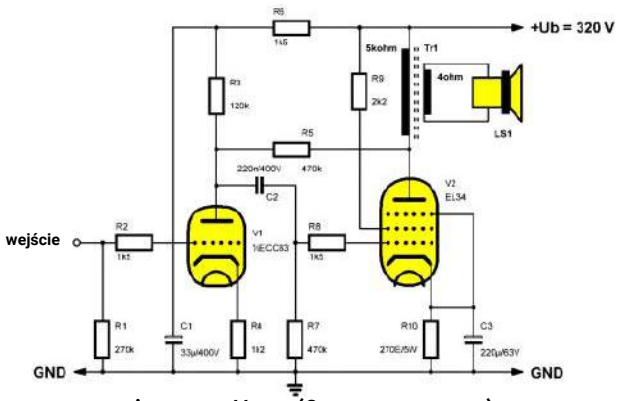
- podstawa lampy: octal
- napięcie żarzenia: 6,3 V
- prąd żarzenia 1,5 A
- napięcie anody: 800 V maks.
- prąd anodowy: 150 mA maks.
- napięcie siatki drugiej: 450 V maks.
- moc rozpraszana: 25 W maks.
- napięcie siatki pierwszej: –16,5 V min.
- napięcie katody/żarnika: 100 V maks.

Ponieważ lampowe wzmacniacze mocy pracują z wysokimi napięciami i nie za wysokimi prądami, niemożliwe jest bezpośrednie podłączenie głośników o impedancji od 4 Ω do 16 Ω. Dlatego też zawsze należy stosować transformator wyjściowy pomiędzy lampą mocy a głośnikiem (*w przeciwnym przypadku głośnik musiałby mieć impedancję 2...4 kΩ lub większą – przyp. tłum.*).

EL34 we wzmacniaczu mocy klasy A

Poniższy rysunek przedstawia EL34 w prostym wzmacniaczu mocy klasy A. Klasa A oznacza, że przez pentodę zawsze przepływa prąd spoczynkowy. Prąd ten jest modulowany w rytm wzmacnianego sygnału. Ten zmienny prąd generuje zmienne pole magnetyczne w rdzeniu transformatora wyjściowego Tr1. Pole to generuje niskie napięcie przemienne w uzwojeniu wtórnym transformatora, które jednak jest w stanie przesłać duży prąd do głośnika.

Rezystor R5 zapewnia pewną ilość sprzężenia zwrotnego z drugiego stopnia do pierwszego.



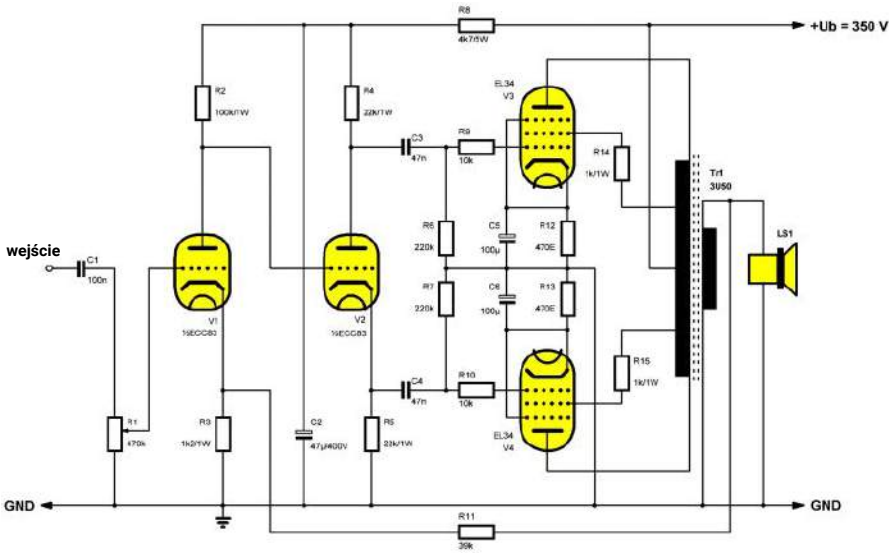
EL34 we wzmacniaczu mocy klasy A (© 2021 Jos Verstraten)

EL34 we wzmacniaczu mocy push-pull klasy AB

W takim wzmacniaczu stosowany jest transformator z uzwojeniem pierwotnym posiadającym odczep na środku. Każda połówka uzwojenia jest sterowana przez jedną lampę EL34. Poniższy schemat opisuje wzmacniacz mocy 50 W.

Siatki sterujące obu lamp mocy muszą być sterowane w przeciwnych fazach i dlatego są zasilane z rozdzielacza fazy. Na tym schemacie jest to prawa połowa podwojonej triody. W katodzie i anodzie znajdują się dwa jednakowo duże rezystory. Wraz ze wzrostem natężenia prądu płynącego przez lampę, napięcie katody wzrośnie, a napięcie anody spadnie o tę samą wartość. Sygnały na katodzie i anodzie są zatem tej samej wielkości, ale w przeciwnych fazach. **Te dwa sygnały sterują obydwoma końcowymi pentodami.**

eprasa.pl 975b2f959b



Dwie pentody EL34 we wzmacniaczu mocy klasy AB (© 2021 Jos Verstraten)

Sprzężenie zwrotne jest, co dziwne, wyprowadzane ze strony wtórnej transformatora wyjściowego. Konieczne jest więc, aby uzwojenie to było podłączone do masy wzmacniacza za pomocą jednego połączenia.

Wzmacniacze, w których pracuje pojedyncza lampa mocy nazywane są „single-ended". Wzmacniacze, gdzie w stopniu mocy pracują dwie lampy sterowane w przeciwfazie, jak na schemacie powyżej, nazywane są „push-pull". Układy lampowe, ze względu na panujące w nich wysokie napięcia i prądy powyżej 10 mA nie są zalecane dla początkujących elektroników! Zaleca się, by przy uruchamianiu takiego układu obecna była druga osoba, która w razie czego wyłączy zasilanie i udzieli pomocy! Przyp. tłum. ■

Jos Verstraten

Lampy elektronowe

Rozwiązanie znajdziesz na www.elportal.pl/quizy

1. Lampy elektronowe są wciąż używane, głównie do budowy:
☐ nadajników radiowych;
☐ ultra-czułych instrumentów pomiarowych;
☐ audiofilskich wzmacniaczy i przedwzmacniaczy.

2. Prąd elektronowy płynie w lampie:
☐ od anody do katody;
☐ od katody do anody;
☐ od żarnika do katody.

3. Zadaniem żarnika jest:
☐ ogrzewanie anody, by ta chętniej pochłaniała elektrony;
☐ ogrzewanie katody by ta emitowała elektrony;
☐ podświetlanie lampy, by ładnie wyglądała.

4. Anoda musi mieć napięcie:
☐ wyższe niż katoda;
☐ niższe niż katoda;
☐ wyższe lub niższe niż katoda, ale nigdy takie samo.

5. Siatka w triodzie musi mieć napięcie:
☐ wyższe niż katoda;
☐ niższe niż katoda;
☐ dokładnie równe połowie napięcia między anodą, a katodą.

6. Heptoda:
☐ ma więcej siatek niż ennoda;
☐ ma więcej siatek niż heksoda;
☐ ma siedem siatek.

7. Gdy w urządzeniu pracuje wiele lamp, żarniki powinny być:
☐ łączone tylko szeregowo;
☐ łączone tylko równolegle;
☐ łączone równolegle lub szeregowo.

8. W zasilaczu z diodą lampową potrzebny jest:
☐ bardzo duży dławik;
☐ bardzo duży kondensator elektrolityczny;
☐ termistor ograniczający prąd udaru.

9. ECC83 to:
☐ trioda;



☐ podwójna trioda;
☐ pentoda.

10. W lampowym wzmacniaczach mocy audio transformator głośnikowy jest potrzebny by:
☐ ochronić głośnik przed wysokim napięciem;
☐ poprawić brzmienie swoją złożoną impedancją;
☐ zamienić wysokie napięcie i niski prąd anody na niskie napięcie i wysoki prąd głośnika.

eprasa.pl 975b2f959b

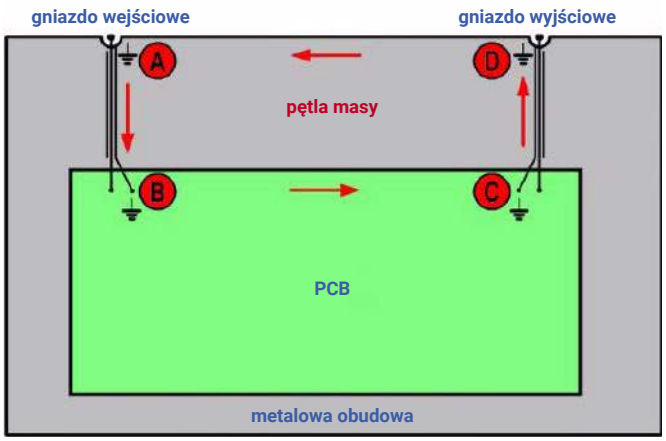
Pętle masy

Pętla masy to problem w obwodach elektronicznych polegający na tym, że prąd elektryczny w sposób niezamierzony indukuje napięcie elektryczne w zamkniętej pętli. Pętla masy może być przyczyną problemów z szumem i przydźwiękiem sieciowym w urządzeniach audio.

Pętle uziemienia w urządzeniach

Przykład pętli masy

Na początek warto wyjaśnić ten problem na przykładzie wzmacniacza audio. To, czego nigdy, przenigdy nie należy robić, zostało przedstawione na poniższym rysunku. Obwód znajduje się na płytce drukowanej, złącza wejściowe i wyjściowe są zamontowane w aluminiowej obudowie. Pomiędzy płytką drukowaną a złączami wejść i wyjść starannie umieszczono dwa ekranowane przewody. Ekrany należy podłączyć do masy na płytce drukowanej (punkty B i C), a złącza do obudowy (punkty A i D). Wydaje się, że jest to idealne ekranowanie i w rzeczywistości tak jest, ale wprowadza ono pętlę masy.



Powstawanie pętli masy we wzmacniaczu (© 2017 Jos Verstraten)

Poprzez podłączenie ekranowania kabli po obu stronach do uziemienia płytki drukowanej i do obudowy, tworzona jest zamknięta pętla, tak zwana pętla masy. Prąd pętli masy może teraz krążyć w tej pętli: od punktu A przez ekranowanie kabla wejściowego do punktu B, od tego punktu przez połączenia masy na płytce drukowanej do punktu C. Prąd przepływa przez ekranowanie kabla wyjściowego do punktu D, a stamtąd przez aluminium obudowy z powrotem do punktu A. Ten prąd pętli może generować małe napięcie U w rezystywności aluminium obudowy i miedzi na płytce drukowanej. Układ wzmacniacza „widzi" to napięcie w szeregu z sygnałem wejściowym, który ma zostać wzmocniony i również go wzmacnia. W efekcie wzmacniacz zaczyna szumieć.

Przerwanie pętli masy

By rozwiązać ten problem należy przerwać tę pętlę masy, a najprostszym rozwiązaniem jest odłączenie uziemienia od ekranu kabla wyjściowego w punkcie D. Ogólnie rzecz biorąc, w układzie powinien być tylko jeden punkt, gdzie masa płytki drukowanej łączy się z uziemieniem obudowy.

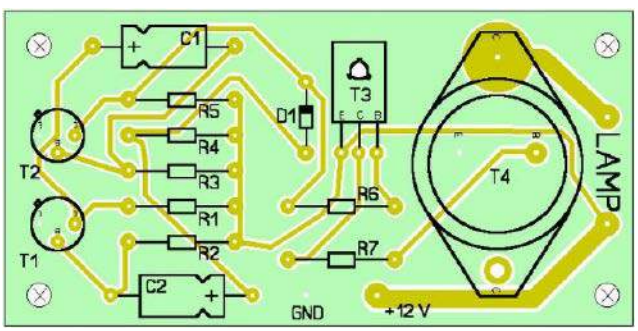
Autor w tym miejscu zaleca, by tym punktem był ekran najwrażliwszego sygnału, ale to rozwiązanie niesie za sobą szereg własnych problemów (najpoważniejszym z nich jest to, że w razie przebicia w zasilaczu jedyną ochroną użytkownika przed porażeniem stanowić będzie ekran tego przewodu sygnałowego). Warto jednak by taki punkt wspólny był blisko wejść dla sygnałów wrażliwych.

Warto też dodać, iż większość gniazd audio (i nie tylko) do montażu w obudowie posiada przekładki izolacyjne z tworzywa po to właśnie, by nie tworzyć pętli masy przez obudowę. Dostępne są wręcz gotowe panele z tworzywa z osadzonymi gniazdami, co zarówno chroni przed pętlami masy, jak i ułatwia estetyczne wykonanie montażu – przyp. tłum.

Pętle uziemienia na płytkach drukowanych

Wylewki masy mogą wprowadzać pętle masy

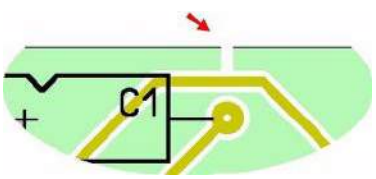
Obecnie płytki PCB są często wyposażone w „wylewkę masy". Programy do projektowania płytek, takie jak Sprint Layout firmy Abacom *(a także Eagle, KiCAD czy DipTrace – przyp. tłum.)*, mają nawet opcję, która pozwala na wypełnienie powierzchni płytki taką wylewką za pomocą kilku kliknięć myszką. Na poniższym rysunku naszkicowaliśmy typowy przykład takiego wydruku. Aby wszystko było jasne, pokolorowaliśmy wylewkę masy na jasnozielony kolor. Wylewka taka jest przyjazna dla środowiska bo zmniejsza ilość miedzi, którą trzeba wytrawić lub wyfrezować. Wszystkie punkty podłączone do masy układu na schemacie łączą się z tą wylewką. Oczywiście w pewnych okolicznościach taka wylewka może również stać się pętlą masy, jeśli zostanie ona w niewłaściwy sposób zaprojektowana.



Wylewka masy (GND) na płytce drukowanej tworzy pętlę masy (© 2017 Jos Verstraten)

Tutaj również obowiązuje zasada: przerwać!

Również w tym przypadku rozwiązanie jest oczywiste: należy gdzieś przerwać wylewkę masy, aby nie tworzyła zamkniętej pętli na płytce drukowanej. W przedstawionym przykładzie można przerwać wylewkę



Przerwanie wylewki masy w odpowiednim miejscu likwiduje pętlę masy (© 2017 Jos Verstraten)

eprasa.pl 975b2f959b

nad kondensatorem C1. Zamknięta pętla zostanie przerwana, ale wszystkie punkty, które powinny być podłączone do masy, nadal będą do niej podłączone.

W powyższym przykładzie problem powstania pętli masy wynika z błędnego prowadzenia ścieżek, przez co wylewka masy nie ma żadnych połączeń poza krawędziami płytki. Zamiast przerywać wylewkę w okolicy C1 wystarczyłoby przesunąć ten kondensator nieznacznie w dół by powstało nowe połączenie dla tej wylewki pod kondensatorem i pod znajdującymi się niżej rezystorami. W miarę jednolita wylewka masy z wieloma połączeniami wokół ścieżek sygnałowych stanie się efektywnym ekranowaniem dla tych sygnałów nie tylko eliminując potencjalne pętle masy na płytce, ale też dalej redukując możliwe zakłócenia i przesłuchy między ścieżkami sygnałowymi – przyp. tłum.

Pętle masy w systemach cyfrowych

Pętle masy na płytce drukowanej nie odgrywają *(dużej – przyp. tłum.)* roli w systemach cyfrowych. W końcu prąd pętli wprowadza do pętli co najwyżej kilkadziesiąt mV. Napięcie to może być problematyczne dla obwodów analogowych, ale obwody cyfrowe mają tak wysoką odporność na tak małe sygnały zakłócające, że nie należy spodziewać się żadnych problemów.

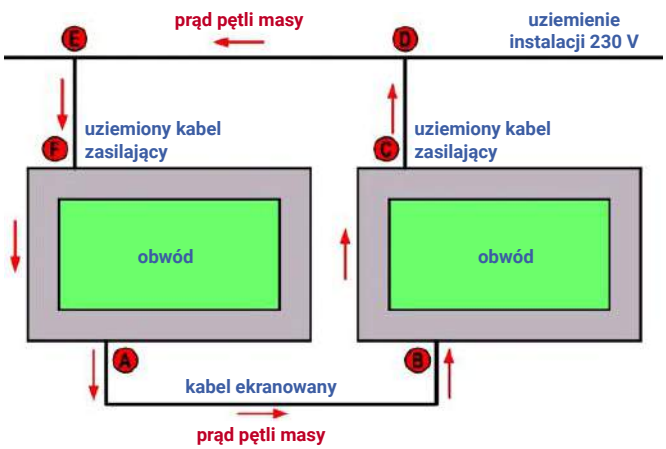
Autor pomija sytuacje, gdy te kilkanaście mV może mieć znaczenie. Na przykład jeśli używane są układy ADC lub DAC – najmniej znaczące bity w przetwornikach mających 10 lub więcej bitów często odpowiadają napięciom od kilkuset mikrowoltów do kilku miliwoltów. Ponadto przy komunikacji szeregowej, zwłaszcza przy dużych prędkościach i niskich poziomach sygnałów, wszelkie zakłócenia będą miały negatywny wpływ na transmisję danych – przyp. tłum.

Pętle uziemiające i uziemione wtyczki sieciowe

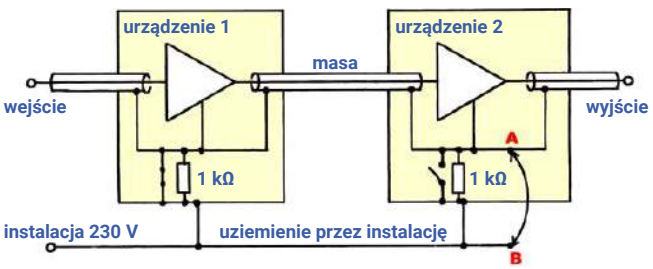
Uziemienie metalowych obudów jest obowiązkowe.

Metalowe obudowy muszą być podłączone do uziemienia sieci 230 V. Aby optymalnie ekranować układy, należy również podłączyć uziemienie płytki do płyty nośnej w jednym punkcie. Rzecz jasna, jest to również świetny sposób na tworzenie niechcianych pętli masy. Problem ten wyjaśnia poniższy rysunek. Zbudowane zostały dwa urządzenia, które są połączone ekranowanym kablem. Oba urządzenia są zasilane z sieci i dlatego ich obudowy są podłączone do uziemienia sieci 230 V (punkty C i F). Oba urządzenia zawierają płytkę drukowaną, której masa została podłączona do obudowy w jednym punkcie zgodnie z zasadami sztuki (punkty A i B). Powstała zamknięta pętla masy ABCDEFA, w której może płynąć niepożądany prąd pętli I.

Jest to irytująca sytuacja, na którą nie ma prostego rozwiązania. Najgłupszą rzeczą, jaką można zrobić, jest odłączenie kabla sieciowego jednego z urządzeń (lub obu) od uziemionego gniazdka ściennego i podłączenie go do sieci przez nieuziemione gniazdko ścienne (*takie rozwiązanie bywa stosowane przez producentów sprzętu audio, ale tylko wtedy, gdy producent zapewnia podwójną izolację ochronną między napięciem sieciowym, a resztą urządzenia (i dodaje oddzielny punkt do przyłączenia uziemienia) – przyp. tłum.*). Problem pętli masy rzeczywiście zniknął, ale powstała sytuacja zagrażająca życiu. Jeśli uziemiona jest obudowa tylko jednego z urządzeń, istnieje prawdopodobieństwo, że, z dowolnych powodów, na drugiej obudowie, pojawi się kiedyś napięcie sieci 230 V. Jeśli ta obudowa byłaby uziemiona, wyłącznik różnicowoprądowy zadziałałby natychmiast po dotknięciu urządzenia (*w Polsce wiele instalacji elektrycznych, zwłaszcza w starszych blokach i domach jednorodzinnych wcale nie posiada takiego zabezpieczenia – przyp. tłum.*). Być może przez chwilę poczujesz przepływ prądu, ale to wszystko. Jeśli jednak urządzenie nie jest uziemione, może się zdarzyć, że „przykleisz się" do urządzenia z powodu skurczu mięśni i istnieje duża szansa, że nie przeżyjesz incydentu. Jedynym dobrym rozwiązaniem tego problemu jest zastosowanie techniki zwanej po angielsku „groundlifting" (*„podnoszenie uziemienia" – przyp. tłum.*). Przede wszystkim należy upewnić się, że nie ma bezpośredniego kontaktu między masą układu a uziemieniem obudowy. Następnie należy zastosować mały rezystor, na przykład 1 kΩ, między uziemieniem a masą. Impedancja tego rezystora jest wystarczająco niska, aby zapewnić, że uziemienie i masa dla napięcia sygnału są na tym samym poziomie. Z drugiej strony, impedancja rezystora jest tak duża, że wartość każdego prądu pętli, który może wystąpić, jest zredukowana do nieszkodliwej wartości. W końcu, w stanie zamkniętym, ma ona teraz impedancję 2×1 kΩ.



Powstawanie pętli masy z powodu obowiązkowego uziemienia metalowych obudów (© 2017 Jos Verstraten)



Zasada „podnoszenia masy" zastosowana do dwóch uziemionych urządzeń (© 2017 Jos Verstraten)

Pętle masy w sprzęcie AV podłączonym do komputera

Nagle pojawia się ten nieprzyjemny szum.

Podczas podłączania komputera do zestawu AV, w głośnikach jednego, lub częściej wszystkich elementów zestawu pojawia się szum. Zjawisko to jest również spowodowane pętlą masy. Ta pętla masy jest tworzona z jednej strony przez wtyczkę sieciową komputera, która jest uziemiona w instalacji domowej, a z drugiej strony przez uziemienie



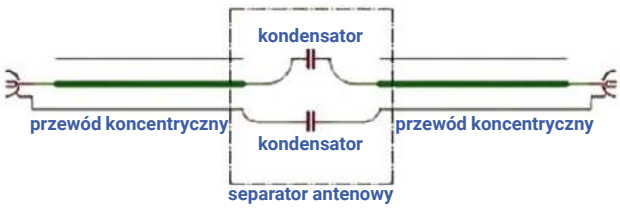
Tworzenie pętli uziemienia podczas podłączania komputera do urządzenia AV (© 2017 Jos Verstraten)

eprasa.pl 975b2f959b

kabla antenowego zestawu AV. Uziemienie instalacji domowej i uziemienie kabla antenowego znajdują się w dużej odległości od siebie. Powoduje to niewielką różnicę napięć między uziemieniem komputera a ekranowaniem kabli zestawu AV. Ta różnica napięć jest odpowiedzialna za przepływ prądu przez ekrany kabli koncentrycznych, audio i wideo. Prąd ten powoduje przydźwięk.

Separator antenowy przerywa pętlę masy.

Można temu zapobiec, podłączając tuner FM i telewizor do anteny za pomocą separatora antenowego. Separator taki zawiera dwa małe kondensatory, jeden separuje żyłę środkową, a drugi ekran. Kondensatory te przepuszczają sygnały TV i FM, ale zapewniają, że prąd (*stały i zmienny o częstotliwościach poniżej pasm FM i TV – przyp. tłum.*) w ekranie nie może już przepływać. W rezultacie przydźwięk również znika.



Separator antenowy przerywa pętlę masy (© 2017 Jos Verstraten)

Korzystanie z separatora antenowego

Wyciągnij kabel koncentryczny telewizora lub tunera FM z przyłącza anteny w ścianie. Podłącz separator do przyłącza TV lub FM. Podłącz kabel koncentryczny z telewizora lub tunera FM do wolnego złącza separatora. W prawie wszystkich przypadkach irytujący szum zniknie jak śnieg na słońcu!



Zastosowanie separatora antenowego (© 2017 Jos Verstraten)

Izolatory pętli masy w sprzęcie audio

Częstotliwość zbyt niska do użycia kondensatorów.

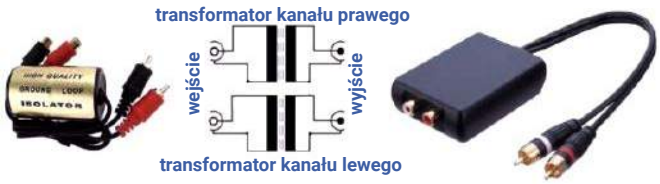
Można również spotkać się z pętlami masy w połączeniach między urządzeniami audio. Jednak częstotliwość przesyłanych sygnałów jest teraz tak niska, że nie można użyć małych kondensatorów, takich jak w separatorach antenowych. Rozwiązaniem jest zastosowanie dwóch małych transformatorów, które bezproblemowo łączą sygnały o częstotliwości od 20 Hz do 20 kHz z uzwojenia pierwotnego do uzwojenia wtórnego, ale blokują prądy pętli masy. Filtry takie nazywane są „izolatorami pętli masy".

CAR-NF01

CAR-NF01 to niezwykle tani izolator pętli masy, który zapewnia przerwanie pętli masy między sprzętem Hi-Fi, powodując całkowite zniknięcie przydźwięku 50 Hz. CAR-NF01 posiada dwa kable z czterema złączami cinch, dwoma męskimi i dwoma żeńskimi, które umożliwiają integrację transformatora jeden-do-jednego z dowolnym połączeniem audio.

Xitel Ground Loop Isolator

To znacznie droższe urządzenie działa w ten sam sposób, ale jest dostarczane w małym pudełku z dwoma pozłacanymi żeńskimi złączami cinch po jednej stronie i dwoma ekranowanymi kablami z pozłacanymi męskimi złączami cinch po drugiej stronie. Wygląda profesjonalnie i oczywiście trzeba za to zapłacić!



Budowa izolatorów pętli masy stosowanych w sprzęcie audio (© 2017 Jos Verstraten)

Problem pętli masy można też rozwiązać korzystając ze złącza Toslink, które przesyła dźwięk między posiadającymi odpowiednie gniazda elementami zestawu audio za pomocą światłowodu. Jeśli natomiast problematycznym elementem jest zewnętrzy DAC podłączony do komputera przez USB, rozwiązaniem może być galwaniczny izolator USB, czyli układ, który zapewnia galwaniczną izolację portu jednocześnie nie wpływając na transmisję danych – przyp. tłum. ■

Jos Verstraten

QUIZ

Pętle masy (rozwiązanie znajdziesz na www.elportal.pl/quizy)

1. Pętla masy powoduje:
☐ nieprzyjemny szum i przydźwięk,
☐ zakłócenia w pobliskich odbiornikach RTV,
☐ „śnieżenie" obrazu.

2. Pętla masy powstaje, gdy:
☐ ścieżki i przewody masy mają wspólny punkt,
☐ połączenia masy tworzą pętlę, na przykład przez metalową obudowę,
☐ przewód masy zwinięty jest w pętlę i zachowuje się jak cewka.

3. Podstawową zasadą w walce z pętlą masy jest:
☐ nie pozwolić jej powstać przez przerwanie któregoś z połączeń masy,
☐ prowadzić przewody prosto,
☐ stosować obudowy plastikowe lub drewniane.

4. Na płytce drukowanej też może powstać pętla masy, gdy:
☐ nieprawidłowo prowadzi się ścieżki masy,
☐ stosuje się wylewkę masy,
☐ stosuje się wylewkę masy tworzącą długa pętlę wzdłuż krawędzi płytki.

5. Rozwiązaniem powyższego problemu jest:
☐ nie stosowanie wylewki masy,
☐ stosowanie wylewki z wieloma punktami połączeniowymi i przerywanie potencjalnych pętli,
☐ umieszczenie wylewki na jednej stronie płytki, a reszty ścieżek na drugiej.

6. Pętla masy może też powstać przy łączeniu urządzeń przewodami ekranowanymi z powodu:
☐ obecności tych ekranów,
☐ połączenia przez przewód uziemiający w instalacji elektrycznej,
☐ stykanie się metalowych obudów.

7. „Podnoszenie" uziemienia polega na:
☐ fizycznym odłączeniu przewodu PE w urządzeniu,
☐ przecięcie ekranu w powodującym problemy przewodzie sygnałowym,
☐ połączenie masy układu i uziemienia przez rezystor.

8. Przy podłączaniu komputera do sprzętu AV pętla masy powstaje z powodu:
☐ uziemienia komputera,
☐ uziemienia kabla antenowego,
☐ uziemienia kabla antenowego i komputera.

9. Rozwiązaniem tego problemu jest:
☐ podłączanie laptopa pracującego na baterii,
☐ całkowite odłączenie anteny,
☐ użycie separatora antenowego.

10. Przy połączeniach audio by zapobiec pętli masy można zastosować:
☐ transformatory separujące audio,
☐ transoptory separujące audio,
☐ kondensatory separujące audio.

eprasa.pl 975b2f959b

Ekscytacje Maxa

Migające diody LED i śliniący się inżynierowie (8)

Nie wiem jak Ty, ale ja ledwo nadążam za wszystkim, co się dzieje. Jest tyle fajnych rzeczy do zrobienia, ale nigdy nie ma na to wystarczająco dużo czasu. W tej chwili, na przykład, z radością eksperymentuję z moim układem piłeczek pingpongowych 12×12, gdzie każda piłeczka zawiera trójkolorową diodę LED zwaną NeoPixel.

W poprzednim odcinku tego cyklu (EdW 04/2024) wyobrażaliśmy sobie, że matryca leży płasko na podłodze, a z nieba losowo spadają wirtualne krople wody. Za każdym razem, gdy wirtualna kropla wylądowała na jednym z naszych pikseli (piłeczkach pingpongowych), piksel ten świecił na biało przez krótki czas.

Następnie zdecydowaliśmy się przedstawić nasze krople za pomocą losowych kolorów wybranych z palety składającej się z trzech kolorów podstawowych (czerwonego, zielonego i niebieskiego), trzech kolorów drugorzędnych (żółtego, cyjanu i magenty) oraz sześciu kolorów trzeciorzędnych (pomarańczowy, chartreuse, wiosenny zielony, lazurowy, elektryczny indygo i różowy).

Rzecz w tym, że zwykłe włączanie i wyłączanie pikseli nie jest zbyt subtelne. Aby dodać odrobinę wyrafinowania, zdecydowaliśmy się na wygaszanie koloru, utrzymywanie go na stałym poziomie, a następnie ponowne wygaszanie, więc to właśnie zrobimy w tym miesiącu.

Zachowaj prostotę

Za chwilę stworzymy mały zestaw funkcji, które wykonają dla nas efekt wygaszania. Jedną z cennych umiejętności przy pisaniu funkcji jest tworzenie ich tak prostymi i uniwersalnymi, jak to tylko możliwe. W ramach tego korzystne może być podzielenie części naszego algorytmu na podfunkcje, które mogą być ponownie wykorzystane przez inne funkcje w przyszłości.

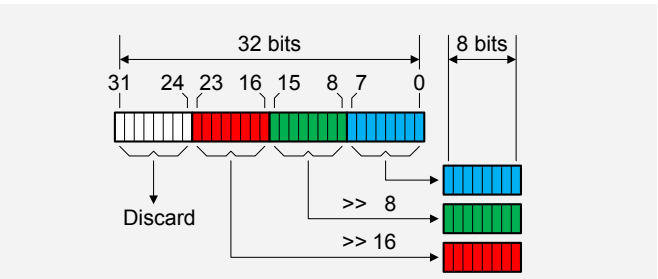
Jak zwykle korzystne może być pobranie treści kodu, aby śledzić moje meandryczne rozważania (wystarczy przejść do strony PE z października 2020 r. i pobrać plik CB-Oct20-01.txt).

Jedyne rozmiary liczb całkowitych bez znaku o stałej szerokości, jakie mamy do dyspozycji, to 8, 16, 32 i 64 bity. Nasze kanały koloru czerwonego, zielonego i niebieskiego mają po 8 bitów szerokości. Jak wspomnieliśmy wcześniej, nasze kolory reprezentujemy głównie jako pojedyncze wartości szesnastkowe. Na przykład COLOR_WHITE definiujemy jako 0xFFFFFFU (pamiętaj, że dodanie znaku „U" lub „u" na końcu wartości powoduje, że kompilator traktuje ją jako zmienną bez znaku).

Czy zauważyłeś, że FFFFFF ma tylko 24 bity szerokości? Ponieważ najmniejsza liczba całkowita bez znaku, której możemy użyć do przechowywania tej wartości, ma szerokość 32 bitów, oznacza to, że pozostawiamy najbardziej znaczące osiem bitów niewykorzystanych. Tym samym, powinniśmy byli określić nasz COLOR_WHITE jako 0x00FFFFFFU. Powodem, dla którego tego nie zrobiliśmy, jest nasza wiedza o tym, że kompilator, wykonując swoją magię, doda wszelkie wymagane zera wiodące.

Wybieranie kanałów kolorów

Mając to wszystko na uwadze, zacznijmy od trzech niskopoziomowych funkcji o nazwach `GetRed()`, `GetGreen()` i `GetBlue()`. W każdym przypadku przekażemy 32-bitową wartość koloru, a funkcja zwróci nam odpowiedni 8-bitowy kolor (**rysunek 1**).



Rysunek 1. Konwersja 32-bitowej wartości koloru na trzy 8-bitowe pola

Zacznijmy od funkcji `GetBlue()`. Przekazujemy jej 32-bitową wartość o nazwie `tmpColor`. Następnie używamy operatora bitowego `&` (AND), aby zamaskować najmniej znaczące osiem bitów i zwrócić wynik, który rzutujemy jako wartość 8-bitową (temat rzutowania omówiono dalej w rubryce „Sprytne porady i sztuczki...").

```
uint8_t GetBlue (uint32_t tmpColor)
{
        return (uint8_t) (tmpColor & 0xFFU);
}
```

Jest tu kilka rzeczy, na które należy zwrócić uwagę. Zacznijmy od tego, że użycie (`tmpColor & 0xFFU`) do wykonania operacji maski jest tym samym, co użycie (`tmpColor & 0x000000FFU`), ponieważ po raz kolejny kompilator wstawi za nas wiodące zera.

Co ważniejsze, w rzeczywistości nie musimy wykonywać operacji maskowania w pierwszej kolejności, ponieważ najbardziej znaczące 24 bity naszej 32-bitowej wartości zostaną odrzucone podczas rzutowania. Nawiązując do poprzedniego punktu, wierz lub nie, ale w rzeczywistości nie musimy nawet używać (`uint8_t`) do rzutowania wyniku na wartość 8-bitową, ponieważ już zadeklarowaliśmy funkcję `GetBlue()` jako zwracającą wartość `uint8_t`, co oznacza, że kompilator automatycznie wykona to rzutowanie za nas. W rezultacie moglibyśmy, napisać naszą funkcję w następujący sposób:

```
uint8_t GetBlue (uint32_t tmpColor)
{
        return tmpColor;
}
```

Zaletą włączenia zarówno maski, jak i rzutowania jest to, że sprawia to, że nasze intencje są jasne dla każdego, kto będzie musiał zrozumieć i rozwijać ten program w przyszłości (np. my). Co więcej, świadome i permanentne robienie tego rodzaju zapisów w naszym kodzie może pomóc w zapobieganiu wkradania się trudnych do wykrycia błędów, które w bardzo łatwy sposób mogą ujść naszej uwadze.

A na wypadek, gdybyś zastanawiał się (lub martwił) o jakikolwiek nadmiar wprowadzony przez te instrukcje, możesz być pewien, że optymalizacja kompilatora z pewnością pozwoli na wykrycie wszelkich operacji, które są zbędne dla wymagań i usunięcie ich.

eprasa.pl 975b2f959b

Wyodrębnienie niebieskiego kanału było „nisko wiszącym owocem", ponieważ był on już tam, gdzie go potrzebowaliśmy w odniesieniu do jego pozycji w naszej 32-bitowej wartości koloru. W przypadku kanału zielonego i naszej funkcji `GetGreen()`, będziemy musieli przesunąć naszą 32-bitową wartość o osiem bitów w prawo przed wykonaniem operacji maskowania.

```
uint8_t GetGreen (uint32_t tmpColor)
{
        return (uint8_t) ( (tmpColor >> 8) & 0xFFU );
}
```

Podobnie, w przypadku kanału czerwonego i naszej funkcji `GetRed()`, będziemy musieli przesunąć naszą 32-bitową wartość o 16 bitów w prawo przed wykonaniem operacji maskowania.

```
uint8_t GetRed (uint32_t tmpColor)
{
        return (uint8_t) ( (tmpColor >> 16) & 0xFFU );
}
```

Na marginesie, używanie operandów `&` (bitowe AND), `|` (bitowe OR) i `^` (bitowe XOR) jest interesującym tematem samym w sobie, szczególnie jeśli chodzi o wykonywanie operacji maskowania. Niestety, nie mamy czasu, aby zagłębić się w ten temat tutaj, ale dla tych, którzy chcą dowiedzieć się więcej, omawiam to szczegółowo na mojej stronie Cool Beans – patrz: https://bit.ly/3itQGCa.

Regenerujące kolory

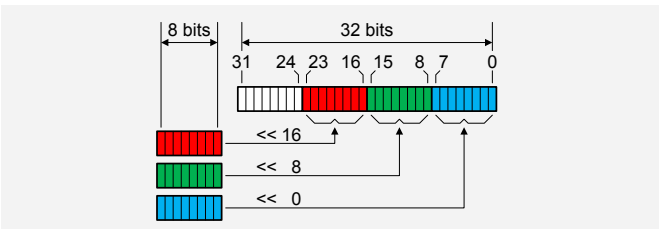
Kontrapunktem do wyodrębniania kanałów czerwonego, zielonego i niebieskiego z 32-bitowej wartości koloru jest wzięcie triady, trio lub trójki 8-bitowych kanałów kolorów i użycie ich do skonstruowania 32-bitowej wartości koloru (**rysunek 2**). Wykonujemy tę magię za pomocą funkcji `BuildColor()`:

```
uint32_t BuildColor (uint8_t red, uint8_t green,
uint8_t blue)
{
        return ( (((uint32_t) red) << 16) |
(((uint32_t) green) << 8) | ((uint32_t) blue) );
}
```

Analizując kod zauważymy, że robimy rzeczy odwrotnie do naszych funkcji `GetColour()`. Najpierw rzutujemy nasz 8-bitowy kanał czerwony na 32-bitową liczbę całkowitą bez znaku i przesuwamy wynik o 16 bitów w lewo. Następnie rzutujemy nasz 8-bitowy kanał zielony na 32-bitową liczbę całkowitą bez znaku i przesuwamy wynik o osiem bitów w lewo. Jeśli chodzi o nasz 8-bitowy kanał niebieski, wszystko, co musimy zrobić, to rzucić go na 32-bitową wartość. Na koniec używamy operatorów `|` (bitwise OR), aby połączyć te trzy wartości razem, tworząc pojedynczy 32-bitowy kolor, który zwracamy do tego, co wywołało tę funkcję w pierwszej kolejności.

Patrz, jak blednę!

Z powodów, które staną się jasne już niebawem, zaimplementujemy „zegar główny" o czasie trwania 10 ms (milisekund). Jest to zdefiniowane przez TICK w naszym kodzie programu. Czysto dla celów dyskusji, załóżmy, że zdecydujemy się poświęcić 100 ms na wykonanie naszego zanikania. Zakładając użycie naszego zegara głównego 10 ms, oznacza to, że będziemy potrzebować 100/10=10 kroków



Rysunek 2. Użycie trzech 8-bitowych pól do skonstruowania 32-bitowej wartości

Jeśli chodzi o faktyczne wykonanie zanikania, następną funkcją, której potrzebujemy, będzie taka, która może obliczyć nową wartość koloru, która jest utworzona jako określona proporcja dwóch różnych kolorów. Ponadto, tylko dla zabawy, będziemy musieli wykonać te obliczenia dla każdego z kanałów czerwonego, zielonego i niebieskiego niezależnie.

Jeśli spojrzysz na nasz szkic, zobaczysz funkcję o nazwie `CrossFadeColor()`. Kiedy wywołujemy tę funkcję, przekazujemy cztery argumenty, tj:

- 32-bitowy `startColor`,
- 32-bitowy `endColor`,
- łączna liczba kroków w tym zaniku: `numSteps`,
- aktualny numer kroku: `currentStep`.

Spójrzmy na instrukcję, której używamy do przetwarzania czerwonego kanału, w następujący sposób (zauważ, że ta instrukcja wywołuje naszą funkcję `GetRed()` dwa razy, aby wyodrębnić czerwone kanały z `startColor` i `endColor`):

```
tmpRed = ((GetRed(startColor) * (numSteps -
currentStep)) + (GetRed(endColor) * currentStep))
/ numSteps;
```

Teraz może to być trochę trudne do ogarnięcia. Najlepszym sposobem na zrozumienie tego wszystkiego, będzie narysowanie tabeli zawierającej kolumny dla każdej z możliwych wartości `currentStep`, które będą wynosić od 0 do `numStep` (tj. od 0 do 10). Tabela powinna również zawierać cztery wiersze; po jednym dla:

- wyniki obliczeń `startColor`,
- wyniki obliczeń `endColor`,
- wyniki dodania tych dwóch wartości,
- ostateczne wyniki po końcowych operacjach podziału.

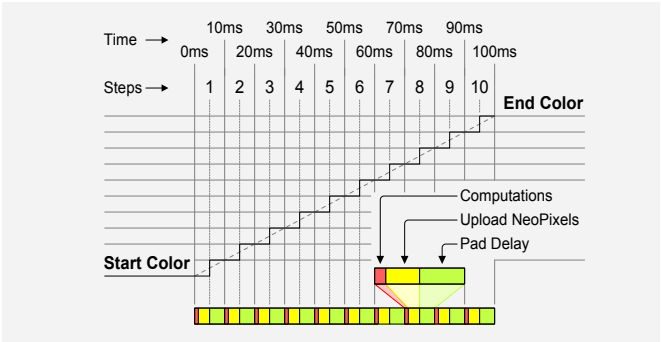
Proponuję zacząć od założenia, że czerwony składnik `startColor` ma wartość 0 (całkowicie wyłączony), podczas gdy czerwony składnik endColor ma wartość 255 (całkowicie włączony). Następnie utwórz drugą tabelę, używając wartości `startColor` równej 255 i wartości `endColor` równej 0. Na koniec wykonaj całą czynność ponownie z obiema wartościami ustawionymi na 255, co mogłoby się łatwo zdarzyć, gdyby głównymi kolorami były magenta (czerwony i niebieski) i żółty (czerwony i zielony).

Czy pamiętasz, jak wcześniej powiedziałem: „Jedną z cennych umiejętności przy pisaniu funkcji jest tworzenie ich tak prostymi, jak to tylko możliwe"? Nie wiem jak ty, ale ja uważam, że obliczenia, które właśnie wprowadziliśmy, są dość sprytne. Jeśli spojrzysz na naszą funkcję `CrossFadeColor()`, zobaczysz, że zawiera ona tylko cztery linie kodu, które wykonują „ciężką pracę". Trzy z tych linii obliczają nowe wartości kanałów czerwonego, zielonego i niebieskiego, podczas gdy czwarta wywołuje naszą funkcję `BuildColor()`, aby ponownie połączyć wszystko razem.

Wszystko, co jest teraz wymagane, to jeszcze jedna funkcja, którą nazwiemy `CrossFade()`. Użyjemy jej do zaaranżowania naszego efektu zanikania. Jeśli spojrzysz na kod programu, zobaczysz, że pierwszą rzeczą, którą robimy w tej funkcji, jest obliczenie liczby kroków zanikania (`numFadeSteps`) w oparciu o wymagany czas trwania zanikania i wartość tiku naszego zegara głównego. Następnie wykonujemy pętlę, która wywołuje naszą funkcję `CrossFadeColor()` w następujący sposób:

```
for (int iStep = 1; iStep <= numFadeSteps; iStep++)
{
        fadeColor = CrossFadeColor(startColor,
endColor, numFadeSteps, iStep);
        // Więcej informacji tutaj
}
```


eprasa.pl 975b2f959b



Rysunek 3. Graficzna reprezentacja 100 ms zanikania z 10 ms zegarem głównym

Zanim przejdziemy dalej, zatrzymajmy się, aby zastanowić się nad faktem, że istnieją cztery główne opcje zakresu wartości, które możemy przypisać do `iStep`, aby kontrolować naszą pętlę:

- `0` do `< numFadeSteps`,
- `0` do `<= numFadeSteps`,
- `1` do `< numFadeSteps`,
- `1` do `<= numFadeSteps`.

Dlaczego więc wybraliśmy tę drugą opcję? Cóż, jeśli chodzi o tego rodzaju konstrukcję pętli, wartość początkowa i warunek zakończenia będą zależeć od naszego algorytmu i tego, co próbujemy z nim zrobić. Istnieje powszechny problem w programowaniu komputerowym, który nazywa się „błędem off-by-one". Jest on również powszechnie znany jako „błąd słupka ogrodzeniowego" w oparciu o tak zwany „problem słupka ogrodzeniowego". Na przykład, zakładając, że mamy słupki ogrodzeniowe rozmieszczone w odległości 10 stóp od siebie, ile słupków będzie potrzebnych do podtrzymania ogrodzenia o długości 100 stóp? Odpowiedź brzmi 11 – zawsze jest o jeden słupek więcej niż jest przęseł ogrodzenia – ponieważ potrzebujemy słupka na początku ogrodzenia. Innym sposobem spojrzenia na to jest to, że pojedynczy płot o długości 10 stóp będzie wymagał dwóch słupków – po jednym na każdym końcu. Podobny stan może wystąpić w naszych programach, gdy pętla iteracyjna iteruje o jeden raz za mało lub o jeden raz za dużo.

Jestem pewien, że profesjonalni programiści nie mają z tym problemu, ale mnie to zazwyczaj przyprawia o ból głowy. Z drugiej strony, jestem osobą zorientowaną wizualnie, więc zazwyczaj narysowanie czegoś pomaga mi w zrozumieniu tego czegoś. Stwórzmy graficzną reprezentację naszego 100-milisekundowego wygaszania z 10-milisekundowym zegarem głównym (**rysunek 3**).

Przed rozpoczęciem wygaszania możemy założyć, że mamy już 100% oryginalnego (początkowego) koloru i 0% nowego (końcowego) koloru. Do czasu zakończenia zanikania chcemy mieć 0% oryginalnego koloru i 100% nowego koloru. Wartości „procentowe" kolorów pośrednich będą zależeć od bieżącego kroku w porównaniu do całkowitej liczby kroków.

Zgodnie z definicją biblioteki NeoPixel, zegar używany do przesyłania naszego łańcucha NeoPixel działa z częstotliwością 800 kHz. Każdy NeoPixel wymaga 24 bitów danych, co zajmuje (1/800 000)·24=30 µs. Ponieważ mamy 145 NeoPikseli (w tym nasz „piksel ofiarny"), oznacza to całkowite opóźnienie wynoszące 30·145=4350 µs=4,35 ms. Jeśli przyjmiemy, że wszystkie nasze obliczenia wymagają 0,65 ms (wrócimy w przyszłości do rozważenia tego bardziej szczegółowo), oznacza to, że musimy dodać opóźnienie paddingu wynoszące 10–(0,65+4,35)=5 ms do każdego z naszych kroków, aby zbudować rzeczy do naszego „tikowania" zegara głównego 10 ms (zobaczysz to zdefiniowane jako `INTER_TICK_PAD_DELAY` w naszym kodzie).

Czy pamiętasz, jak wcześniej powiedziałem: „Jedną z ważnych umiejętności w pisaniu funkcji jest uczynienie ich tak uniwersalnymi, jak to tylko możliwe"? Cóż, piękno naszych funkcji `CrossFade()` i `CrossFadeColor()` polega na tym, że nie ma znaczenia, czy rozjaśniamy (od czerni do koloru), czy przyciemniamy (od koloru do czerni), ponieważ czerń jest po prostu innym kolorem. To z kolei oznacza, że możemy użyć tych funkcji do przejścia z dowolnego koloru do dowolnego innego koloru.

Dla Twojej przyjemności i zachwytu stworzyłem film pokazujący nasz szkic blaknięcia kolorów w akcji (https://bit.ly/2EXQ20k). W następnym odcinku zagłębimy się bardziej w różne kombinacje wielokolorowe, które możemy zdecydować się zastosować. Do tego wspaniałego dnia, proszę Callooh! Callay! – innymi słowy, miłej zabawy! ■



Komentarze lub pytania?
Napisz do Maxa na adres:
max@CliveMaxfield.com

Sprytne porady i sztuczki cyklu Ekscytacje Maxa dotyczące kodowania

Z jednej strony wciąż powtarzam, że z zawodu jestem projektantem sprzętu, a moje umiejętności programistyczne są w najlepszym razie podstawowe. Z drugiej strony, nieustannie zadziwiam się wszystkimi ciekawostkami i samorodkami wiedzy, które zdołały zakorzenić się w mojej biednej, starej głowie.

Chcesz się kłócić?

Jako jeden z przykładów powyższego, ktoś właśnie wysłał do mnie e-mail z pytaniem, dlaczego czasami używam terminu „parametr", a innym razem mówię „argument". Rozważmy następującą deklarację bezsensownej funkcji:

```
int SillyFunction(int a, int b)
{
        int y = a + b;
        return y;
}
```

Kiedy deklarujemy funkcję, częścią tej deklaracji jest lista parametrów powiązanych z funkcją. W tym przypadku nasza funkcja ma dwa parametry: a i b. Oczywiście możliwe jest również zadeklarowanie funkcji z pustą listą parametrów.

Rozważmy teraz, kiedy wywołujemy naszą funkcję z innego miejsca w programie; na przykład:

```
int sillyResult = SillyFunction(40, 2);
```

Kiedy wywołujemy funkcję, przekazujemy listę argumentów. W tym przypadku przekazujemy dwa argumenty, `40` i `2`, do funkcji `SillyFunction()`. Oczywiście, jeśli funkcja jest zadeklarowana z pustą listą parametrów, to gdy ją wywołamy, przekażemy pustą listę argumentów.

W rzeczywistości wiele osób używa terminów „parametry" i „argumenty" zamiennie. Tak długo, dopóki osoba, z którą rozmawiasz, rozumie wiadomość, którą próbujesz przekazać, „nie ma szkody, nie ma faulu", jak to mówią.

eprasa.pl 975b2f959b

Problem pojawia się, gdy rozmawiasz z profesjonalistami, którzy z wielką przyjemnością skrupulatnie wytkną Ci Twoje błędy. Osobiście nie chcę dawać im satysfakcji.

Ciekawsze i ciekawsze

Pod koniec rozdziału 1 „Przygód Alicji w Krainie Czarów" Alicja nierozsądnie wypija zawartość małej butelki z napisem „Wypij mnie" i kurczy się do zaledwie dziesięciu centymetrów wzrostu. Nieco później nieroztropna dziewczynka nie może powstrzymać się od schrupania małego ciasta z napisem „Zjedz mnie", zrobionym z porzeczek. Na początku rozdziału 2 Alicja krzyczy „Ciekawsze i ciekawsze!", gdy szybko rośnie do gigantycznych rozmiarów. Jeśli kiedykolwiek mi się to przytrafi (ponownie), jestem pewien, że powiem to samo (lub coś podobnego).

Powodem, dla którego o tym mówię, jest to, że coś podobnego może się zadziać z liczbami całkowitymi w C/C++ (w rzeczywistości może się to zadziać ze wszystkimi typami danych, ale na potrzeby tego tekstu skupimy się na liczbach całkowitych). Zjawisko to znane jest pod nazwą „konwersja typu" i występuje w dwóch odmianach: niejawnej i jawnej. W przypadku niejawnej konwersji typu, kompilator dokonuje tego automatycznie, bez konieczności wydawania mu przez nas instrukcji. Alternatywnie, możemy użyć jawnej konwersji typu do „rzutowania" (przekształcania) wartości z jednego typu danych na inny.

Jeśli spojrzysz na rubrykę „Sprytne porady i sztuczki..." z zeszłego miesiąca (EdW 04/2024), zobaczysz, że mamy krótkie, zwykłe i długie wersje liczb całkowitych ze znakiem i bez znaku (mamy również typy danych o stałej szerokości, takie jak `uint8_t` i `uint32_t`). Za każdym razem, gdy próbujemy wykonać operację binarną na operandach różnych typów, kompilator automatycznie konwertuje jeden z operandów na ten sam typ, co drugi. Jeśli operand przechodzi z mniejszej domeny (np. short) do większej domeny (np. long), nazywa się to promocją. Dla porównania, jeśli operand przechodzi z większej domeny do mniejszej domeny, zwie się to degradacją.

Promocja zazwyczaj nie stanowi problemu, ponieważ zakres wartości powiązanych z mniejszą liczbą całkowitą tworzy podzbiór większej domeny, do której jest promowana. W przypadku degradacji mogą jednak wystąpić problemy, jeśli degradowana wartość jest zbyt duża, aby zmieścić się w typie docelowym, w którym to przypadku wynik zostanie obcięty (oczywiście, może się okazać, że to jest dokładnie to, czego chcemy).

Różne języki radzą sobie z tym zadaniem na różne sposoby. W przypadku języka C/C++ możemy dokonać jawnej konwersji typu za pomocą operatora rzutowania, który obejmuje nazwę nowego typu danych otoczoną nawiasami. Załóżmy na przykład, że deklarujemy dwie zmienne całkowite bez znaku: jedną o szerokości 8 bitów i drugą o szerokości 32 bitów, w następujący sposób:

```
uint8_t myInt8;
uint32_t myInt32;
```

Załóżmy teraz, że gdzieś w naszym programie chcemy skopiować zawartość wartości 32-bitowej do wartości 8-bitowej. Aby to osiągnąć, należy zamienić wartość 32-bitową na jej 8-bitowy odpowiednik w następujący sposób:

```
myInt8 = (uint8_t) myInt32;
```

Jednym z celów operatora rzutowania jest poinformowanie kompilatora, że wiemy, co robimy. W tym przypadku najbardziej znaczące 24 bity 32-bitowego `myInt32` zostaną odrzucone, a tylko jego najmniej znaczące osiem bitów zostanie skopiowane do `myInt8`.

Jak widzieliśmy, operator rzutowania ma tylko jeden operand, który znajduje się po prawej stronie operatora. Jak zawsze, na nieostrożnych czyhają problemy. Załóżmy, że chcemy przesunąć wartość w myInt32 o osiem bitów w prawo, a następnie skopiować najmniej znaczące osiem bitów wyniku do `myInt8`. Rozważmy następującą instrukcję:

```
myInt8 = (uint8_t) myInt32 >> 8;
```

Czego można się spodziewać? Wielu początkujących oczekiwałoby, że najpierw wykona operację przesunięcia, a następnie rzutowania. W rzeczywistości operator rzutowania ma wyższy priorytet niż operator przesunięcia bitowego, więc operacja, która zostanie faktycznie wykonana, może być przedstawiona w następujący sposób:

```
myInt8 = ((uint8_t) myInt32) >> 8;
```

Oznacza to, że wartość 32-bitowa zostanie najpierw przekształcona w wartość 8-bitową, która następnie zostanie przesunięta o osiem bitów w prawo. Rezultatem będzie pozostawienie `myInt8` zawierającego `0` (`00000000` w systemie binarnym, `0x00` w systemie szesnastkowym), co nie jest tym, czego oczekiwaliśmy. Aby osiągnąć pożądany rezultat, musielibyśmy napisać naszą instrukcję w następujący sposób:

```
myInt8 = (uint8_t) (myInt32 >> 8);
```

Dodanie tych nawiasów wymusza najpierw zaimplementowanie przesunięcia, po czym rzutowanie jest wykonywane na wyniku. ■

Clive „Max" Maxfield

Ten artykuł był wcześniej opublikowany na łamach „Practical Electronics", październik 2020 (www.epemag3.com)

REKLAMA

UWAGA! **Tylko prenumeratorzy czasopism Elektronika dla Wszystkich, Elektronika Praktyczna, Świat Radio oraz Elektronik mogą korzystać z atrakcyjnych rabatów w Sklepie AVT:**

- ✓ **do 50% na wydania specjalne czasopism Wydawnictwa AVT**
- ✓ **20% na kity w wersji A (płytki drukowane do projektów AVT)**
- ✓ **10% na pozostałe wersje kitów: (A+, B, C, D)**
- ✓ **10% na książki**
- ✓ **5% na pozostałe produkty z oferty sklepu**

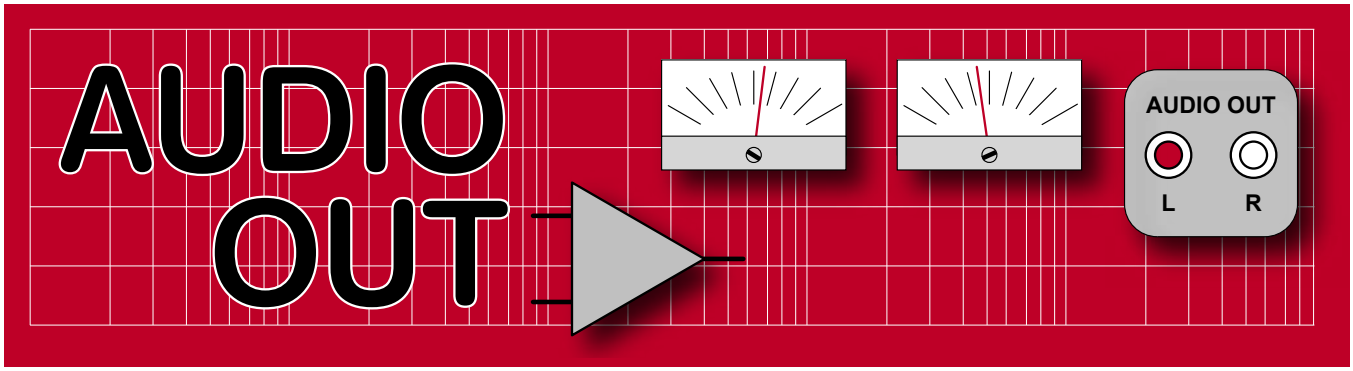
Ponadto każdy prenumerator ww. czasopism korzysta z rabatów od 30% do 50% na zakup czasopism z oferty www.UlubionyKiosk.pl

KLUB AVT ELEKTRONIKA

Jak uzyskać rabat? Podczas zamówienia powołaj się na swój numer prenumeraty – otrzymasz go mailowo po zakupie prenumeraty wraz z kartą członkowską Klubu AVT-Elektronika.

Regulamin Klubu AVT-Elektronika znajdziesz na stronie https://sklep.avt.pl/klub-avt-elektronika

eprasa.pl 975b2f959b



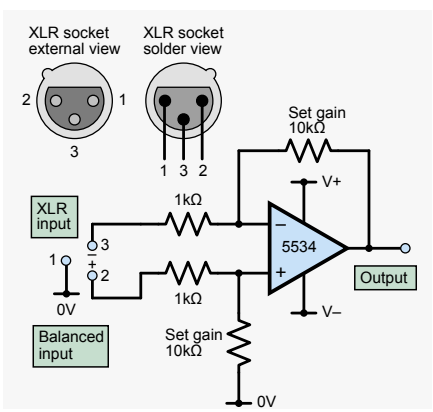
Przedwzmacniacz mikrofonowy (do wokodera), część 2

W zeszłym miesiącu przedstawiliśmy nowy projekt przedwzmacniacza mikrofonowego. Zaproponowaliśmy go jako odpowiednie rozwiązanie do wokodera, ale w rzeczywistości jest to układ ogólnego przeznaczenia, bardzo wysokiej jakości, który będzie działał w większości zastosowań mikrofonowych – i to za ułamek kosztów modeli komercyjnych. W tym miesiącu zakończymy projekt i zaczniemy rozpatrywać kwestie konstrukcyjne, które zostaną dokończone w następnym miesiącu, włącznie z omówieniem wariantów montażowych płytki drukowanej.

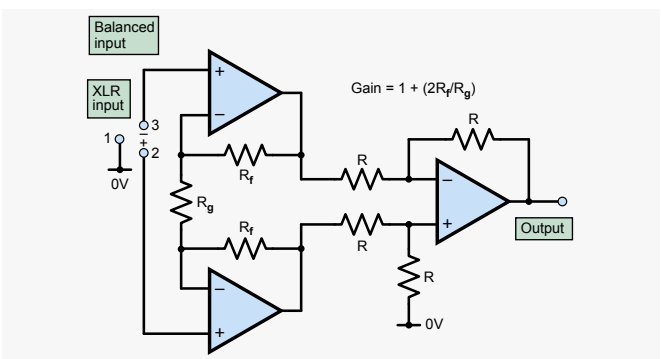
Kwestia symetrii

W obwodach przedwzmacniacza mikrofonowego, tam, gdzie wymagany jest niski poziom szumów, zawsze stosowano linie symetryczne. System wykorzystuje dwa sygnały w przeciwfazie względem siebie, otoczone uziemionym ekranem, który nie przewodzi prądu, w przeciwieństwie do, powiedzmy, niesymetrycznego jednożyłowego przewodu gitarowego. Gdy sygnał pojawia się w fazie (tryb wspólny) na obu przewodach to jest odrzucany przez obwód, który szuka jedynie różnicy napięć.

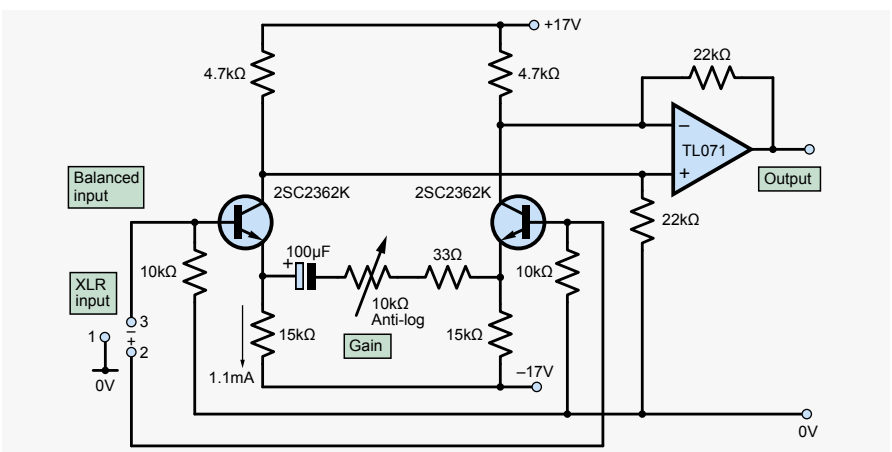
Przedwzmacniacze mikrofonowe transformatorowe mają pływające, symetryczne wejście o napięciu wspólnym (CM) powyżej 100 V. Jeśli nie użyto transformatora, wówczas system musi być zrównoważony elektronicznie. Konfiguracja wzmacniacza różnicowego jest podejściem standardowym i może usuwać sygnały CM do około 10 V. Pojedynczy układ różnicowy na wzmacniaczu operacyjnym pokazany na **rysunku 8**



Rysunek 8. Najbardziej podstawowy symetryczny przedwzmacniacz mikrofonowy, wzmacniacz operacyjny w układzie różnicowym. Zbyt szumiący do użytku w studiu. Aby zmienić wzmocnienie, należy zmienić współbieżnie dwie rezystancje za pomocą podwójnego potencjometru

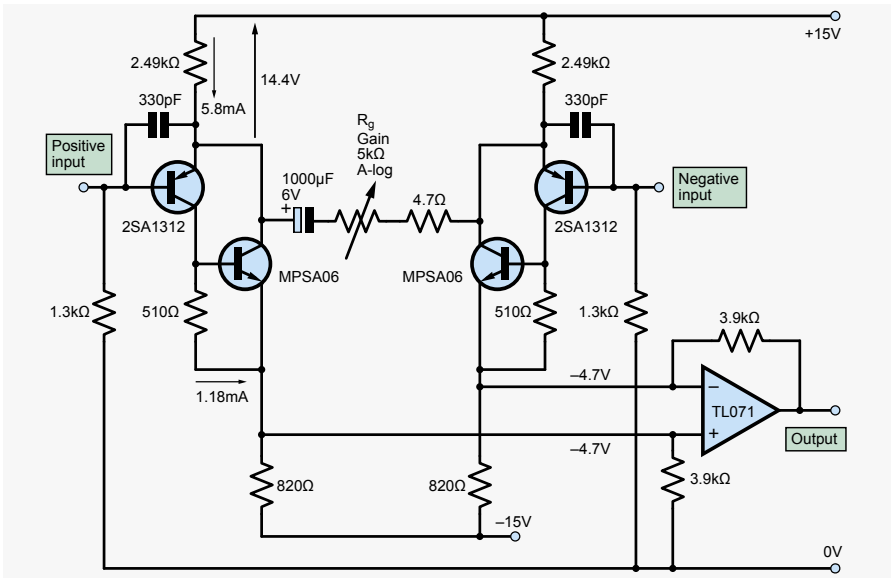


Rysunek 9. Konfiguracja wzmacniacza pomiarowego. Podstawa większości beztransformatorowych przedwzmacniaczy mikrofonowych. Wzmocnienie ustalane jest za pomocą jednego rezystora Rg



Rysunek 10. Zastąpienie wejściowych wzmacniaczy operacyjnych niskoszumnymi tranzystorami wejściowymi o niskim Rbb – umożliwia wzmacnianie źródeł o niskiej impedancji przy minimalnym poziomie szumu. Wytworzone zniekształcenia przez pojedyncze tranzystory jest rzędu 1%, przy wysokich wzmocnieniach i poziomach

eprasa.pl 975b2f959b

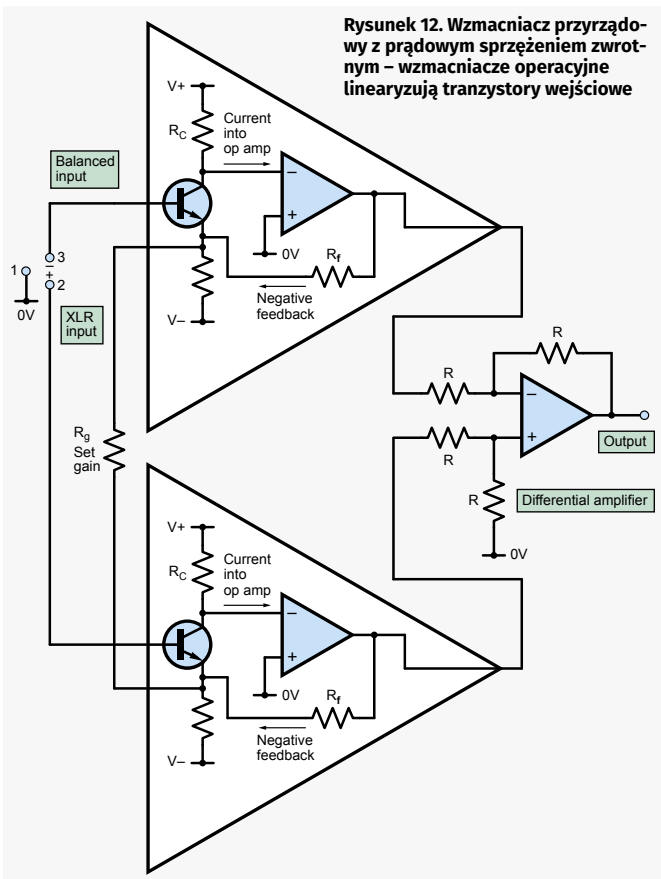


Rysunek 11. Przedwzmacniacz mikrofonowy na parze komplementarnych wtórników wytwarza dziesięciokrotnie mniej zniekształceń. Trudno jest uzyskać wystarczający prąd przepływający przez tranzystory wejściowe by uzyskać niską optymalną impedancję wejścia



Rysunek 13. Zintegrowane rozwiązanie CFIA, That 1512 firmy Profusion. Opracuję dla niego obwód, mam nadzieję, że bez dużego kondensatora elektrolitycznego w obwodzie potencjometru regulacji wzmocnienia

będzie działać, ale jest zbyt szumiący, głównie z powodu jego rezystorów wejściowych. Większość przedwzmacniaczy mikrofonowych wykorzystuje obwód wzmacniacza pomiarowego (instrumentalnego) pokazany na rysunku 9, gdzie dwa oddzielne wzmacniacze operacyjne o takim samym wzmocnieniu zasilają wejścia wzmacniacza różnicowego o wzmocnieniu jednostkowym. Wspaniałą cechą tego rozwiązania jest to, że pojedynczy element regulacyjny, rezystor (Rg) ustawia wzmocnienie obu wzmacniaczy wejściowych.



Rysunek 12. Wzmacniacz przyrządowy z prądowym sprzężeniem zwrotnym – wzmacniacze operacyjne linearyzują tranzystory wejściowe

Wzmacniaczami wejściowymi są często pojedyncze, niskoszumne tranzystory, jak pokazano na **rysunku 10**. Układ ten charakteryzuje się dużymi zniekształceniami przy dużych wzmocnieniach, ponieważ są to proste stopnie ze wspólnym emiterem (WE) z niskoefektywnym rezystorem emiterowym do linearyzacji. W swoich mikserach producent Mackie rozwiązał ten problem, stosując komplementarną parę wtórników (CFP) pokazaną na **rysunku 11**. Inne firmy, takie jak Solid State Logic (SSL) i Neotek, poszły dalej, obejmując tranzystory wejściowe pętlą sprzężenia zwrotnego wzmacniacza operacyjnego. Wejście odwracające tego wzmacniacza było często bezpośrednio podłączone do kolektora tranzystora, skutecznie tworząc wejście prądowe lub „wirtualną masę" (**rysunku 12**).

Topologię tę nazywa się „wzmacniaczem pomiarowym z prądowym sprzężeniem zwrotnym" lub CFIA i właśnie jej będziemy tutaj używać. Topologię tę udoskonalono dalej przez dodanie kaskod i luster prądowych oraz zintegrowanie ich ze specjalistycznymi układami, takimi jak Solid State Music/Intel SSM2015, 2016, 2017, 2019 i That Seria 1510 i 1512.

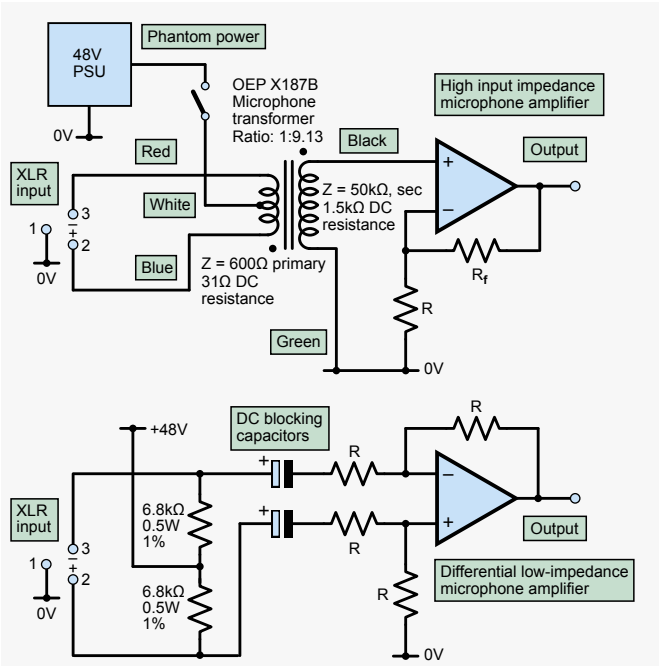
Ta topologia w tych układach scalonych korzysta z dopasowania tranzystorów dostępnych projektantowi układów scalonych, ale nie jest odpowiednia dla obwodów dyskretnych. Czytelnik może oczywiście użyć elementów pochodzących z jednego źródła, jeśli może je zdobyć. Żałuję jednak, że użyłem niektórych z nich w niektórych produktach, które projektowałem w przeszłości, ponieważ obecnie ich naprawienie może być trudne, jeśli dane układy scalone są niedostępne. Jednakże układy That (**rysunek 13**) są nadal dostępne w firmie Profusion, która uprzejmie przesłała mi kilka bezpłatnych próbek, które wkrótce ocenię.

Zabójczy fantom

Wysokiej jakości mikrofony pojemnościowe zasilane są napięciem 48 V, doprowadzonym do każdego przewodu linii symetrycznej poprzez centralny odczep transformatora lub dwa rezystory 6,8 kΩ, jak pokazano na **rysunku 14**. Zasilanie nakłada się na dźwięk i jest wycinane przez wejście różnicowe wzmacniacza. Ponieważ napięcie jest podawane bez dodatkowych przewodów, nazywa się to „zasilaniem fantomowym" (należy pamiętać, że rezystory 6,8 kΩ muszą mieć moc znamionową co najmniej 0,5 W i tolerancję 1%).

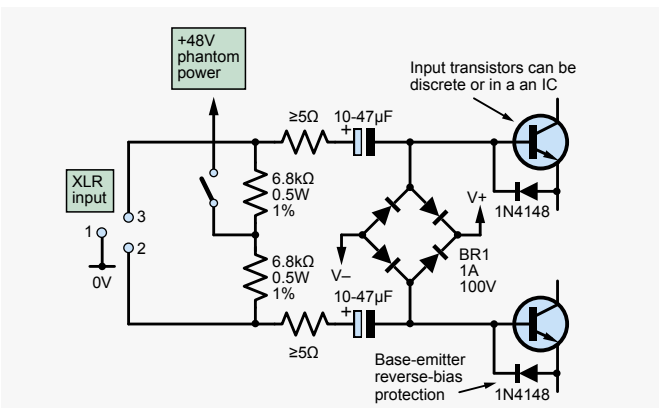
System 48 V został pierwotnie zaproponowany przez Neumanna w 1966 r., ponieważ zespół membrany pojemnościowej wymagał wysokiego napięcia polaryzującego, a w tamtym czasie w systemach telefonicznych stosowano wiele zasilaczy 48 V. Później został przyjęty powszechnie. Napięcie 48 V jest stosunkowo wysokie w porównaniu z dzisiejszą elektroniką półprzewodnikową i może spowodować znaczne uszkodzenia w wyniku odwrotnej polaryzacji delikatnych

eprasa.pl 975b2f959b



Rysunek 14. Zasilanie fantomowe do mikrofonu dla symetrycznego wejścia liniowego: a) korzystanie z centralnego odczepu transformatora, b) przez rezystory 6,8 kΩ stosowane w konstrukcjach beztransformatorowych (należy pamiętać, że rezystory te muszą mieć moc ≥0,5 W ponieważ w przypadku zwarcia w kablu mikrofonu wydzielona moc może być większa niż 0,25 W)

złączy baza-emiter tranzystorów, zmieniając je w źródła szumów. Sytuacja ta została opisana przez Audio Engineering Society jako „zagrożenie zasilaniem fantomowym" i w 1996 roku spędziłem dużo czasu na wymianie tranzystorów wejściowych BC109C w słynnym stole miksującym EMI z Abbey Road, pierwotnie używanym do nagrań przez Beatlesów. Jak na ironię, dopiero niedawno musiałem zmienić układ SSM2019 nazwany interfejsem USB mikrofonu Mackie „Spike", ponieważ dioda Zenera obcinająca przepięcia w obwodzie zasilania fantomowego uległa uszkodzeniu na rozwarcie. Przyczyną zabójczych skoków napięcia jest podłączanie i odłączanie kabli w połączeniu z dużymi kondensatorami blokującymi prąd stały. Zwarcia w kablach jeszcze bardziej pogarszają sytuację. Rozwiązaniem jest łącznie sześć diod usuwających skoki napięcia i rezystancja ograniczająca prąd w liniach, o wartości co najmniej 5 Ω, jak pokazano na **rysunku 15**. Nie wstawiaj zbyt dużego oporu, ponieważ zwiększy to szumy. To zaskakujące, ale tańsze, zwykłe diody są lepsze od Schottky'ego lub Zenera, ponieważ mniej szumią i mają mniejszą pojemność.



Rysunek 15. Schemat ochrony przed „Phantom menace" (przepraszam George'a Lucasa i fanów Gwiezdnych Wojen)

Jedną ze sztuczek, które stosowałem, aby poprawić liniowość i zapas na przesterowanie w projektach CE i CFP, było użycie 48 V dla zasilania dodatniego zamiast 15 V. Jeśli tam jest, równie dobrze możesz go użyć. Technikę tę wykorzystano w artykule Tima McCormicka „Putting Mic Amplifiers on the Line" w Electronics World + Wireless World z maja 1992 roku. Nie widzę teoretycznego powodu, dla którego technika ta miałaby być korzystna w zastosowanej tutaj topologii CFIA, ponieważ wahania napięcia kolektora są niewielkie. Większe wartości rezystorów mogłyby jednak zapewnić większą spójność prądu kolektora, dlatego na mojej płytce drukowanej przewidziano podłączenie do szyny 48 V dla eksperymentatorów. Stosowanie źródeł prądu stałego może wprowadzić dodatkowe źródła szumu.

Ochrona przed zakłóceniami w.cz.

Złącza baza-emiter tranzystora są podatne na demodulację zakłóceń od częstotliwości radiowych; w końcu to diody. Dlatego dodatkowo potrzebujemy dławików i kondensatorów w roli filtrów RF. Wszystkie te dodatkowe komponenty nie są na ogół potrzebne w przypadku zastosowania transformatorów mikrofonowych, które zapewniają doskonałe tłumienie częstotliwości radiowych. Jednak ogólną tendencją w elektronice jest zastępowanie drogich pojedynczych standardowymi, powszechnie dostępnymi i stosunkowo tanimi komponentami. Ostateczny schemat blokowy pokazano na **rysunku 16**.

Wzajemne spozycjonowanie cewek

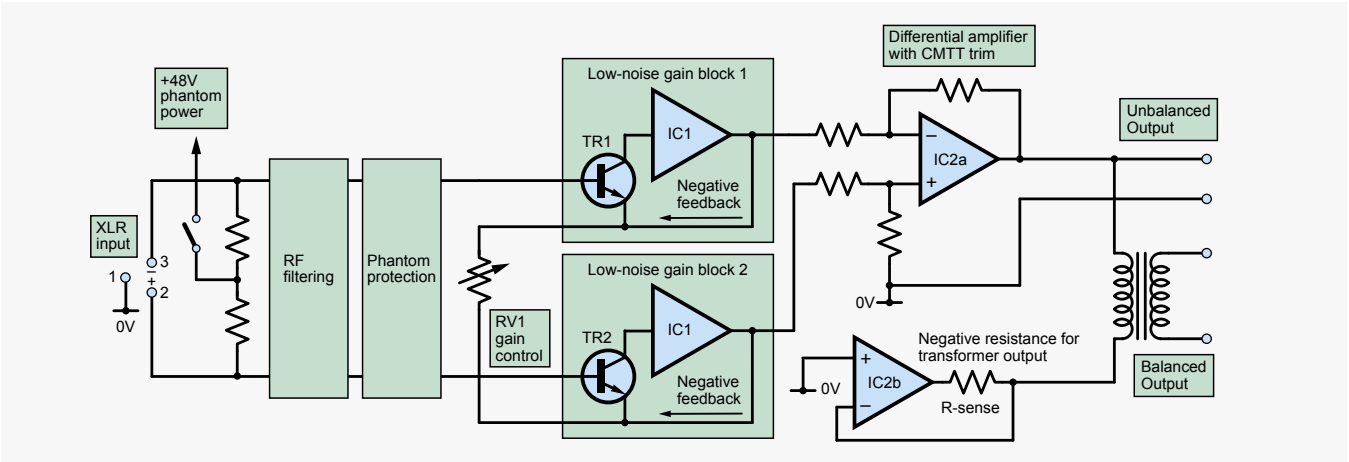
Zawsze lubię oferować czytelnikom kilka anarchicznych anegdot analogowych (AAA), na które natknąłem się na swojej drodze. Oto jedna z czasów, gdy byłem inżynierem w dziale testów w Brook Siren Systems w 1987 r., kiedy zajmowałem się ustawieniami ich czteromikrofonowych rozdzielaczy przedwzmacniaczy w jednej obudowie, typu MSR604. Odkryłem, że ich inżynier konstruktor Stan Gould wymyślił genialny sposób na przycinanie CMRR przy 10 kHz. Wiązało się to z odpowiednim ustawieniem cewek wejściowych względem siebie, aby uzyskać wartość maksymalną ze względu na zmienne sprzężenie magnetyczne (**rysunek 17**). Chciałem zastosować tutaj ten system, ale okazało się, że nie mogę dostać osiowych cewek indukcyjnych o niezbędnej, niskiej rezystancji DC <10 Ω. Musiałem użyć cewek promieniowych, które były trudniejsze we wzajemnym spozycjonowaniu. Na koniec zastosowałem kondensator dostrojczy przy wzmacniaczu różnicowym. Umieszczając cewki stykające się ze sobą na płytce drukowanej, mogłem uzyskać około 25% sprzężenia wzajemnego.

Kolejna para cewek jest używana w obwodzie emitera w celu stabilizacji wzmacniacza przy dużym wzmocnieniu. Jest to sztuczka zastosowana w słynnym dyskretnym wzmacniaczu operacyjnym 990. Ich rezystancja DC określa również minimalną rezystancję emitera, a tym samym maksymalne wzmocnienie stopnia.

Montaż całości

Teraz, gdy spojrzeliśmy na sekcje, możemy złożyć cały obwód, jak pokazano na **rysunku 18**. Ponieważ używamy podwójnych wzmacniaczy operacyjnych, to tak jak w przypadku bramek logicznych, często pozostaje jeden zapasowy. W tym przypadku użyjemy IC2b dla specjalnego obwodu generatora o ujemnej rezystancji, aby zminimalizować zniekształcenia podczas korzystania z transformatora wyjściowego. Ponownie, było to kolejne „AAA", które wychwyciłem z pracy na początku lat 90., tym razem od firmy Calrec, która produkowała miksery w Hebden Bridge. Część teorii do tej techniki omówimy w przyszłym miesiącu w części 3. Transformatory wyjściowe znacznie lepiej zapobiegają przydźwiękom pętli uziemienia niż symetryczne wzmacniacze wyjściowe, które z natury skupiają swoje sygnały wokół

eprasa.pl 975b2f959b



Rysunek 16. Schemat blokowy pełnego przedwzmacniacza mikrofonowego

masy sygnału (0 V). Lubię, gdy mój sprzęt studyjny łączy w sobie to, co najlepsze z obu światów; wejścia symetryzowane elektronicznie (w przypadku których nie jest potrzebne uziemienie) i symetryzowane transformatorem pływające wyjścia, gdzie tolerowana jest każda sytuacja uziemienia.

Pozbądź się elektrolitów

Często mam problem z mokrymi kondensatorami elektrolitycznymi w każdym profesjonalnym projekcie audio ze względu na ich krótką żywotność i wysoką upływność. Można je często zastąpić drogimi kondensatorami foliowymi i tantalowymi, ale masywny kondensator przeciwtrzaskowy połączony szeregowo z regulatorem wzmocnienia jest często trudny do pozyskania. Ponieważ minimalny opór regulatora wzmocnienia jest mniejszy niż 10 Ω przy maksymalnym wzmocnieniu, to kondensator, przy małych częstliwościach, musi mieć reaktancję znacznie mniejszą. Dla punktu −3 dB przy 20 Hz wartość kondensatora musi wynosić 800 µF. W przypadku sprzętu najwyższej jakości −3 dB nie byłoby uważane za najwyższą klasę. Przyjęcie większej oporności minimalnej regulatora nie jest dobrym pomysłem, ponieważ zwiększa szumy. Ponieważ polaryzacja jest nieokreślona, to muszą być użyte dwa kondensatory (C8 i C9), włączone do siebie przeciwstawnie; zmniejsza to o połowę wartości pojemności, ale zmniejsza też zniekształcenia w stosunku do tantalowych. Napięcie na każdym emiterze wynosi −1,9 V; zatem, jeśli końcówki kondensatorów są uziemione poprzez rezystory R17 i R18, to będą po prostu wystarczająco spolaryzowane. Wykorzystuję drogie rozwiązanie z kondensatorami Plessey Castanet, z tantalu z ciekłym elektrolitem, o największej wartości, jaką udało mi się znaleźć, 750 µF/3 V (patrz rysunek 7). To nadal da straty w zakresie basów przy bardzo wysokich wzmocnieniach, ale w momencie gdy potencjometr jest trochę cofnięty, bas też powraca. Zwykle odpowiedź częstotliwościowa wynosi −1 dB przy 20 Hz i 25 kHz.

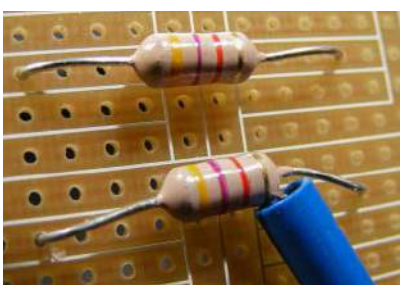
Użycie serwa

Teoretyczne rozwiązanie problemu dużego kondensatora w obwodzie regulacji wzmocnienia polega na zaprojektowaniu obwodu serwa utrzymującego takie samo napięcie na obu końcach potencjometru, a tym samym, zapobieganiu przepływu przez niego prądu stałego. Budowanie obwodu z uwzględnieniem rozrzutu parametrów w tranzystorach pokazało, że 500 mV różnica była możliwa do uzyskania. To można uzyskać używając np. LM394 lub SSM2210, podwójnych tranzystorów, ale przy wysokich kosztach. Dopasowanie dwóch oddzielnych tranzystorów może zadziałać, ale wymagane jest ich sprzężenie termiczne aby zapobiec dryfowaniu.

Próbowałem serwo integratora różnicowego z IC3, aby zmierzyć różnicę i podać sygnał korekcyjny z powrotem na wejście tak jak pokazano na **rysunku 20**. Poziom szumu na wyjściu jest zaskakująco niski. Może być dalej odfiltrowany za pomocą kondensatorów, ale w praktyce często jest to niepotrzebne. Jeśli chcesz unowocześnić wzmacniacz serwo możesz użyć niskoszumnego LT1012CN8, ale to koszt 5 funtów. Serwo można sprawdzić poprzez sprawdzenie napięcia na potencjometrze wzmocnienia, czy napięcie jest tam mniejsze niż 6 mV, a jego wyjście nie jest nasycone; zazwyczaj będzie tam kilka woltów, tak czy siak. Zrobiłem dalsze testy poprzez umieszczenie bardzo niedopasowanych tranzystorów, żeby zobaczyć czy różnica nadal jest zerowana. Serwo jest bardzo powolne, więc poczekaj przynajmniej minutę, na ustalenie się napięć. Budując taki obwód, po prostu wybrałem z moich zapasów starego, dobrego TL071. Te z niskim offsetem poszły do serwa, a te z wysokim do obwodów ze sprzężeniami AC. Ten eliminator szumu potencjometru był świetny w teorii, ale w praktyce miał fatalny błąd. Jeśli obróciłeś szybko regulator, jak muzyk, a nie inżynier, to przedwzmacniacz trzeszczał gdy powolne serwo próbowało się ustalić. Czasami powoduje to również blokowanie się, jeśli przedwzmacniacz był włączany przy maksymalnym wzmocnieniu. Nie było wystarczającego napięcia na potencjometrze by je zmierzyć i uruchomić serwo. Eksperymentowałem z nim przez dwa dni i stwierdziłem, że to strata czasu – póki co.

Kondensatory wejściowe

Warto dopasować wejściowe kondensatory C1 i C2 dla utrzymania CMRR przy małych częstotliwościach. Działa to tylko z kondensatorami foliowymi i tantalowymi, ponieważ nie dryfują. Te kondensatory nie tylko zwiększają straty basu z powodu ich reaktancji, ale też mogą zwiększyć szum o niskiej częstotliwości ze względu na wzrost efektywnej impedancji źródła. Dlatego muszą być duże, co wymaga dużego fizycznie kondensatora foliowego o pojemności co najmniej 6,8 µF. Zdecydowałem się na 22 µF/50 V, z litego tantalu w obudowie



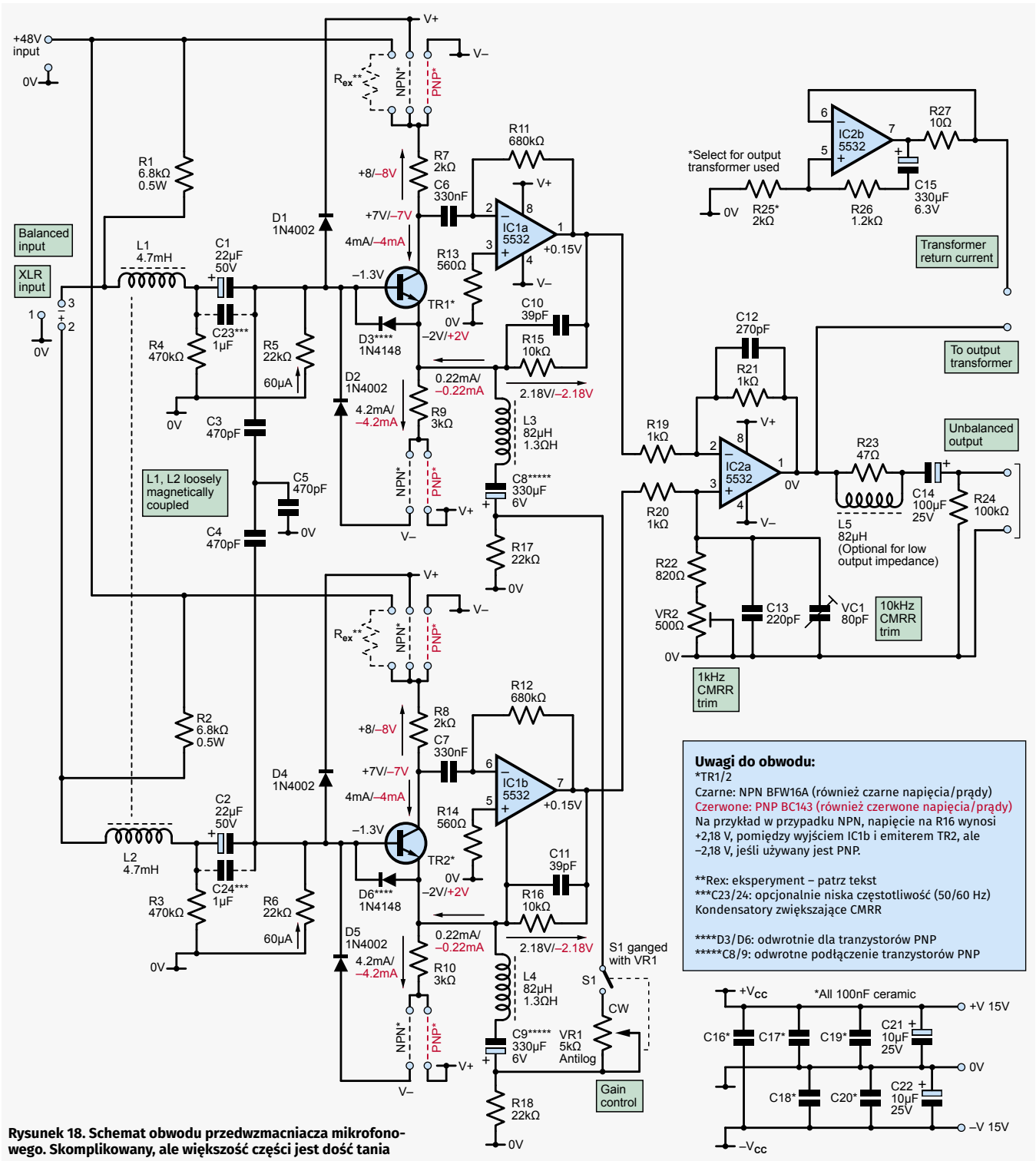
Rysunek 17. Filtrowanie wejścia mikrofonowego Brook Siren Systems – sprzężenie wzajemne pomiędzy cewkami (powyższe nie są rezystorami!) zostało poprawione przez przesuwanie ich za pomocą narzędzia do regulacji trymerów Bournsa, aby uzyskać maksymalny CMRR przy 10 kHz

eprasa.pl 975b2f959b

metalowej, bo mam duży ich zapas i nigdy nie miałem z nimi problemów. W tym projekcie były spolaryzowane przez –1,3 V na bazach tranzystorów.

Konstrukcja prototypowa

Prototyp został zbudowany na płytce uniwersalnej (typ Veroboard) pokazanej na **rysunku 19**. Nasz projektant Mike Grindle pracuje właśnie nad dwustronną płytką PCB z metalizacją otworów i dużymi płaszczyznami masy, odpowiednią dla projektu tej klasy. Jak zwykle zalecany jest montaż w kolejności podyktowanej wysokością komponentów, od najmniejszych do największych: zwory, diody, rezystory, podstawki, tranzystory, małe kondensatory, złącza, a następnie duże kondensatory. Skorzystaj z rady Marka Nelsona i zastosuj lut ołowiowy 60/40 zapewniający niezawodność w przypadku używania starych kondensatorów tantalowych typu wojskowego i innych komponentów z zapasów. Zawsze sugeruję: „wykończenie ołowiowe" dla moich płytek, bo tak jest taniej i lepiej. Dobrym pomysłem może być zakup cyny zawierającej 3% lutu 60/40 AMI wyprodukowanej w Kanadzie



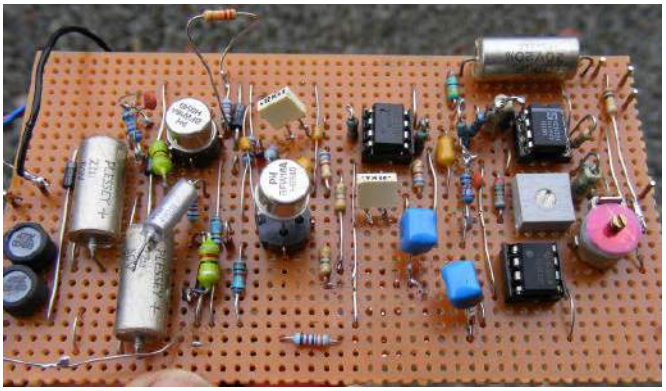
Uwagi do obwodu:
*TR1/2
Czarne: NPN BFW16A (również czarne napięcia/prądy)
Czerwone: PNP BC143 (również czerwone napięcia/prądy)
Na przykład w przypadku NPN, napięcie na R16 wynosi +2,18 V, pomiędzy wyjściem IC1b i emiterem TR2, ale –2,18 V, jeśli używany jest PNP.

**Rex: eksperyment – patrz tekst
***C23/24: opcjonalnie niska częstotliwość (50/60 Hz) Kondensatory zwiększające CMRR

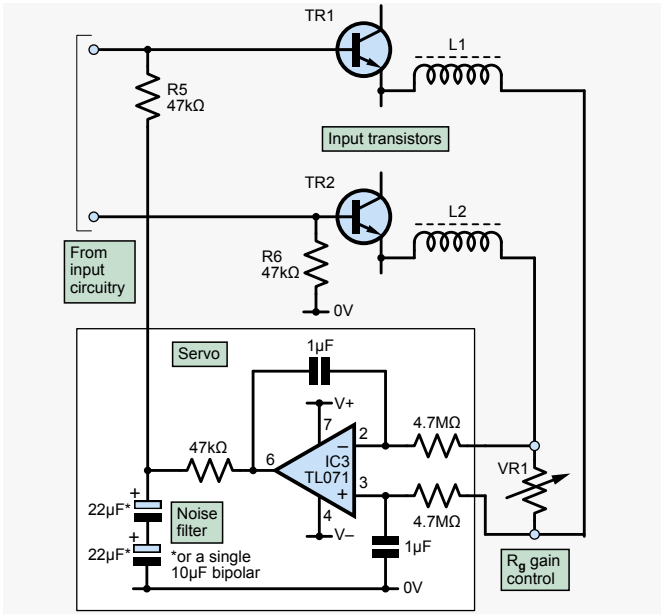
****D3/D6: odwrotnie dla tranzystorów PNP
*****C8/9: odwrotne podłączenie tranzystorów PNP

Rysunek 18. Schemat obwodu przedwzmacniacza mikrofonowego. Skomplikowany, ale większość części jest dość tania

eprasa.pl 975b2f959b



Rysunek 19. Prototyp na płytce uniwersalnej. Bałagan po nieudanej próbie dodania serwa, w celu pozbycia się dużego kondensatora elektrolitycznego w obwodzie regulatora wzmocnienia. Zwróć uwagę na tranzystory wejściowe w podstawkach, ułatwiających wybór najcichszych egzemplarzy – już w przyszłym miesiącu, ładna, schludna płytka PCB!



Rysunek 20. Serwo wykrywa napięcie na regulatorze wzmocnienia (Rg) i sprowadza go do zera. W praktyce obwód ten był wadliwy. Myślę, że potrzebuję dwóch oddzielnych serw (po jednym dla każdego tranzystora) lub prawdziwego serwa wyjściowego różnicowego

i dostępnej w firmie Mouser, część nr 13288. Wychodzi dużo taniej , niż w UE/Wielkiej Brytanii.

Wykaz elementów

Obok prezentujemy pełen wykaz elementów, który pomoże Czytelnikowi zacząć budowę przedwzmacniacza mikrofonowego, na PCB w przyszłym miesiącu. Niektóre z trudnodostępnych elementów będą dostępne u mnie. Dla uzyskania dobrego CMRR w układzie powinna być zachowana absolutna symetria, w związku z czym warto parować wszystkie komponenty, które są powielone z każdej strony (oznaczone *). W razie potrzeby mogę je dostarczyć. SSL używa do dopasowania, kondensatorów wejściowych parowanych do 1%.

Wykaz elementów:

Półprzewodniki:
TR1*, TR2*: BFW16A (NPN) lub BC143 (PNP) lub podobny o niskim Rbb, tranzystory niskoszumne
D1...D4: UF4002, 1N4002
D5, D6: 1N4148
IC1, IC2: NE5532 niskoszumny wzmacniacz operacyjny

Rezystory:
Wszystkie 1%, 0,25 W, metalizowane MR25 lub podobne, z wyjątkiem miejsc pokazanych
R1, R2: 6,8 kΩ (moc musi wynosić ≥0,5 W)
R3, R4, R24: 100 kΩ
R5, R6: 22 kΩ
R7, R8, R25: 2 kΩ
R9, R10: 3 kΩ
R11, R12: 680 kΩ
R13, R14: 560 Ω
R15, R16: 10 kΩ
R17, R18: 22 kΩ
R19...R21: 1 kΩ
R22: 820 Ω
R23: 47 Ω
R25: od 2 kΩ do 3 kΩ (dobierz do użytego transformatora wyjściowego)
R26: 1,2 kΩ
R27: 10 Ω
VR1: 5 kΩ wykładniczy C lub Blore Seria Edwards AB CTS 45 podwójny RLOG 5 kΩ z przełącznikiem
VR2: 500 Ω trymer cermetowy

Kondensatory:
C1*, C2*: od 6,8 μF do 22 μF/50 V plastikowy-foliowy, tantalowy lub elektrolityczny o niskiej upływności (w kolejności preferencji)
C3...C5: 470 pF ceramiczne
C6, C7: 330 nF poliestrowe
C8, C9: 330 μF/6,3 V lub większy tantalowy lub elektrolityczny o małej upływności (w kolejności preferencji)
C10, C11: 39 pF 5 mm 5% NP0 ceramiczny
C12: 270 pF 2% polistyrenowy
C13: 220p F 2% polistyrenowy
C14, C15: 100 μF/20 V osiowy lub promieniowy elektrolityczny (PCB pasuje do obu)
C16...C20: 100 nF X7R 5 mm ceramiczny
C21, C22: 10 μF/25 V 5 mm
VC2: od 5,5 pF do 80 pF trymer foliowy Philips
C23, C24: 1 μF poliestrowe (opcjonalnie)

Cewki indukcyjne:
L1, L2: 4,7 mH/10 Ω cewka promieniowa Murata 8RB (Mouser 22R475C)
L3...L5: 82 μH/1,3 Ω cewka osiowa TDK lub podobny (Mouser 778F820J-TR-RC)

Inne:
TO5 podstawki pod tranzystory Winslow Adaptics W3437Gz CPC (część SC09471)
8-pinowe podstawki DIL (2 szt.)

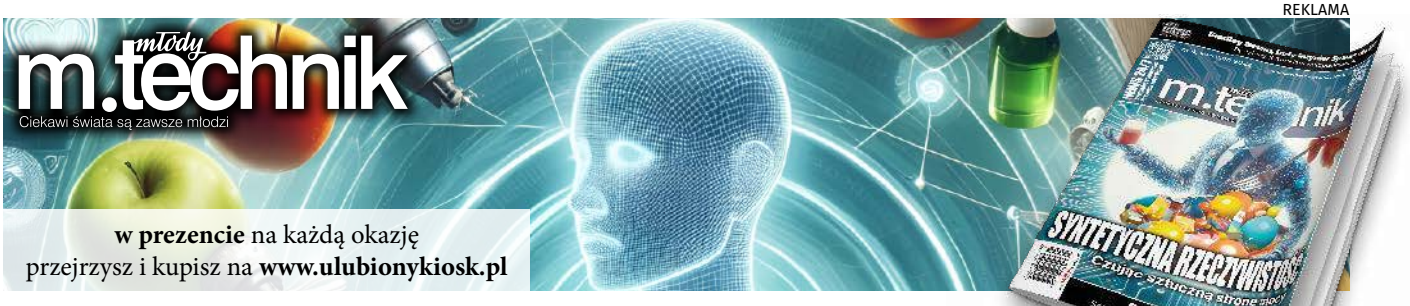
W następnym miesiącu

W części 3 przejdziemy od płytki prototypowej (rysunek 19) do nie szumiącego, dedykowanego PCB. Dodamy symetryczne pływające wyjście oraz omówimy uruchamianie, testowanie, jak również pewne techniki redukcji zniekształceń. ■

Jake Rothman

Ten artykuł był wcześniej opublikowany na łamach „Practical Electronics”, czerwiec 2021 (www.epemag3.com)

REKLAMA



eprasa.pl 975b2f959b

Patronat EdW nad szkołami i uczelnianymi Kołami Naukowymi rozkwita i daje redakcji EdW impulsy zachęcające do wspierania edukacji szkolnej i uczelnianej. Działa sprzężenie zwrotne. Dostajemy mnóstwo wiadomości od uczniów, nauczycieli i studentów. Dla nich jest ta rubryka.



Czujniki Halla to układy scalone, które wykrywają obecność pola magnetycznego. Czujnik Halla jest bardzo wrażliwy na pole magnetyczne, i zamienia je na sygnał napięciowy.

Pojęcia wprowadzające

Trzy rodzaje czujników Halla

Fakt, iż czujniki Halla są wrażliwe na pole magnetyczne wykorzystuje się w trzech podstawowych typach układów:

- Czujniki Halla z wyjściem liniowym.
- Czujniki Halla z wyjściem przełączającym.
- Czujniki Halla z przerywaczem (magnetyczny czujnik szczelinowy).

Czujniki Halla z wyjściem liniowym

Przekształcenie natężenia pola magnetycznego w napięcie stałe jest dość liniowe, dlatego możliwe jest zaprojektowanie układów, które przekształcają bezwzględną wartość natężenia pola magnetycznego w proporcjonalne napięcie. Takie czujniki są często używane do bezdotykowego pomiaru natężenia prądu stałego przepływającego przez przewodnik.

Czujniki Halla z wyjściem przełączającym

Większość czujników Halla jest zaprojektowana wewnętrznie jako przełącznik. Po wzmocnieniu, napięcie Halla jest przykładane do komparatora lub przerzutnika Schmitta. Wyjście zmieni swój stan tylko wtedy, gdy napięcie Halla, a tym samym natężenie pola magnetycznego, przekroczy określoną wartość. Takie układy scalone są wykorzystywane do bezdotykowego rejestrowania zmiany stanu mechanizmu.

Przykładowo można umieścić taki czujnik na nieruchomym elemencie maszyny (np. ramie), a niewielki magnes stały na elemencie ruchomym. Czujnik wygeneruje sygnał za każdym razem, gdy magnes znajdzie się blisko niego. Czujniki takie często spotykało się w silnikach BLDC napędów CD/DVD, gdzie wykrywały położenie rotora z magnesami stałymi względem stojana z uzwojeniami, dzięki czemu sterownik silnika znał jego położenie i prędkość, co pozwalało na precyzyjną kontrolę nad silnikiem.

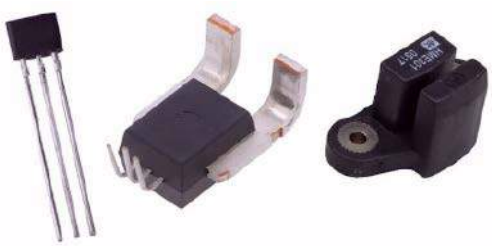
Czujniki Halla z przerywaczem (szczelinowe)

Dostępnych jest wiele zintegrowanych czujników magnetycznych, w których magnes trwały odpowiedzialny za generowanie pola magnetycznego znajduje się w obudowie czujnika. W większości przypadków układy te są umieszczone w obudowie przypominającej widelec, z magnesem w jednym zębie i czujnikiem Halla w drugim. Przesłona wykonana z miękkiego żelaza może przemieszczać się między tymi zębami zmieniając natężenie pola magnetycznego wykrywanego przez sensor.

Takie czujniki są również nazywane *„magnetycznymi czujnikami szczelinowymi”*.

Wielkości magnetyczne: strumień i natężenie pola

Prawdopodobnie wiesz, czym są napięcie elektryczne i prąd elektryczny.



Różne wersje czujników Halla (© 2020 Jos Verstraten)

eprasa.pl 975b2f959b

Jednak podstawowe wielkości magnetyzmu są znacznie mniej znane. Warto więc pokrótce je wyjaśnić.

Podstawową wielkością wszystkich zjawisk magnetycznych jest strumień magnetyczny lub prąd Φ (grecka litera phi), wyrażany w weberach (Wb) lub woltosekundach (Vs).

Strumień magnetyczny definiuje się następująco. Załóżmy, że pojedyncza pętla przewodzącego drutu jest umieszczona w polu magnetycznym. Jeśli strumień magnetyczny tego pola zmienia się równomiernie o 1Wb przez jedną sekundę, w pętli indukuje się napięcie 1 V.

Z definicji tej natychmiast wynika wzór:

$$1\ Wb=1\ V\cdot 1\ s$$

Natężenie pola magnetycznego B jest definiowane jako gęstość strumienia magnetycznego. Znormalizowaną jednostką natężenia pola jest Tesla (T). Natężenie pola magnetycznego definiuje się w następujący sposób. Natężenie pola magnetycznego jest równe 1 T, jeśli jednolity strumień magnetyczny o wartości 1 Wb pada prostopadle na powierzchnię $1m^2$.

Z tej definicji wynika wzór na obliczanie indukcji magnetycznej:

$$B=\Phi/A$$

Można teraz łatwo zdefiniować jedną Teslę:

$$1\ T=1\ Wb/m^2=1\ Vs/m^2$$

Natężenie pola magnetycznego dawniej mierzono w Gaussach (G), gdzie:

$$1\ G=0{,}1\ mT$$

Fizyczne działanie generatora Halla

Siła pola magnetycznego generuje napięcie stałe

Wszystkie układy scalone czujników magnetycznych działają w oparciu o przetwornik Halla. Przetwornik Halla to element generujący napięcie stałe, którego wielkość zależy od natężenia pola magnetycznego oddziałującego na ten element.

Podstawową strukturę przetwornika Halla przedstawiono na poniższym rysunku. Cienka płytka wykonana jest z półprzewodnika, w większości przypadków związku indu. Szerokie styki 1 i 2 są zamontowane po dwóch przeciwnych stronach. Małe styki 3 i 4 są zamontowane po dwóch pozostałych stronach. Styki 1 i 2 są włączone w obwód, który przesyła stały prąd I_{cte} przez płytkę. Ten prąd I_{cte} powoduje migrację elektronów ze styku 2 do 1 w płytce półprzewodnikowej.

Bez zewnętrznego pola magnetycznego elektrony te podążają najkrótszą drogą przez płytkę, a płytka jest elektrycznie zrównoważona.

Jeśli jednak przyłożymy pole magnetyczne B prostopadłe do płytki, elektrony zostaną odchylone w wyniku działania siły Lorentza na drodze między stykami 2 i 1. W zależności od kierunku pola magnetycznego, elektrony albo trafią do styku 3, albo zostaną odchylone w kierunku styku 4. W rezultacie na płytce powstaje pole elektryczne, które generuje niewielkie napięcie stałe U_h między stykami 3 i 4. To napięcie U_h nazywane jest *„napięciem Halla”*, a jego wielkość jest proporcjonalna do natężenia pola elektrycznego w płytce półprzewodnikowej. Ponieważ pole to z kolei zależy od natężenia pola magnetycznego, można stwierdzić, że wielkość napięcia Halla jest wprost proporcjonalna do wielkości natężenia pola magnetycznego B padającego prostopadle na płytkę.

Wielkość napięcia Halla jest wyrażona wzorem:

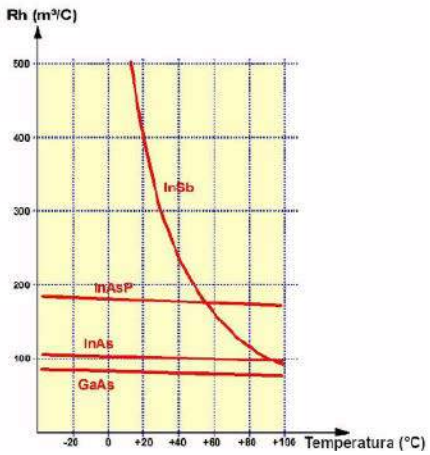
$$U_h=(R_h/d)\cdot I_{cte}\cdot B$$

gdzie:

- d jest grubością płytki.
- I_{cte} to wielkość prądu stałego.
- B to natężenie pola magnetycznego.
- R_h stała materiałowa.

Stała Halla R_h

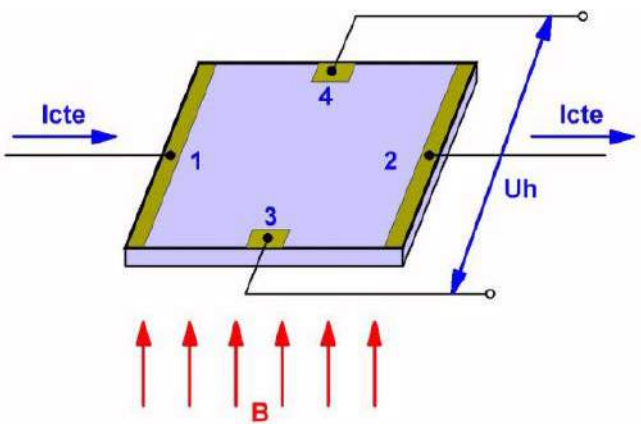
Stała ta zależy nie tylko od rodzaju półprzewodnika, z którego wykonana jest płytka, ale także od temperatury. Poniższy rysunek przedstawia zmiany wartości tej stałej w funkcji temperatury dla niektórych użytecznych półprzewodników.



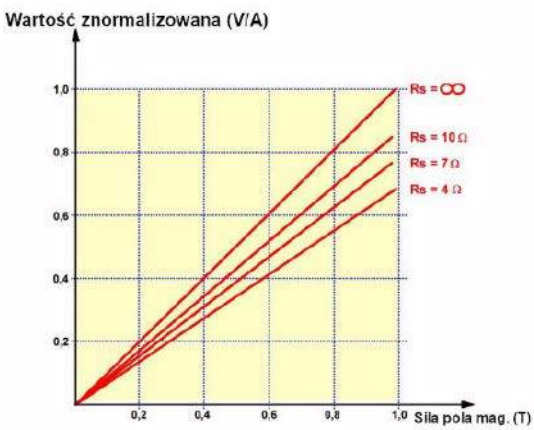
Wartość Rh w funkcji temperatury dla różnych materiałów przetwornika (© 2020 Jos Verstraten)

Znormalizowane napięcie Halla

Napięcie Halla U_h zależy oczywiście nie tylko od natężenia pola magnetycznego B, ale także od natężenia prądu I_{cte}. Aby móc ustalić jednoznaczną zależność między napięciem a natężeniem pola, często pracuje się z tak zwanym *„znormalizowanym napięciem Halla”*. Jest to wielkość obliczana przez podzielenie efektywnego napięcia



Zasada działania przetwornika Halla (© 2020 Jos Verstraten)



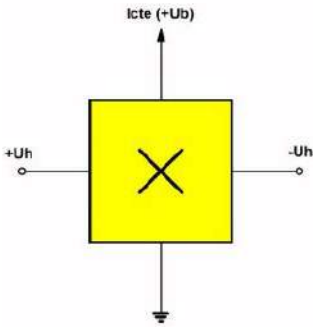
Znormalizowane napięcie Halla (© 2020 Jos Verstraten)

eprasa.pl 975b2f959b

Halla przez prąd I_{cte} i wykreślenie tej wielkości pomocniczej względem natężenia pola. Na poniższym rysunku to znormalizowane napięcie Halla (wyrażone w V/A) jest wykreślone jako funkcja natężenia pola magnetycznego (wyrażonego w Teslach) dla różnych wartości rezystancji obciążenia Rs, które są połączone równolegle w poprzek przetwornika Halla. W przypadku tego wykresu należy zauważyć, że wartości natężenia pola rzędu dziesiątych części Tesli nie występują zbyt często w praktyce. Praktyczne wartości są rzędu kilkudziesięciu mT.

Symbol przetwornika Halla

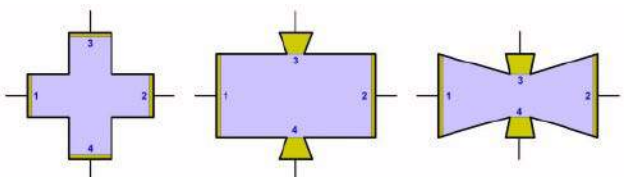
Rysunek obok przedstawia mniej lub bardziej standardowy symbol przetwornika Halla. Jest to oczywiście również symbol czujnika Halla. Połączenie prądowe I_{cte} często jest zastępowane na schematach połączeniem napięcia zasilania – czujnik ma zintegrowane źródło prądowe dla przetwornika.



Symbol przetwornika i czujnika Halla (© 2020 Jos Verstraten)

Praktyczne wersje przetworników Halla

Płytka półprzewodnikowa tworząca przetwornik Halla może być produkowana w różnych kształtach geometrycznych. Poniższy rysunek przedstawia trzy popularne wersje. Wersja w kształcie krzyża charakteryzuje się wysoką czułością, podczas gdy wersja prostokątna generuje duże napięcie Halla. Przetwornik Halla w kształcie motyla jest używany głównie do pomiaru silnych, ale wąskich wiązek pól magnetycznych.



Trzy geometryczne kształty przetworników Halla (© 2020 Jos Verstraten)

Produkcja płytki

Płytka przetwornika jest produkowana zgodnie z jedną z następujących technologii:

Krystaliczna:

Płytka jest wykonana z kryształu półprzewodnikowego poprzez obróbkę mechaniczną, przy czym możliwe są grubości od 5 µm do 100 µm.

Naparowywanie:

Warstwa półprzewodnikowa o grubości od 2 µm do 3 µm jest naparowywana na podłoże. Te przetworniki Halla są idealne do zastosowań w ekstremalnie wysokich lub niskich temperaturach.

Epitaksjalna:

Warstwa półprzewodnikowa jest formowana z podłoża przy użyciu technik chemicznych znanych z normalnej technologii półprzewodnikowej, dzięki czemu można uzyskać grubość warstwy około 10 µm.

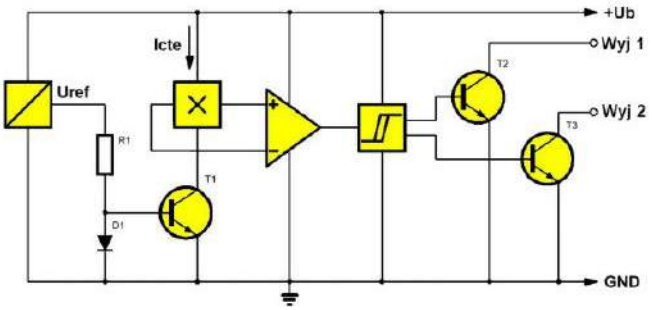
Implantacja jonów:

Jony są wszczepiane termicznie w półizolacyjne podłoże półprzewodnika, tworząc warstwę półprzewodnikową w górnej cienkiej powłoce podłoża. Technika ta może być stosowana do grubości warstwy aktywnej około 0,4 µm.

Rodzaje czujników Halla

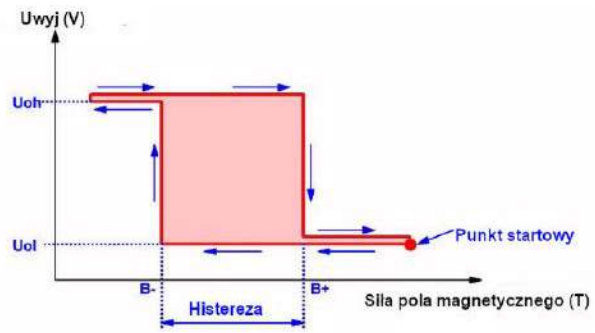
Czujniki Halla z wyjściem przełączającym

Podstawowy schemat układu scalonego czujnika z przełącznikiem magnetycznym przedstawiono na poniższym rysunku. Stały prąd I_{cte} jest wyprowadzany z napięcia zasilania za pomocą źródła odniesienia Uref, diody oraz tranzystora. Prąd ten przepływa przez przetwornik Halla. Napięcie Halla jest wzmacniane we wzmacniaczu różnicowym, a wzmocnione napięcie jest przykładane do przerzutnika Schmitta. Obwód ten ma histerezę, co oznacza, że napięcie wyjściowe przerzutnika zależy nie tylko od chwilowej wielkości napięcia wejściowego, a zatem również od natężenia pola magnetycznego, ale także od spadku lub wzrostu tego napięcia lub natężenia pola.



Podstawowy schemat czujnika przełączającego (© 2020 Jos Verstraten)

Charakterystykę przenoszenia przerzutnika Schmitta przedstawiono na poniższym rysunku. Załóżmy, że natężenie pola magnetycznego B padającego na układ scalony jest większe niż pewien próg B+ (punkt początkowy). Napięcie wyjściowe przerzutnika Schmitta jest wtedy niskie (Uol). Załóżmy dalej, że natężenie pola zmniejsza się powoli. Na wyjściu jest stan niski, dopóki natężenie pola nie spadnie poniżej drugiego progu B–. W tym momencie obwód przełącza się i napięcie wyjściowe staje się wysokie (Uoh). Jeśli następnie ponownie zwiększysz natężenie pola, napięcie wyjściowe pozostanie wysokie, dopóki natężenie pola ponownie nie przekroczy górnego progu B+. Różnica między dwoma progami B– i B+ nazywana jest *„histerezą”* przerzutnika Schmitta. Ta właściwość zapewnia, że istnieją dwa wyraźne punkty przełączające w zakresie natężenia pola, na które obwód reaguje jednoznacznie. Małe wahania natężenia pola wokół progów nie wpływają na napięcie wyjściowe obwodu. Przerzutnik Schmitta jest połączony z jednym lub dwoma identycznymi stopniami wyjściowymi w konfiguracji otwartego kolektora. Należy zatem zastosować rezystor obciążenia zewnętrznie między napięciem zasilania a wyjściem układu scalonego. Zaletą rozwiązania z otwartym kolektorem jest możliwość włączenia wyjść różnych czujników do matrycy za pomocą rezystorów i diod, dzięki czemu możliwe jest złożenie prostych dekoderów wokół wyjść bez dodatkowych układów scalonych.



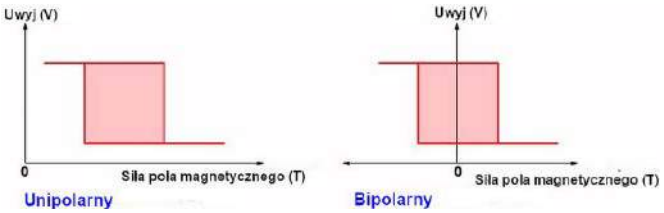
Charakterystyka przełączania przerzutnika Schmitta (© 2020 Jos Verstraten)

Unipolarne i bipolarne czujniki Halla

Magnes posiada dwa bieguny, północny i południowy. Przetwornik Halla rozróżnia te bieguny, i zależnie od położenia samego przetwornika względem pola magnetycznego zmienia się polaryzacja wytwarzanego napięcia. Jednak czujnik Halla może to napięcie interpretować

eprasa.pl 975b2f959b

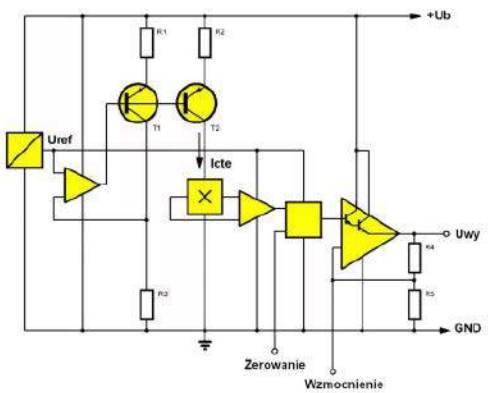
na dwa sposoby, co przedstawia rysunek poniżej. Czujnik unipolarny reaguje tylko wtedy, gdy jeden biegun (zazwyczaj południowy) pola magnetycznego jest skierowany w stronę oznaczonej powierzchni czujnika, pojawienie się pola przeciwnego nie wpływa na czujnik. W czujnikach bipolarnych jeden biegun pola magnetycznego przerzuca stan wyjścia czujnika, ale dopiero pojawienie się pola skierowanego w przeciwną stronę przerzuci ten stan z powrotem.



Porównanie charakterystyki przełączania unipolarnego i bipolarnego czujnika Halla (© 2020 Jos Verstraten)

Czujniki Halla z wyjściem liniowym

Podstawowy schemat czujnika magnetycznego z wyjściem liniowym przedstawiono na poniższym rysunku. Ponownie, stały prąd I_{cte} jest generowany z napięcia zasilania. Jednak ze względu na znacznie wyższe wymagania dotyczące stałości tego prądu (nie należy zapominać, że napięcie Halla zależy również od wielkości prądu płynącego przez przetwornik Halla), obwód źródła prądowego został rozszerzony. Wyjście przetwornika Halla trafia do wzmacniacza różnicowego. Ponieważ napięcie różnicowe może przyjąć też wartości ujemne, co byłoby w tej sytuacji kłopotliwe, dlatego za wzmacniaczem różnicowym znajduje się układ, który zamienia je na napięcie dodatnie względem punktu masy układu. Można spotkać liniowe czujniki Halla, w których na tym ostatnim etapie przewidziano ustawienie punktu zerowego i regulację czułości. Inne układy mogą jednak wymagać oddzielnych obwodów realizujących to zadanie.



Podstawowy schemat czujnika Halla z wyjściem liniowym (© 2020 Jos Verstraten)

Zastosowania czujników Halla

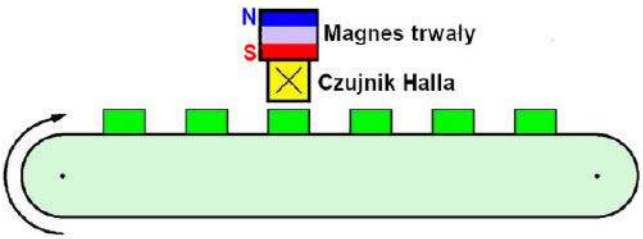
Wprowadzenie

W tej sekcji omówimy niektóre mniej lub bardziej oczywiste praktyczne zastosowania czujników Halla. Podstawowa zasada jest zawsze taka sama. Należy zbudować zamknięty układ magnetyczny, w którym magnes stały zapewnia stałe pole magnetyczne. Czujnik Halla jest umieszczony w tym polu magnetycznym.

Dopóki nic się nie zmieni w konfiguracji, opór magnetyczny zamkniętego systemu będzie stały, a czujnik będzie znajdował się w stałym natężeniu pola B. Jeśli jednak coś się zmieni, na przykład zwiększenie szczeliny powietrznej lub wprowadzenie metalowego obiektu do systemu, opór magnetyczny systemu zmieni się, powodując zmniejszenie lub zwiększenie natężenia pola. Czujnik dostarcza zmienne napięcie wyjściowe, które można wykorzystać do rejestrowania, zliczania lub sterowania, zależnie od aplikacji.

Zliczanie obiektów metalowych

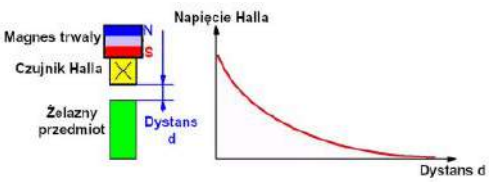
Mały magnes stały jest zamontowany w bliskim kontakcie z czujnikiem Halla z wyjściem przełączającym w pobliżu zliczanych obiektów, patrz rysunek poniżej. W tym konkretnym przypadku liczone są żelazne przedmioty na przenośniku taśmowym. Gdy taśma zaczyna się przesuwać, szczelina powietrzna między czujnikiem Halla a taśmą przenośnika zwiększa się, jeśli przed czujnikiem nie ma żadnego przedmiotu i zmniejsza się, jeśli przed czujnikiem znajduje się przedmiot. Zmienne natężenie pola magnetycznego generuje zmienne napięcie wyjściowe, przy czym każde maksimum odpowiada przedmiotowi znajdującemu się przed czujnikiem Halla. W ten sposób można również mierzyć prędkości obracających się metalowych wałów.



Liczenie żelaznych przedmiotów (© 2020 Jos Verstraten)

Pomiar odległości

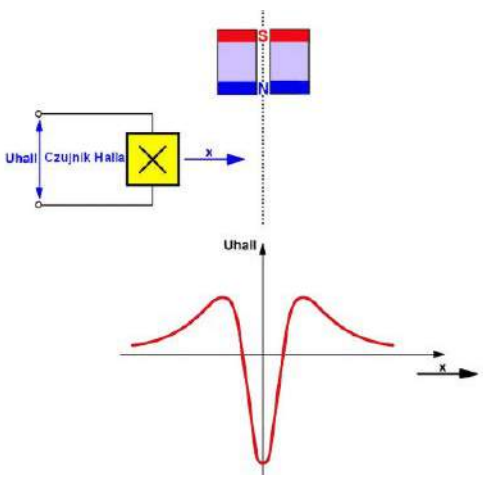
Użycie magnesu trwałego i czujnika Halla z wyjściem proporcjonalnym, patrz rysunek poniżej, mierzy odległość d między czujnikiem a metalowym obiektem. Im większa odległość, tym większa szczelina powietrzna w układzie i tym mniejsze natężenie pola i napięcie wyjściowe czujnika.



Pomiar odległości (© 2020 Jos Verstraten)

Pozycjonowanie obiektów

Dwa równie mocne magnesy trwałe są ustawione zgodnie z poniższym rysunkiem, w równych odległościach od miejsca, w którym ma zostać umieszczony pozycjonowany obiekt. Obiekt ten jest wyposażony w czujnik Halla z wyjściem liniowym. Jeśli czuła powierzchnia czujnika



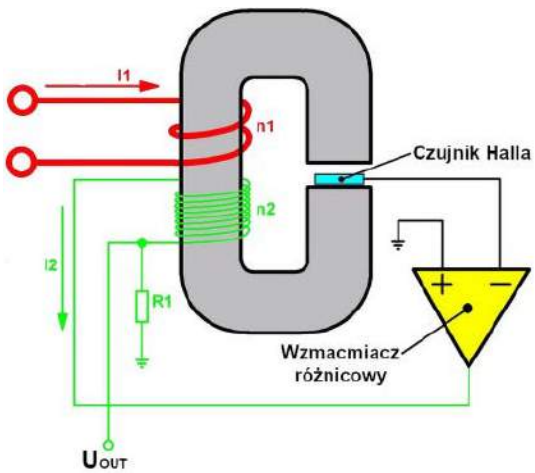
Pozycjonowanie obiektów (© 2020 Jos Verstraten)

eprasa.pl 975b2f959b

znajduje się dokładnie pomiędzy oboma magnesami, napięcie wyjściowe układu scalonego czujnika wykazuje wyraźne ujemną wartość. Używając odpowiedniego układu sterującego i sterowanego nim silnika pozycjonującego można dokładnie ustawić obiekt używając sygnału z czujnika.

Bezdotykowy pomiar prądu

Mierzony prąd I_1 jest przesyłany, jak pokazano na poniższym rysunku, przez dwa zwoje wokół rdzenia magnetycznego ze szczeliną powietrzną. W szczelinie powietrznej umieszczony jest czujnik Halla. Napięcie wyjściowe tego układu scalonego wytwarza prąd I_2 na drugim uzwojeniu za pośrednictwem wzmacniacza różnicowego. Wzmacniacz różnicowy porównuje napięcie wyjściowe czujnika z masą, więc obwód będzie dążył do napięcia Halla równego 0 V. Wtedy natężenie pola magnetycznego w rdzeniu będzie równe zeru, co jest możliwe tylko wtedy, gdy natężenie pola generowanego przez prąd I_1 generowanego w rdzeniu jest dokładnie równe (przeciwnemu) natężeniu pola generowanego przez prąd I_2.



Galwanicznie izolowany pomiar prądu stałego (© 2020 Jos Verstraten)

Teraz trochę prostej matematyki:

$$I_1 \cdot n_1 = I_2 \cdot n_2$$
$$I_2 = I_1 \cdot [n_1/n_2]$$
$$U_{out} = R1 \cdot I_2$$
$$U_{out} = R1 \cdot I_1 \cdot [n_1/n_2]$$

Niech $R1 \cdot [n_1/n_2] = \alpha$, gdyż te wartości (rezystancja R1 i liczba zwojów w obu uzwojeniach) są stałe. Wtedy:

$$U_{out} = \alpha \cdot I_1$$

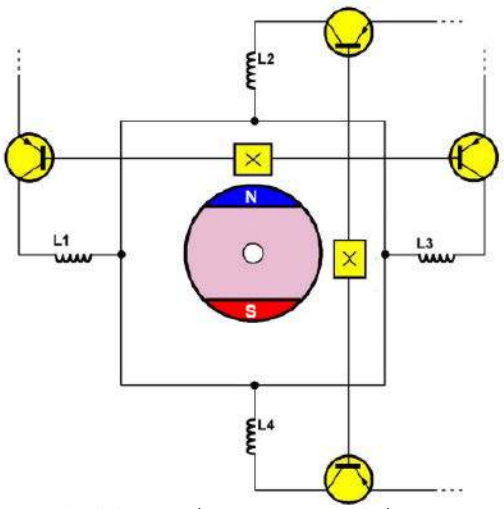
Napięcie wyjściowe U_{out} jest wprost proporcjonalne do wielkości mierzonego prądu I_1.

Silniki BLDC

Zwykłe silniki elektryczne mają komutator i co najmniej dwie szczotki węglowe, które przekazują prąd do zasilania cewki (cewek) na rotorze przez miedziane lamele komutatora. Komutator zbudowany jest z lameli z twardej miedzi elektrolitycznej z materiałem izolacyjnym pomiędzy nimi. Całość jest izolowana na wale rotora, a miedziane lamele są połączone z uzwojeniami twornika. Gdy szczotki przechodzą od jednego miedzianego styku do następnego, powstają silne zakłócenia i wyładowania elektryczne!

Czujniki Halla umożliwiają projektowanie silników bez styków mechanicznych i szczotek węglowych. Podstawowa idea została przedstawiona na poniższym rysunku. Cewka na rotorze została zastąpiona magnesem trwałym, który jest wprawiany w ruch przez cztery cewki od L1 do L4 rozmieszczone wokół rotora. Dwa czujniki Halla, zamontowane prostopadle do siebie, wykrywają położenie rotora. Czujniki, oczywiście za pośrednictwem obwodów sterujących, których nie pokazano, sterują czterema cewkami w taki sposób, że pole generowane przez cewki wyprzedza o 90° pole magnesu trwałego w rotorze. W rezultacie wirnik zaczyna się obracać.

W praktycznych silnikach bezszczotkowych prądu stałego (BLDC) spotyka się 6...12 cewek połączonych w trzy szeregi z jednym połączeniem wspólnym (jak w silnikach trójfazowych) oraz różne liczby biegunów magnetycznych (w silnikach modelarskich jest zazwyczaj po cztery bieguny magnetyczne na każde trzy cewki). Takie rozwiązanie upraszcza układ połączeń do trzech przewodów dla silnika i trzech czujników Halla. W niektórych rozwiązaniach rezygnuje się całkowicie z czujników, opierając sterowanie na polu elektromagnetycznym indukowanym w uzwojeniach stojana – przyp. tłum.



Zasada sterowania silnika BLDC (© 2020 Jos Verstraten)

Praktyczne czujniki Halla

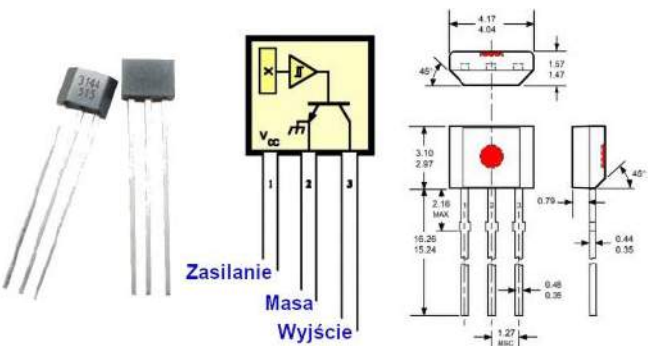
Wprowadzenie

W poniższych akapitach omówimy kilka wybranych czujników Halla z bardzo szerokiej oferty układów dostępnych na rynku. Wybrano czujniki tanie i popularne (ceny z 2020r., teraz mogą być inne – przyp. tłum.):

- A3144: przełączający, 0,46 € za dziesięć sztuk
- TLE4905L: przełączający, 0,88 € za sztukę;
- TLE4935L: przełączający, 0,74 € za sztukę;
- SS413A: przełączający, 0,97 € za sztukę;
- A1326: liniowy, 1,38 € za sztukę;
- ACS770(X050B): liniowy czujnik prądu, 6,92 € za sztukę.

A3144, unipolarny czujnik Halla z wyjściem przełączającym

Ten czujnik Halla został opracowany przez Allegro Microsystems i obecnie został usunięty z oferty tego producenta. Najwyraźniej albo duże dostawy trafiły do Chin, albo chiński producent chipów przejął produkcję.



Wygląd i układ wyprowadzeń A3144 (© 2020 Jos Verstraten)

eprasa.pl 975b2f959b

Ten czujnik Halla jest oferowany w absolutnie najniższych cenach za pośrednictwem dobrze znanych chińskich kanałów sprzedaży. Na przykład sprzedawca na AliExpress oferuje dziesięć sztuk za około pół euro! Wygląd i szczegóły połączenia A3144 pokazano na poniższym rysunku. Układ wyprowadzeń jest pokazany dla czujnika zwróconego napisem w stronę użytkownika. Ta strona musi być również zawsze skierowana w stronę południowego bieguna pola magnetycznego.

A3144 zawiera regulator napięcia, diodę zabezpieczającą zasilanie, przetwornik Halla, kompensację temperatury, wzmacniacz sygnału, przerzutnik Schmitta i wyjście typu otwarty kolektor, które może pracować z prądem do 25mA. Przetwornik Halla znajduje się na środku obudowy, patrz czerwona kropka. Dzięki odpowiedniemu rezystorowi podciągającemu można używać wyjścia bezpośrednio z układami scalonymi TTL i CMOS.

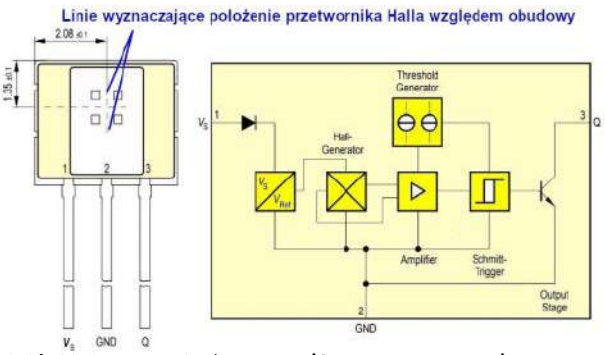
Wyjście czujnika (pin 3) przełącza się na stan niski, gdy pole magnetyczne na przetworniku Halla przekroczy wysoki próg (B_{OP}). Gdy pole magnetyczne zostanie zredukowane poniżej progu niskiego (B_{RP}), wyjście przełącza się na stan wysoki.

Dane techniczne A3144 w skrócie:

- Producent: nieznany/Allegro Microsystems
- Cena: 0,46 € za dziesięć sztuk
- Działanie: unipolarne
- Napięcie zasilania: 4,5~24 V
- Prąd zasilania: 9 mA maks.
- Prąd wyjściowy: 25 mA maks.
- Prąd upływu na wyjściu: 10 µA maks.
- Napięcie nasycenia na wyjściu: 400 mV maks.
- Natężenie pola włączenia (B_{OP}): 7,0...35,0 mT
- Natężenie pola wyłączającego (B_{rp}): 2,5...43,0 mT

TLE4905L, unipolarny czujnik Halla z wyjściem przełączającym

Ten czujnik Halla firmy Infineon Technologies jest prawie identyczny z A3144, tylko obudowa jest mniejsza (PG-SSO-3-2), a cena jest znacznie wyższa. Strona obudowy z nadrukiem musi być skierowana w stronę południowego bieguna pola magnetycznego.



Wygląd i układ wyprowadzeń TLE4905L (© 2020 Jos Verstraten)

Dane techniczne TLE4905L w skrócie:

- Producent: Infineon Technologies
- Cena: 0,88 € za sztukę
- Działanie: unipolarne
- Napięcie zasilania: 3,8...24,0 V
- Prąd zasilania: 8 mA maks.
- Prąd wyjściowy: 40 mA maks.
- Prąd upływu na wyjściu: 10 µA maks.
- Napięcie nasycenia na wyjściu: 500 mV maks.
- Natężenie pola włączenia (B_{OP}): 6,0...17,0 mT
- Natężenie pola wyłączającego (B_{RP}): 4,0...14,0 mT

TLE4935L, bipolarny czujnik Halla z wyjściem przełączającym.

Czujnik ten jest całkowicie identyczny z czujnikiem TLE4905L, z tą różnicą, że jego działanie jest dwubiegunowe. Obwód reaguje zatem zarówno na dodatnie, jak i ujemne natężenia pola.

Dane techniczne czujnika TLE4935L:

- Cena: 0,74 € za sztukę
- Działanie: bipolarne
- Natężenie pola włączenia (B_{OP}): od 10,0 mT do 20,0 mT
- Natężenie pola wyłączającego (B_{RP}): od −20,0mT do −10,0 mT

SS413A, bipolarny czujnik Halla z wyjściem przełączającym

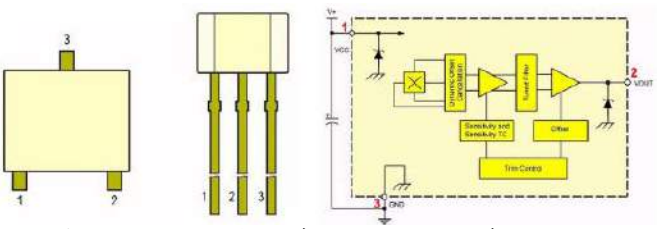
Czujnik Halla, który jest identyczny pod względem budowy i układu wyprowadzeń z opisanymi wcześniej typami. Dane techniczne tego czujnika są następujące:

- Producent: Honeywell
- Cena: 0,97 € za sztukę
- Działanie: bipolarne
- Napięcie zasilania: 3,8...30,0 V
- Prąd zasilania: 10 mA maks.
- Prąd wyjściowy: 20 mA maks.
- Prąd upływu na wyjściu: 10 µA maks.
- Napięcie nasycenia na wyjściu: 400 mV maks.
- Natężenie pola włączenia (B_{OP}): od 5,0 mT do 14,0 mT
- Natężenie pola wyłączenia (B_{RP}): od −14,0 mT do −5,0 mT

A1326, bipolarny czujnik Halla z wyjściem liniowym

Ten czujnik Halla firmy Allegro Microsystems zapewnia analogowe napięcie wyjściowe, które jest wprost proporcjonalne do natężenia pola magnetycznego, na które wystawiony jest czujnik.

Czułość czujnika wynosi około 25 mV/mT. Czujnik zawiera kompensację temperatury, która kompensuje wrażliwość przetwornika Halla na temperaturę. Ponadto wbudowany został rozbudowany system przełączania cyfrowego opatentowany przez Allegro w celu kompensacji przesunięcia wewnętrznych obwodów analogowych. Przy braku pola magnetycznego na wyjściu występuje napięcie stałe równe połowie napięcia zasilania. Napięcie to wzrasta po przyłożeniu pola magnetycznego z biegunem południowym skierowanym w stronę oznaczonej strony obudowy. Napięcie to spada, gdy przyłożone zostanie pole magnetyczne z biegunem północnym skierowanym w stronę oznaczonej strony.



Wygląd i układ wyprowadzeńA1326 (© 2020 Jos Verstraten)

Dane techniczne A1326:

- Producent: Allegro Microsystems
- Cena: 1,38 € za sztukę
- Działanie: liniowe bipolarne
- Napięcie zasilania: 4,5...5,5 V
- Prąd zasilania: 9 mA maks.
- Napięcie wyjściowe w stanie spoczynku: 2,425...2,575 V
- Rezystancja wyjściowa: 1 Ω typ.
- Rezystancja obciążenia wyjściowe: 4,7 kΩ min.
- Pojemność obciążenia wyjścia: 10 nF maks.
- Czułość: 23,75...26,25 mV/mT

eprasa.pl 975b2f959b

- Liniowość: ±1,5% typ.
- Współczynnik temperaturowy: 0,03%/°C typ.

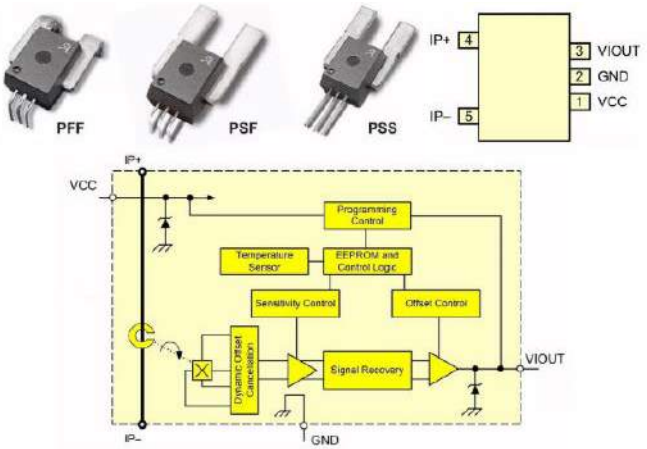
ACS770(X050B), liniowy czujnik prądu

Na zakończenie tego artykułu, kilka informacji o czujniku Halla, który można wykorzystać do bezkontaktowego pomiaru dużych prądów stałych i przemiennych. Strona pierwotna układu scalonego składa się z dwóch dużych styków, które są wewnętrznie połączone z miedzianą płytką przewodzącą. Przetwornik Halla jest izolowany na tej miedzianej płytce. Mierzy on siłę pola magnetycznego, które generuje prąd wokół miedzianej płytki. Niskie napięcie przetwornika Halla jest wzmacniane do mierzalnego napięcia wyjściowego za pomocą wzmacniacza operacyjnego typu chopper (automatycznie kompensującego niewielkie napięcie niezrównoważenia wejść – przyp. tłum.). Rozbudowany cyfrowy system przełączania opatentowany przez Allegro został również wbudowany w ten układ scalony, aby skompensować przesunięcie wewnętrznych obwodów analogowych.

Miedziana płytka ma rezystancję wynoszącą zaledwie 100 µΩ, dzięki czemu układ scalony praktycznie nie wpływa na mierzony obwód.

Dane techniczne ACS770:

- Producent: Allegro Microsystems
- Cena: 6,92 € za sztukę oryginał, 1,79 € za chiński odpowiednik o tym samym oznaczeniu
- Napięcie zasilania: 4,5...5,5 V
- Prąd zasilania: 15 mA maks.
- Zakres pomiarowy: ±50 A_{DC}, 50 A_{AC}
- Napięcie wyjściowe w stanie spoczynku: 2,425...2,575 V



Wygląd, schemat blokowy i układ wyprowadzeń ACS770 (© 2020 Jos Verstraten)

- Czułość: 40 mV/A typ.
- Częstotliwość maksymalna: 120 kHz typ.
- Czas reakcji: 4,6 µs typ.
- Błąd liniowości: ±1% typ.
- Dokładność: ±0,6% typ.
- Rezystancja obciążenia wyjścia: 4,7 kΩ min.
- Pojemność obciążenia wyjścia: 10 nF maks.
- Rezystancja strony pierwotnej: 100 µΩ typ. ■

Jos Verstraten



Czujniki Halla

Rozwiązanie znajdziesz na www.elportal.pl/quizy

1. Czujnik Halla wykrywa i mierzy:
☐ a. pole elektryczne;
☐ b. pole magnetyczne;
☐ c. siłę elektromotoryczną.

2. Przetwornik Halla w czujniku Halla jest:
☐ a. w stałym polu magnetycznym;
☐ b. zasilany stałym napięciem;
☐ c. zasilany stałym prądem.

3. Przetwornik jest w formie:
☐ a. dużego kryształu półprzewodnika;
☐ b. małego sześcianu;
☐ c. cienkiej płytki.

4. Czujniki z wyjściem przełączającym mają wyjście z:
☐ a. przerzutnikiem Schmitta;
☐ b. z kontaktronem;
☐ c. TTL.

5. Czujnik bipolarny:
☐ a. ma wyjście z tranzystorem bipolarnym;
☐ b. jest zasilany napięciem dodatnim i ujemnym;
☐ c. reaguje na oba bieguny pola magnetycznego.

6. Czujniki Halla pozwalają na pomiar prądu:
☐ a. tylko stałego;
☐ b. tylko zmiennego;
☐ c. zarówno stałego, jak i zmiennego.

7. Czujniki Halla są używane do sterowania silników:
☐ a. krokowych;



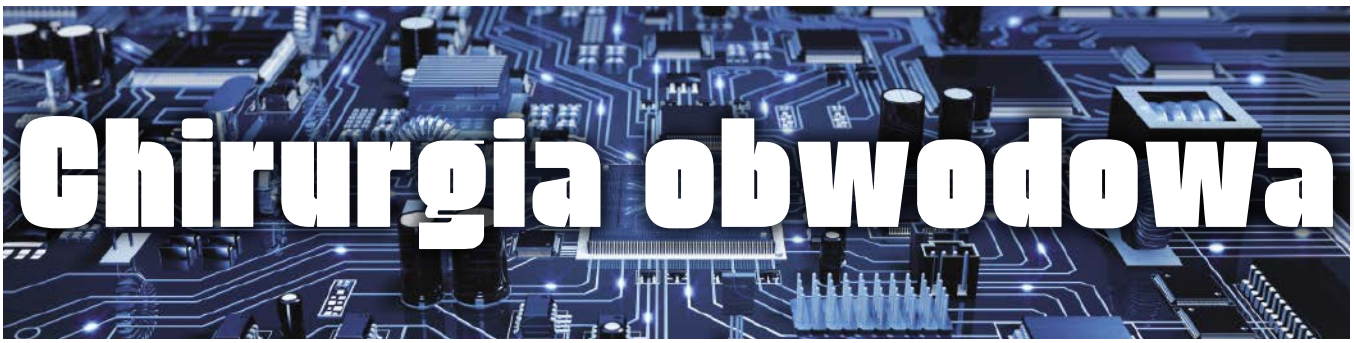
☐ b. BLDC;
☐ c. synchronicznych.

8. Siłę pola magnetycznego mierzy się w:
☐ a. Teslach;
☐ b. Siemensach;
☐ c. Weberach.

9. Strumień pola magnetycznego mierzy się w:
☐ a. Teslach;
☐ b. Siemensach;
☐ c. Weberach.

10. Przedstawiony w artykule układ ACS770 służący do pomiaru prądu za pomocą przetwornika Halla mierzy prąd płynący przez:
☐ a. ścieżkę na płytce drukowanej poprowadzoną pod układem;
☐ b. zwój przewodu przechodzący przez otwór w układzie;
☐ c. miedzianą płytkę wewnątrz układu, do której są podłączone dwa wyprowadzenia.

eprasa.pl 975b2f959b



Chirurgia obwodowa

Transformatory i LTspice, część 3

W tym miesiącu będziemy kontynuować naukę podstaw transformatorów i niektórych aspektów symulacji obwodów transformatorowych w LTspice. Pierwszy artykuł (EdW 03/2024) dotyczył ogólnej koncepcji transformatorów, drugi (EdW 04/2024) dotyczył zasilaczy, a w tym miesiącu zakończymy rozważaniem ich niektórych zastosowań w przetwarzaniu sygnałów. Kluczowymi zastosowaniami transformatorów w przetwarzaniu sygnałów są dopasowanie impedancji oraz symetryzacja sygnałów. Omówimy podstawy dotyczące powyższych zagadnień.

Podsumowanie: stosunek zwojów

Zależność między pierwotnym oraz wtórnym napięciami i prądami dla idealnej transformacji jest określona przez stosunek ilości zwojów. Dla pierwotnego napięcia i prądu (u_p, i_p) przyłożonego do uzwojenia ze zwojami N_p i uzwojenia wtórnego ze zwojami N_S, napięcie i prąd wtórny będą wynosić:

$$u_s = \frac{N_s}{N_P} u_p$$

$$i_s = \frac{N_p}{N_s} i_p$$

Idealny transformator ma sprawność 100%, więc moc wejściowa będzie równa mocy wyjściowej, choć rzeczywiste transformatory nie mają oczywiście takiej sprawności.

Transformatory składają się z zestawu cewek, a cewki same w sobie są induktorami. Indukcyjność cewki (L) jest powiązana z kwadratem liczby zwojów (N^2), ale konkretna zależność zależy od ich rodzaju, budowy i wymiarów. Ogólnie możemy zapisać $L=kN^2$, więc $N=\sqrt{(L/k)}$, gdzie k jest stałą. W przypadku idealnego transformatora możemy założyć, że k jest takie samo dla uzwojenia pierwotnego i wtórnego, więc:

$$u_s = \sqrt{\frac{L_p}{L_s}} u_p$$

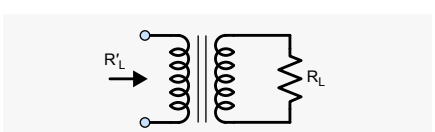
Stosunek zwojów jest równy pierwiastkowi kwadratowemu stosunku indukcyjności uzwojeń (rozważanych jako pojedyncze cewki indukcyjne). Ten stosunek indukcyjności jest ważny przy konfigurowaniu transformatorów w symulacjach SPICE.

Impedancja odbita i model transformatora

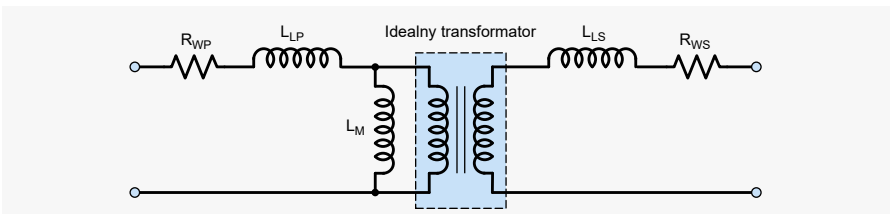
Jak wspomniano w pierwszym artykule, transformatory przenoszą impedancje z jednego uzwojenia do drugiego (**rysunek 1**). Na przykład, jeśli podłączymy rezystor obciążenia (R_L) do obwodu wtórnego, wówczas obwód sterujący uzwojeniem pierwotnym wykryje skuteczną rezystancję (R'_L). Widziany od strony pierwotnej opór jest określony przez kwadrat stosunku zwojów, więc w tym przypadku:

$$R'_L = \left(\frac{N_p^2}{N_s^2}\right) R_L$$

W przypadku idealnego transformatora w tym przykładzie rezystancja „widziana" na uzwojeniu pierwotnym wynosi po prostu R'_L, ale rzeczywiste transformatory mają pewną rezystancję uzwojenia (zwaną także „rezystancją dla prądu stałego", aby odróżnić ją od zjawisk takich jak indukcyjność rozproszenia). Rezystancja uzwojenia wtórnego dla prądu stałego (R_{WS}) pojawi się szeregowo z R_L i będzie widoczna w uzwojeniu pierwotnym w ten sam sposób. Rezystancja uzwojenia pierwotnego dla prądu stałego (R_{WP}) będzie połączona szeregowo z całkowitą rezystancją przeniesioną. Jeśli uzwojenie wtórne jest zwarte (więc $R'_L=0$), wówczas uzwojenie pierwotne będzie postrzegane jako odbita rezystancja uzwojenia wtórnego i pierwotnego. Na przykład w przypadku transformatora 1:1 z obydwoma uzwojeniami o rezystancji prądu stałego 100 Ω, uzwojenie pierwotne będzie wyglądało jak rezystor 200 Ω ze zwartym uzwojeniem wtórnym. Pomimo konstrukcji z wykorzystaniem cewek, jeśli jedyną niedoskonałością jest rezystancja prądu stałego, transformator z rezystorem obciążającym na uzwojeniu wtórnym będzie zachowywał się jak rezystor, ale w rzeczywistości

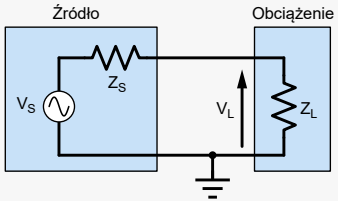


Rysunek 1. Odbita impedancja

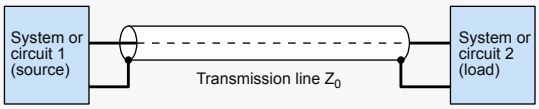


Rysunek 2. Uproszczony model elektryczny transformatora

eprasa.pl 975b2f959b



Rysunek 3. Źródło i obciążenie połączone razem



Rysunek 4. Model linii przesyłowej połączenia pomiędzy dwoma systemami – jeżeli prezentowane są efekty linii przesyłowej, należy zastosować dopasowanie

transformatory mają więcej cech niż tylko rezystancja uzwojenia prądu stałego.

Jeśli uzwojenie wtórne jest obwodem otwartym, wówczas uzwojenie pierwotne prawdziwego transformatora można zamodelować jako cewkę indukcyjną (L_M) wpiętą równolegle do (idealnego) uzwojenia pierwotnego i szeregowo z rezystancją uzwojenia pierwotnego (**rysunek 2**), więc nie zachowuje się jak obwód otwarty po stronie pierwotnej. Indukcyjność ta nazywana jest „indukcyjnością magnesowania". W sytuacjach, gdzie obwód nie jest otwarty, impedancja ta może być wystarczająco duża, aby mieć pewien niewielki wpływ na całkowitą impedancję obserwowaną w uzwojeniu pierwotnym (jeśli jest równoległa do znacznie mniejszego R'_L). Wspominając o indukcyjności magnesowania, warto zauważyć, że kolejną nieidealną indukcyjnością stosowaną do modelowania rzeczywistych transformatorów jest indukcyjność rozproszenia, która jest połączona szeregowo z obydwoma uzwojeniami (L_{LS} i L_{LP}) – jest to spowodowane przez nieidealne sprzężenie magnetyczne pomiędzy dwoma uzwojeniami.

Dopasowanie

Fakt, że transformator może zmieniać efektywną impedancję obciążenia, jest użyteczną właściwością, którą można wykorzystać w sytuacjach, gdy właściwości źródła i obciążenia, w aspekcie dopasowania impedancyjnego, nie zapewniają praktycznej lub optymalnej wydajności obwodu, ale ich bezpośrednia zmiana jest trudna lub niemożliwa. Przyjrzymy się pokrótce związkom między źródłem a obciążeniem, aby pomóc zrozumieć rolę transformatorów, jaką mogą odgrywać w takich sytuacjach. Rozważmy źródło o impedancji Z_S podłączone do obciążenia o impedancji Z_L, jak pokazano na **rysunku 3**. Obie impedancje tworzą dzielnik napięcia. Zatem napięcie na obciążeniu jest określone wzorem:

$$U_L = \frac{Z_L}{(Z_S + Z_L)} U_S$$

Jeśli Z_S=Z_L, mówimy, że źródło i obciążenie są „dopasowane"; w tej sytuacji maksymalna moc jest przenoszona ze źródła na obciążenie (aby to udowodnić, należy skorzystać z rachunku różniczkowego). Czasami, ale nie zawsze, jest to wymagane – chcemy zmaksymalizować napięcie na obciążeniu, a nie przenoszenie mocy. Jeśli chcemy, aby U_L było tak duże, jak to możliwe, wówczas Z_L musi być znacznie większe niż Z_S (zakładamy, że Z_S jest stałe). Jeśli Z_L to bardzo dużo większe niż Z_S, wówczas napięcie obciążenia jest faktycznie równe napięciu źródła. Taka sytuacja, charakteryzująca się wysoką impedancją wejściową/obciążeniem i niską impedancją wyjściową, jest czasami nazywana „dopasowaniem napięcia".

Linie przesyłowe

Obwód pokazany na rysunku 3 przedstawia dwa systemy połączone ze sobą dwoma przewodami – przedstawia to ogólną sytuację z przewodem sygnałowym i ścieżką powrotną, gdzie zazwyczaj ścieżką powrotną jest uziemienie lub masa w systemie. Sytuacja ta może dotyczyć wielu różnych sytuacji, w tym skrętki dwużyłowej lub kabla koncentrycznego, lub pojedynczej płaszczyzny ścieżki i uziemienia na płytce drukowanej. Jak narysowano, połączenia wzajemne oznaczają doskonałe proste przewodniki, ale tak nie jest w prawdziwym świecie, w którym drut będzie miał pewną rezystancję i indukcyjność oraz pomiędzy nimi będzie występowała pojemność i prawdopodobnie rezystancja „upływności" izolacji, zwłaszcza jeśli przewody znajdują się blisko siebie.

Przy niskich częstotliwościach moglibyśmy modelować takie niedoskonałości przy użyciu pojedynczych komponentów, ale wrzucenie pojemności (i innych właściwości) kabla do modelu jednoelementowego może nie zapewnić dokładnego obrazu zachowania okablowania po zastosowaniu sygnału. Wszystko zależy od ram czasowych, jakie obowiązują w sytuacji, z którą pracujemy. Jeśli nasze czasy cykli sygnału, czasy trwania impulsów lub ogólnie skale czasu obwodu są krótsze lub porównywalne z czasem potrzebnym na przebycie sygnału w przewodzie, wówczas wpływ czasu propagacji sygnału oznacza, że musimy traktować połączenie wzajemne jako linię przesyłową, po której sygnał rozchodzi się jako fala.

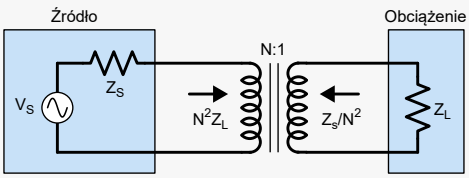
Linie przesyłowe (**rysunek 4**) mają impedancję charakterystyczną (Z_0), która jest związana z indukcyjnością i pojemnością na jednostkę długości połączenia. Jeśli linia przesyłowa jest podłączona do lub od źródła lub obciążenia, których impedancja różni się od Z_0, wówczas pojawiają się odbicia fal. Odbicia te niszczą integralność sygnału i należy ich unikać – impedancje wyjściowe, liniowe i wejściowe muszą być dopasowane. Z reguły musimy brać pod uwagę wpływ linii przesyłowych, gdy długość połączenia jest większa niż około jednej dziesiątej długości fali sygnału. Długość fali wyraża się wzorem $F_v \cdot c/f$, gdzie f to częstotliwość, F_v to współczynnik prędkości linii przesyłowej, a c to prędkość światła. Dla połączenia ze współczynnikiem prędkości 0,5 jest to 1,5 km przy 10 kHz, 15 m przy 1 MHz i zaledwie 15 mm przy 1 GHz.

Transformator dopasowujący

Podsumowując, może być konieczne:

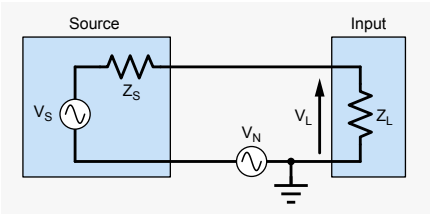
- Dopasowanie impedancji źródła do obciążenia dla maksymalnego przeniesienia mocy.
- Zwiększenie efektywnej impedancji obciążenia lub wejścia, gdy impedancja źródła jest stosunkowo wysoka.
- Dopasowanie wejścia i wyjścia do linii przesyłowych.
- Połączenie ze sobą linii przesyłowych o różnych charakterystykach.

Można zastosować szereg technik, ale w niektórych sytuacjach, sytuacjach rozwiązaniem może okazać się dopasowanie transformatorowe wejścia i wyjścia do linii przesyłowych. Jeśli mam mieć transformator o przełożeniu N:1, jak pokazano na **rysunku 5**, wówczas źródło widzi impedancję obciążenia jako N^2Z_L. Odbicie działa w obie strony – można też powiedzieć, że obciążenie widzi źródło impedancji Z_S/N^2 przy

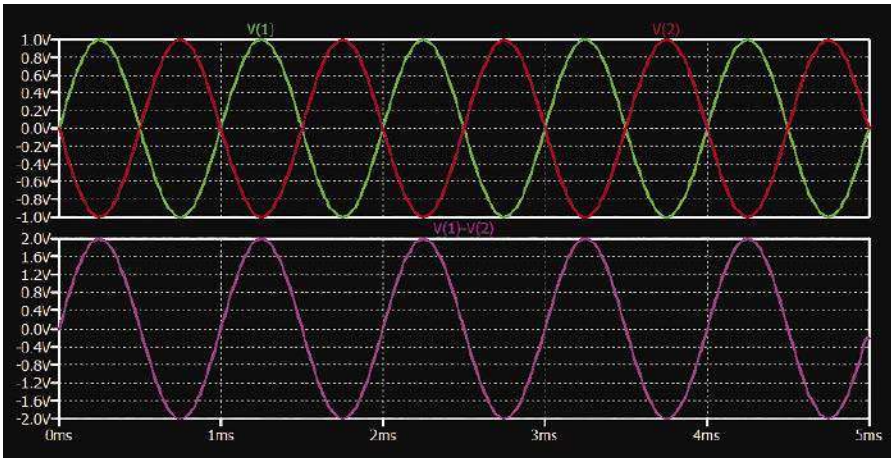


Rysunek 5. Transformator używany do dopasowania źródła do obciążenia

eprasa.pl 975b2f959b



Rysunek 6. Połączenie ze źródłem szumu w obwodzie masy



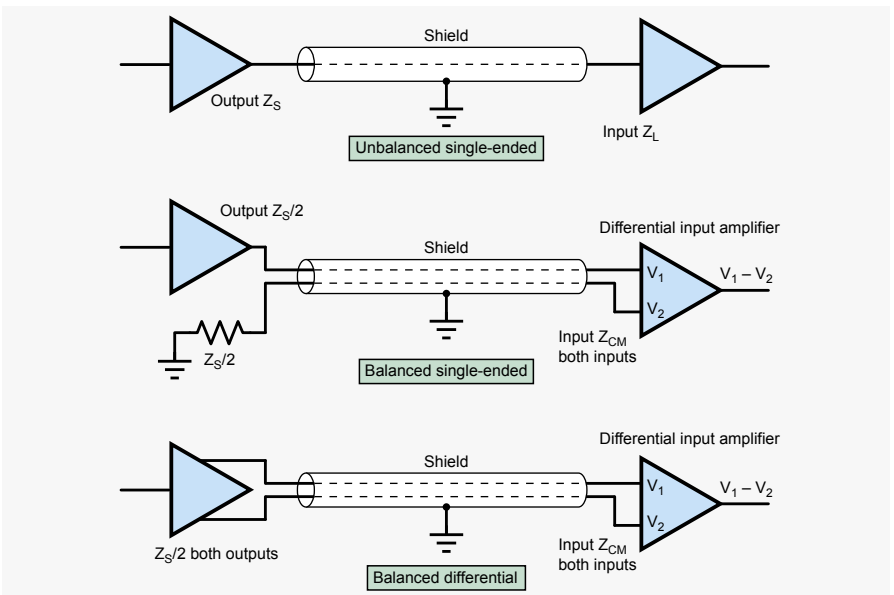
Rysunek 7. Sygnał różnicowy – na górnym wykresie pokazane są napięcia na dwóch poszczególnych żyłach U1 i U2. Rzeczywisty sygnał to różnica między U1 i U2, jak pokazano na dolnym wykresie

założonym transformatorze. Na przykład, gdybyśmy mieli źródło o wysokiej impedancji, R_S=100 kΩ i potrzebowali wysterować obciążenie 1,5 kΩ, wówczas transformator 8:1 odzwierciedlałby obciążenie jako 1,5×8²=96 kΩ, zapewniając znacznie lepsze dopasowanie. Może to dotyczyć bardziej zapewnienia obciążenia, które źródło jest w stanie wysterować, a nie dokładnego dopasowania impedancji, jak jest to wymagane w przypadku linii przesyłowych. Konkretne przykłady wykorzystania transformatorów do modyfikacji efektywnej impedancji obejmują wyjście mikrofonowe, transformatory głośnikowe systemu PA (systemy nagłośnieniowe 100 V) i koncentryczne transformatory dopasowujące 300 Ω do 75 Ω. Ten ostatni wymaga stosunku zwojów 2:1, aby osiągnąć stosunek impedancji 300:75=4:1.

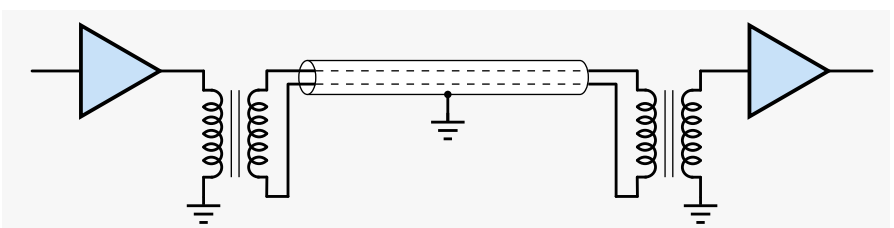
Sygnały symetryczne i różnicowe

Wracając do rysunku 3, pokazuje on połączenie sygnałowe pomiędzy dwoma obwodami, urządzeniami lub systemami, z połączonymi masami, w którym sygnał przesyłany jest pojedynczym przewodem. Jest to tak zwane, połączenie niesymetryczne. Termin niesymetryczne odnosi się do faktu że impedancje względem masy są różne, zarówno na wejściu, jak i na wyjściu – oczywiście przewód uziemiający ma bardzo niską, w idealnych warunkach zerową impedancję względem masy, natomiast na wyjściu impedancje wejściowe do masy są powiązane z Z_S i Z_L.

Połączenia uziemiające nie są idealnymi przewodnikami, więc jakakolwiek niepożądana różnica napięcia pomiędzy uziemieniami na każdym końcu (napięcie szumu U_N na **rysunku 6**) będzie miała wpływ na napięcie wejściowe w systemie odbiorczym/obciążeniu. Przy połączeniu niesymetrycznym z rysunku 3 (modelowanym jako pojedyncza kopia obwodu z rysunku 6) nie ma możliwości usunięcia tego szumu (rysunek 6). Rozwiązaniem jest przeniesienie sygnału dwoma przewodami, przy czym oba mają równą impedancję względem masy we wszystkich punktach (modelowane jako dwie równoległe kopie obwodu z rysunku 6 z tymi samymi Z_S i Z_L). Ponieważ impedancje na obu przewodach są równe, całe połączenie określa się jako „symetryczne". W przypadku połączenia symetrycznego mamy w rzeczywistości dwie równoległe kopie obwodu z rysunku 6. Masa jest wspólna dla obu, więc ten sam U_N będzie miał wpływ na oba połączenia – nazywamy to „szumem w trybie wspólnym". Patrząc na rysunek 6 i przyjmując punkt odniesienia na masie wejściowej, biorąc pod uwagę tylko U_N (załóżmy, że U_S=0): Z_S i Z_L tworzą dzielnik potencjału w odniesieniu do U_N, co skutkuje pewnym napięciem szumowym na wejściu. Jeśli impedancje są takie same w obu kopiach, napięcie szumu na obu wejściach będzie takie samo. Jeśli odebrany sygnał lub napięcie obciążenia zostanie przyjęte jako różnica między dwoma sygnałami, wówczas napięcia szumu na dwóch wejściach zniosą się. Zatem symetryczne połączenie może znacznie zmniejszyć szum. Jeśli impedancje są idealnie zrównoważone, a różnica między dwoma sygnałami zostanie idealnie uwzględniona, wówczas szum zostanie całkowicie usunięty. Oczywiście taka doskonałość nie jest możliwa w rzeczywistym

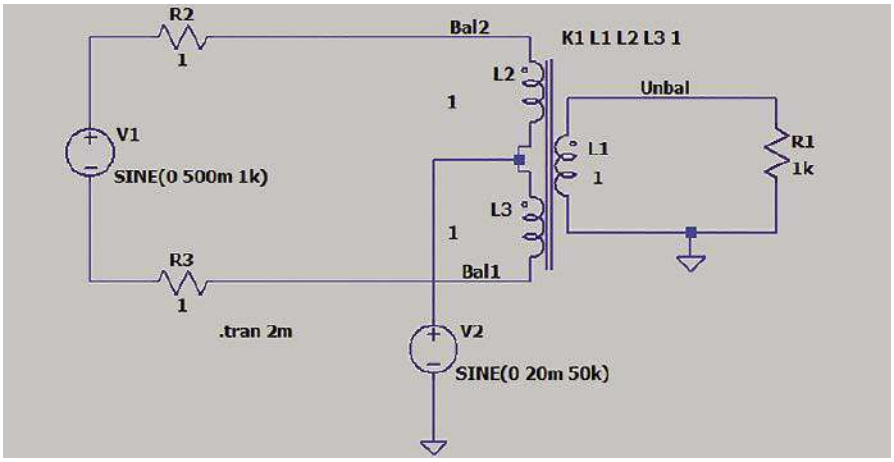


Rysunek 8. Połączenia symetryczne i niesymetryczne

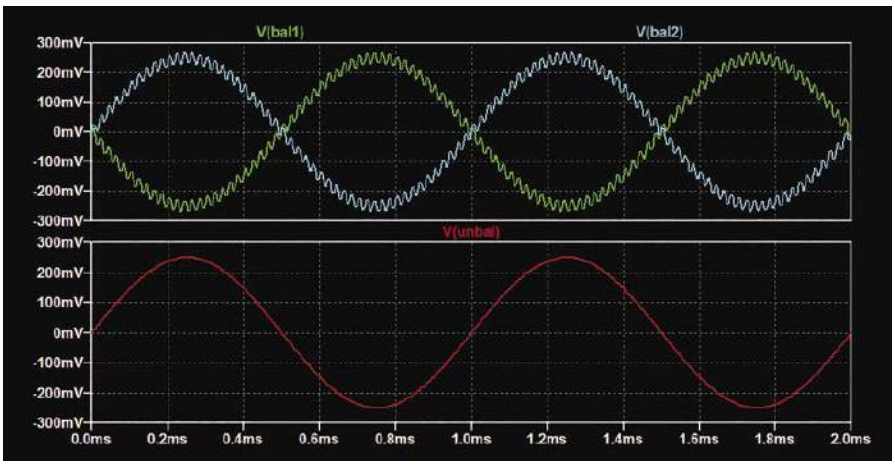


Rysunek 9. Użycie transformatora do stworzenia połączenia symetrycznego

eprasa.pl 975b2f959b



Rysunek 10. Schemat LTspice do konwersji sygnału symetrycznego na niesymetryczny



Rysunek 11. Wyniki symulacji obwodu z rysunku 10

układzie, dlatego stopień usunięcia szumu wyraża się jako współczynnik eliminacji sygnału wspólnego (CMRR).

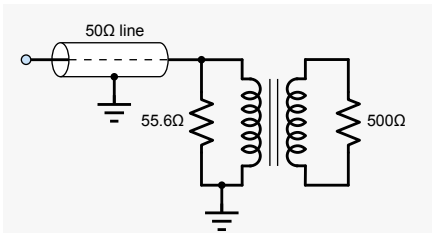
Opcje połączeń wzajemnych

Istnieją dwie powszechnie stosowane opcje wykorzystania dwóch przewodów w połączeniu symetrycznym. Jednym z nich jest przeniesienie rzeczywistego sygnału tylko na jeden z przewodów, podczas gdy drugi ma napięcie 0 V – co odpowiada uziemieniu pod względem (idealnego) napięcia, ale nie pod względem impedancji. Innym podejściem jest użycie sygnału różnicowego, w którym dwa przewody przenoszą równe i przeciwne napięcia. **Rysunek 7** przedstawia sygnał różnicowy będący falą sinusoidalną o częstotliwości 1 kHz z wartością szczytową napięcie 2 V (4 V międzyszczytowe). Na górnym wykresie pokazano dwa poszczególne napięcia (U1 i U2 na dwóch przewodach przenoszących sygnał) – są one równe i przeciwne, a ich napięcia szczytowe wynoszą: 1 V. Ponieważ są przeciwne, różnica szczytowa między nimi wynosi 2 V, co stanowi amplitudę sygnału różnicowego. Sam sygnał pokazany jest na dolnym wykresie – jest to U1 – U2. Zwykle sygnały pierwotne i końcowe są niesymetryczne, a połączenia symetryczne są stosowane w sytuacjach, gdy wymagane są stosunkowo długie przewody.

Zwykle te połączenia są fizycznie tak skonstruowane, aby pomóc w zmniejszeniu szumów (np. użycie skrętki i ekranów). **Rysunek 8** pokazuje trzy wyżej omówione scenariusze – niesymetryczny, symetryczny i symetryczny różnicowy. Rysunek 8 przedstawia sygnały symetryczne obsługiwane przez wzmacniacze różnicowe (wejście różnicowe lub wyjście, jeśli jest to wymagane). To podejście jest powszechnie stosowane, ale transformatory można również wykorzystać do konwersji sygnałów symetrycznych i niesymetrycznych, czego podstawowy przykład pokazano na **rysunku 9**. Transformatory stosowane w tym celu często nazywane są „balunami" (od **ba**lanced na **un**balanced).

Przykłady transformatorów

Rysunek 10 przedstawia obwód LTspice ilustrujący, jak transformator przekształcający sygnał symetryczny (bal1, bal2)



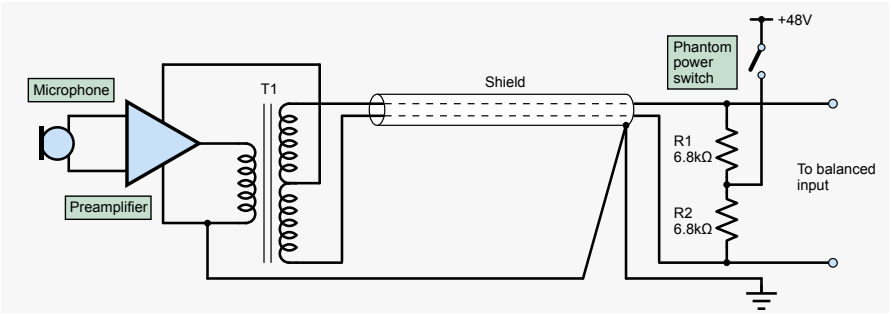
Rysunek 12. Przykładowe zakończenie linii uwzględniające impedancję odbitą

niesymetryczny usuwa szum trybu wspólnego. Sygnał symetryczny 250 mV 1 kHz jest generowany przez U1, który ma niską rezystancję wyjściową 1 Ω z każdej strony. Idealny transformator jest z natury symetryczny, więc nie ma tu żadnej nierównowagi. Szum w trybie wspólnym ma postać sygnału 20 mV 50 kHz generowanego przez U2. Zastosowanie transformatora z odczepem centralnym pozwala na równomierne dodanie go do dwóch sygnałów, tak jak miałoby to miejsce w przypadku szumu uziemienia w rzeczywistym systemie – szum można zobaczyć na górnej płaszczyźnie wykresu w wynikach symulacji na **rysunku 11**. Dolna płaszczyzna wykresu pokazuje sygnał wyjściowy na uzwojeniu wtórnym transformatora – sygnał 1 kHz jest obecny bez żadnych szumów.

Obydwa omówione dotychczas aspekty zastosowania przekładników sygnałowych można połączyć – czyli transformator można wykorzystać do jednoczesnej konwersji sygnału symetrycznego/niesymetrycznego i dopasowania impedancji. Jednak transformator nie zawsze może być użyty (lub być w stanie) zapewnić pełne dopasowanie, i należy to wziąć pod uwagę. Na przykład, jeśli linia 50 Ω (np. kabel koncentryczny) jest podłączony do wejścia transformatora, przy zakańczaniu linii należy uwzględnić odbitą impedancję tego, co jest podłączone do uzwojenia wtórnego. Rysunek 12 przedstawia sterowanie linią 50 Ω impedancji 500 Ω przez transformator 1:1. Odbite 50 Ω równolegle z rezystorem 55,6 Ω zapewnia łączną impedancję wejściową 50 Ω (1/55,6+1/500=1/50), aby prawidłowo zakończyć (dopasować impedancyjnie) linię.

Dotychczasowa dyskusja może dotyczyć różnych obwodów. Transformatory są stosowane zarówno w obwodach audio, jak i tych pracujących na częstotliwościach radiowych. Konwersja symetryczne/niesymetryczne jest powszechnie stosowana na wejściach przetworników analogowo-cyfrowych (ADC) wysokiej częstotliwości z wejściami różnicowymi i wyjściami przetworników cyfrowo-analogowych (DAC) oraz układami scalonymi bezpośredniej syntezy cyfrowej (DDS). Jak to zwykle bywa, konstrukcja obwodu o wysokiej jakości

eprasa.pl 975b2f959b



Rysunek 13. Obwód zasilania fantomowego

jest ograniczona przez nieidealne właściwości komponentów. Poprzednia dyskusja na temat modelu transformatora na rysunku 2 dała jakąś wskazówkę na ten temat. Model ten można przerysować w formie symetrycznej (dzielenie rezystancji szeregowej i indukcyjności pomiędzy dwoma połączeniami uzwojenia pierwotnego i/lub wtórnego), aby umożliwić użycie z obwodami symetrycznymi. Jednak rysunek 2 jest daleki od całej historii. Na przykład występuje pojemność na uzwojeniach oraz pomiędzy uzwojeniem wtórnym i pierwotnym.

To, wraz z indukcyjnością i rezystancją, prowadzi do złożonego zachowania zależnego od częstotliwości, co ogranicza szerokość pasma transformatora i może wymagać podłączenia dodatkowych elementów, aby uzyskać wymaganą charakterystykę obwodu jako całości (np. określone rezystory równolegle do transformatora).

Zasilanie fantomowe

Wreszcie, specyficzne i dobrze znane zastosowanie transformatorów w układach audio, które jest częścią obwodu zasilania fantomowego stosowanego w mikrofonach pojemnościowych z wbudowanymi przedwzmacniaczami. Obwód umożliwia dostarczanie zasilania do przedwzmacniacza za pośrednictwem przewodów służących do przesyłania sygnału. Uproszczony obwód zasilania fantomowego pokazano na **rysunku 13.** Niesymetryczne wyjście przedwzmacniacza jest przekształcane na sygnał symetryczny przez transformator i przesyłany do systemu audio w tej formie poprzez kabel mikrofonowy, który ma dwie żyły sygnałowe plus ekran.

Zasilanie (zwykle 48 V) jest podłączone do obu przewodów sygnałowych za pomocą kilku rezystorów – i tak pojawia się jako sygnał wspólny na linii symetrycznej i można go uzyskać z odczepu środkowego wtórnego transformatora. Biorąc pod uwagę, że wyjście symetryczne jest tutaj sygnałem różnicowym, to napięcie sygnału na środkowym odczepie wynosi zero, więc zasilacz przedwzmacniacza pobrany z centralnego odczepu widzi tylko napięcie stałe – do zasilania wzmacniacza nie dochodzi żaden sygnał. Ekran służy jako droga powrotna prądu stałego do przedwzmacniacza. ■

Ian Bell

Ten artykuł był wcześniej opublikowany na łamach „Practical Electronics”, sierpień 2021 (www.epemag3.com)

REKLAMA

Prenumeratorzy mają bezpłatny dostęp do e-wydań archiwalnych EdW starszych niż 24 miesiące.

Sięgnij po archiwalne wydania

ELEKTRONIKI dla WSZYSTKICH



Przesyłka GRATIS

Zamów wygodnie na **www.UlubionyKiosk.pl**

eprasa.pl 975b2f959b

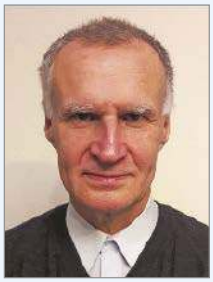
Uczmy się na cudzych błędach

Celem tej rubryki jest kształtowanie u Czytelników EdW umiejętności krytycznego czytania schematów i opisów projektów autorskich. Wszyscy jesteśmy omylni. Konstruktorzy projektów elektronicznych też. W projektach publikowanych w Internecie, ale też w artykułach drukowanych zdarzają się błędy różnej wagi, w tym też takie, które sprawiają, że układ nie może działać prawidłowo. Uczmy się wykrywać te błędy na przykładach projektów sprawdzonych w naszym redakcyjnym Pokoju Nauczycielskim.

Pamiętajmy! Nie oceniamy Autorów, tylko uczymy się na cudzych błędach.

Zapraszamy Czytelników do współpracy z naszym Pokojem Nauczycielskim. Jeśli natrafiliście w Internecie lub źródłach drukowanych na opis projektu z poważnymi Waszym zdaniem błędami, to przysyłajcie takie opisy do naszej redakcji (redakcja@elportal.pl w tytule wiadomości: Pokój Nauczycielski) wraz z Waszymi uwagami.

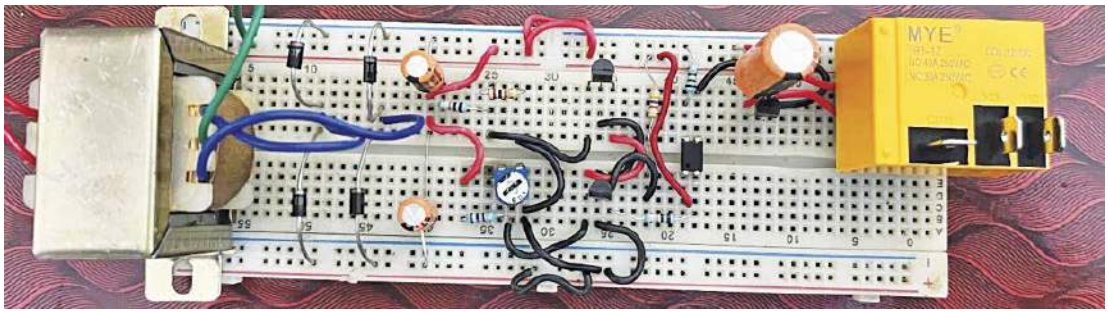
Projekt sprawdza i poprawia Karol Świerc



Mgr inż. elektronik – absolwent Wydziału Automatyki i Informatyki Politechniki Śląskiej z 1980 roku. Przez 25 lat prowadził serwis RTV. Mówi o sobie: „z elektroniką łączy mnie związek „z rozsądku", moją pierwszą miłością była matematyka i fizyka". Autor wielu artykułów publikowanych w EdW.

Zabezpieczenie urządzeń przed zbyt niskim i zbyt wysokim napięciem sieci energetycznej

W wielu miejscach na Świecie, szczególnie w krajach rozwijających się, chwilowe aczkolwiek gwałtowne skoki napięcia w sieci energetycznej nie są rzadkością. Wiele urządzeń nie toleruje tego typu zakłóceń, co skutkuje częstymi awariami tychże urządzeń. W szczególności należy tu zaliczyć odbiorniki TV, klimatyzatory czy lodówki w naszych mieszkaniach. Wiele odbiorników energii tego typu zaprojektowano na stosunkowo wąski zakres napięcia zasilania.



Rysunek 1. Prototyp autora na płytce uniwersalnej

Układ będący tematem bieżącego projektu ma chronić przed awariami na skutek tego typu zakłóceń w sieci 230 VAC/50 Hz. Rozpoznawane jest napięcie, zarówno zbyt wysokie jak i zbyt niskie i urządzenie będące odbiornikiem energii jest odłączane od zasilania, aby zapobiec ew. uszkodzeniu. **Rysunek 1** pokazuje prototyp autora zmontowany na płytce uniwersalnej. Na **rysunku 2** jest schemat ideowy zaproponowanego układu.

W układzie wykorzystano podwójne zasilanie z użyciem transformatora sieciowego i diod D1 do D4. Izolację między obwodem sterującym i przekaźnikiem RL1 realizuje transoptor PC817. Rozwiązanie tego typu eliminuje bądź łagodzi problem przysiadania napięcia na wyjściu transformatora w fazie obciążenia przekaźnikiem RL1. Trzy kondensatory C1, C2 i C3 pełnią funkcję filtracji napięcia DC za diodami prostowniczymi.

Rozpoznawanie ustalonych progów napięcia DC wykonano z wykorzystaniem „shunt regulatorów" TL431 – IC1 i IC2. Górna wartość napięcia ustalona jest dzielnikiem rezystancyjnym

Wykaz elementów:

Półprzewodniki:
IC1, IC2: shunt regulator TL431
IC3: transoptor PC817
D1-D5: diody prostownicze 1N4007
T1: tranzystor npn BC337

Rezystory: (wszystkie 0,25 W/±5%, jeśli nie zaznaczono inaczej)
R1: 9 kΩ
R2: 1,2 kΩ
R3: 1 kΩ
R4: 4,7 kΩ/0,5 W
R5: 10 kΩ
R6: 1 kΩ
VR1: potencjometr 10 kΩ

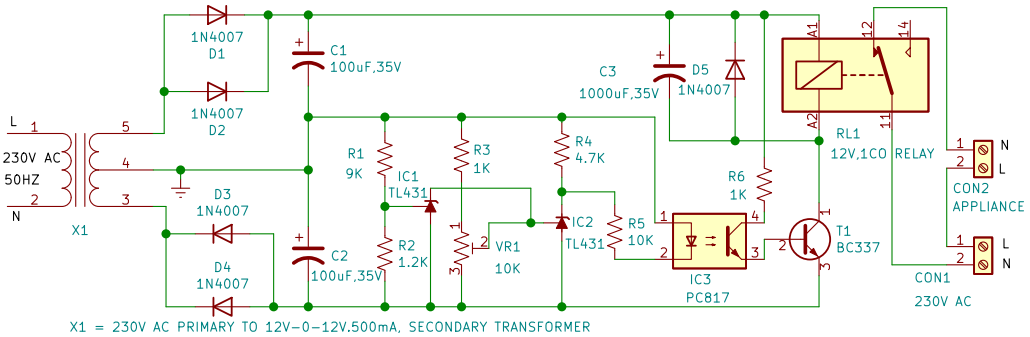
Kondensatory:
C1, C2: 100 µF/35 V elektrolityczny
C3: 1000 µF/35 V elektrolityczny

Inne:
X1: transformator 230 V uzwojenie pierwotne/12 V-0-12 V/500 mA – wtórne
RL1: przekaźnik z pojedynczymi stykami i z cewką 12 VDC
CON1, CON2: złącze 2-pinowe

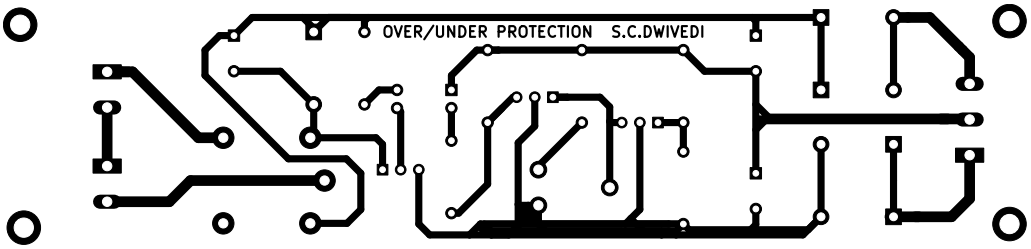
eprasa.pl 975b2f959b

R1 i R2. Dopuszczalną wartość napięcia sieciowego od dołu, nadzoruje dzielnik R3 z potencjometrem VR1 (wraz z ustaloną wartością napięcia progowego bramki shunt regulatorów).

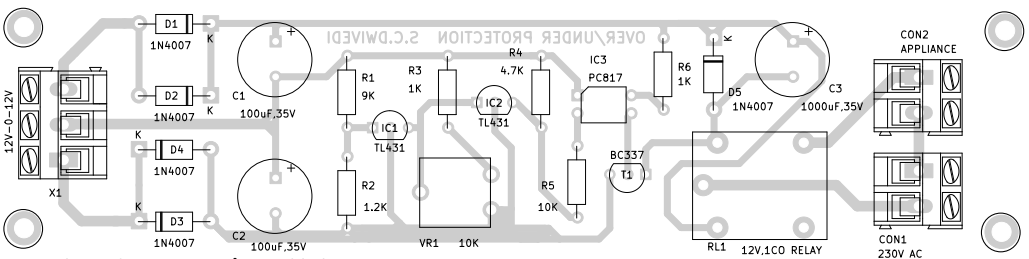
Driverem przekaźnika będącego tu elementem wykonawczym jest tranzystor T1. Dioda D5 pełni zaś funkcję „freewheeling diody" wymaganej z uwagi na indukcyjny charakter obciążenia jakim jest cewka przekaźnika. Rezystor R6 ogranicza prąd bazy tranzystora T1, gdy tranzystor w transoptorze jest włączony. Rezystor R4 stanowi obciążenie regulatora IC2 (*rezystor R4 włączono równolegle do obwodu pierwotnego transoptora i należy oczekiwać, iż bez niego układ też powinien pracować poprawnie, ponieważ prąd upływu anoda-katoda TL431 jest znikomy; ważniejszy jest tu R5, który ogranicza prąd fotodiody transoptora – przypis redakcji EdW*).



Rysunek 2. Schemat ideowy przystawki układu zabezpieczającego przed zbyt niskim jak i zbyt wysokim napięciem w sieci energetycznej



Rysunek 3. Projekt druku jednostronnej płytki PCB



Rysunek 4. Schemat montażowy układu

Działanie układu bazuje na tym, iż napięcie stałe po wtórnej stronie transformatora jest wprost proporcjonalne do wartości RMS sieci. Część napięcia DC ustalona dzielnikami rezystancyjnymi odkłada się na bramkach (elektrodach sterujących REF IC1 i IC2). Gdy napięcie sieciowe mieści się w bezpiecznym przedziale, napięcie na pinie 1 IC1 powinno być niższe od referencyjnego (2,5 V). Obwód anoda-katoda shunt regulatora IC1 można wtedy traktować jako obwód rozwarty. Z kolei napięcie na bramce IC2 powinno być wyższe od referencyjnego 2,5 V. Obwód z IC2 stanowi ograniczenie od dołu, i jako stan poprawny zwiera obwód między anodą i katodą. Wówczas wysterowany jest także transoptor. Płynie prąd w obwodzie bazy tranzystora T1 i przekaźnik RL1 włącza styki do pozycji ON.

Jeśli napięcie podniesie się na tyle, iż pin 1 IC1 otrzyma napięcie wyższe od referencyjnego, wówczas obwód anoda-katoda IC1 ściągnie potencjał bramki IC2 poniżej progu referencyjnego 2,5 V. Wtedy także IC2 stanowi obwód rozwarty i nie popłynie prąd w obwodzie pierwotnym i wtórnym transoptora IC3. W konsekwencji cewka przekaźnika także nie będzie wysterowana i obciążenie zostanie odłączone od zasilania AC. Ta sama sytuacja wystąpi, gdy napięcie sieci obniży się na tyle, gdy na suwaku potencjometru VR1 wystąpi potencjał niższy od referencyjnego 2,5 V.

Konstrukcja układu i jego kalibracja

Na **rysunku 3** pokazano projekt druku na jednostronnej płytce PCB dla naszego układu. **Rysunek 4** jest schematem montażowym ułożenia elementów na tej płytce.

Po zmontowaniu elementów na PCB należy umieścić go w odpowiednio przygotowanej obudowie. W obudowie powinien zmieścić się także transformator, zaś potencjometr VR1 powinien być dostępny do regulacji na czas wykonania procesu kalibracji.

Dla przeprowadzenia kalibracji, najlepiej posłużyć się autotransformatorem pozwalającym zarówno podnieść jak i obniżyć napięcie AC. W prototypie autora ustawiono overvoltage na poziomie ok. 270 V. W razie potrzeby kalibracji tej wartości, można zmienić wartość jednego z rezystorów R1 lub R2. Poziom undervoltage ustawiono na 180 VAC. Takie napięcie należy ustawić autotransformatorem, i potencjometrem VR1 tak regulować, aby przekaźnik włączał i wyłączał. Te czynności wyczerpują proces kalibracji układu.

Teraz można dokończyć montaż płytki PCB w przygotowanej obudowie. Napięcie sieciowe 230 VAC należy podłączyć do uzwojenia pierwotnego transformatora oraz do złącza CON1. Urządzenie odbiorcze podłączone do konektora CON2 będzie teraz chronione przed zbyt dużymi wahaniami napięcia od strony sieci zasilającej. ■

Shamail Ahmad

Ten artykuł był wcześniej opublikowany na łamach „EFY", kwiecień 2023 (efymag.com)

eprasa.pl 975b2f959b

Uwagi i poprawki

W układzie wg schematu z rysunku 2 jest kilka błędów, żeby nie stwierdzić, że projekt ten jest generalnie błędny. Transformator X1 pełni zarówno funkcję zasilania jak i pośrednio kontrolę wartości napięcia sieciowego. Także zasilanie jest nietypowe. Zgodnie z opisem, X1 to niewielkie trafo sieciowe z symetrycznym uzwojeniem wtórnym 2×12 VAC o nominalnej obciążalności 0,5 A. Symetryczne uzwojenie wykorzystywane jest do prostowania dwupołówkowego bez użycia prostownika Graetza. Tutaj obie połówki uzwojenia wtórnego wytwarzają symetryczne napięcie (dodatnie i ujemne), co nie jest oczywiście błędem. Tu, co prawda symetryczne zasilanie nie jest potrzebne, a takie wykorzystanie transformatora ma swoje dalsze konsekwencje. Zastanawia także, dlaczego autor zastosował równoległe połączenie dwu diod prostowniczych D1/D2 i D3/D4. Poza tym, że trudno dopatrzyć się sensu dwu dodatkowych diod, to to też nie jest generalnie błędem konstrukcyjnym. Ale, jakie są konsekwencje takiego wykorzystania dwu nieizolowanych uzwojeń wtórnych transformatora sieciowego?

Uzwojenie dolne (3–4) służy praktycznie tylko do (pośredniej) kontroli wartości napięcia sieciowego. W roli zasilania stopnia końcowego (przekaźnika wraz z jego driverem) wykorzystano sumę napięć (dodatniego i ujemnego) z kondensatorów C1 i C2. To dwa razy prostowanie jednopołówkowe z napięcia 12 VAC. Wartość DC silnie zależy od obciążenia, ale z pewnością będzie to ponad 24 VDC (co teoretycznie należałoby jeszcze przemnożyć przez pierwiastek z 2; a od tego tylko odjąć spadki napięcia na diodzie prostowniczej i rezystancji wyjściowej transformatora). A to już jest gruby błąd skoro wykorzystano przekaźnik z cewką 12 V. Ten błąd można by spróbować uzdrowić, przepinając emiter tranzystora T1 na odczep środkowy transformatora (oznaczony na schemacie jako masa). A można to zrobić skoro w obwodzie sterowania bazy T1 zastosowano transoptor. Ponadto warto zauważyć, że żadna izolacja potencjałów nie ma tu miejsca i nie jest możliwa jeśli nie są oddzielone galwanicznie oba uzwojenia wtórne transformatora. Transoptor nie ma zatem wielkiego sensu, aczkolwiek upraszcza on zawsze sprzężenie drivera z układem wykonawczym (a równocześnie nie jest elementem drogim). Wskazany wcześniej błąd można uleczyć również przez zastosowanie przekaźnika z cewką 24-ro woltową. Ale, włączenie kondensatora C3 jest już ewidentnie błędne. Dioda D5 włączona (anty)równolegle do cewki przekaźnika jest nie tylko pożądana, ale wręcz obowiązkowa. Ale nie można jej bocznikować kondensatorem 1000 µF! Gdzie zatem należałoby przepiąć kondensator C3, aby układ uleczyć z tego błędu? Oczywiście na zasilanie (czyli minus na emiter tranzystora T1). Ale to też nie byłoby dobrze. C1 i C2 są stosunkowo niedużej wartości 100 µF. Szczególnie przy prostowaniu jednopołówkowym 50 Hz, nie jest to dużo. Ale, C2 trudno widzieć jako zasilanie. Raczej jako odzyskanie niskonapięciowej składowej stałej, która ma być proporcjonalna do RMS napięcia sieciowego. W tym kontekście C2=100 µF to wręcz za dużo, bo w iloczynie z obciążeniem które jest tu na poziomie 5 kiloohmów, daje stałą czasową na poziomie pół sekundy. Tu też jest asymetria, gdyż taka stała czasowa obowiązuje tylko „w dół". Gdy napięcie skacze w górę, C2 podładowany jest znacznie szybciej. W tej sytuacji lepiej byłoby zupełnie oddzielić obwód kontroli od zasilania. A więc emiter T1 przepiąć na węzeł pośredni między C1 i C2 (czyli na wspólne wyprowadzenie obu uzwojeń wtórnych) i C3 włączyć równolegle do C1, czyli kondensator ten zastąpić pojemnością 1000 µF/35 V. Z takiego rozwiązania też trudno byłoby być zadowolonym. Nawet gdyby oddzielić galwanicznie oba uzwojenia wtórne (3-4 i 4-5), co nie powinno być trudne (bo prawdopodobnie tylko oba schodzą się na pinie 4 trafa), też nie unikniemy wpływu obciążenia jednego uzwojenia na wartość napięcia na drugim. Widać, że takie wykorzystanie transformatora X1 (230 VAC na 12 V-0-12 V/500 mA) jest faktycznie nieporęczne. Aczkolwiek, gdy nie jest wymagana duża precyzja i dokładność zabezpieczenia under- i over-voltage, rozwiązanie takie można rozgrzeszyć.

Co do poziomu under- i over-voltege. Zabezpieczenie „od góry" ustalone jest rezystorami R1 i R2 oraz napięciem referencyjnym shunt-regulatora ‘431 (2,5 V). Nietrudno przeliczyć, że nawet w idealnej sytuacji, gdy napięcie AC mnożymy przez √2 w celu odzyskania DC na C2, układ zabezpieczenia zareaguje (od góry) przy napięciu sieciowym dopiero na poziomie ok. 300 VAC. Trochę „za wysoko" (a praktycznie będzie to wartość jeszcze wyższa). W obwodzie zabezpieczenia under-voltege zastosowano potencjometr. Wydaje się zatem, że próg ten można ustawić precyzyjnie. Ale tu, zakres regulacji potencjometrem jest bardzo szeroki, co też nie jest dobre i poprawne.

Obok wyżej wskazanych błędów, są gorsze. Przydałaby się jakaś histereza w obwodzie zabezpieczenia podnapięciowego i nadnapięciowego. Mogłoby być nawet usprawiedliwione trwałe wyłączenie zasilania po rozpoznaniu któregoś z progów uznanych za zasilanie niebezpieczne lub ryzykowne. W układzie wg schematu z rysunku 2 można spodziewać się krótkotrwałego „klapnięcia" przekaźnika gdy napięcie sieciowe będzie w okolicy dolnego lub górnego poziomu zabezpieczenia. Takie „zabezpieczenie" nie uchroni żadnego urządzenia, co miało być celem projektu. Wręcz przeciwnie, może się przyczynić do szybszego uszkodzenia zasilacza w telewizorze lub innym odbiorniku który miałby być chroniony!

Choć układ jest banalnie prosty, to jest jeszcze jeden szczegół, który powinien budzić uwagę. ‘431 to nie jest zwykły komparator. A w takim charakterze i bez sprzężenia zwrotnego (open loop) pracuje IC1 (IC2 także). Choć nazywany sterowaną diodą Zenera, to w istocie układ scalony, gdzie wyprowadzenie katody pełni także rolę zasilania wewnętrznego wzmacniacza operacyjnego. Kiedy napięcie na „bramce" REF przekroczy poziom 2,5 V, potencjał katody jest ściągany w dół, ale czy może on zejść poniżej 2,5 V=REF? A jest to konieczne, aby skutecznie zablokować bramkę IC2. Mało na ten temat mówi karta katalogowa shunt regulatora 431. Prawdopodobnie potencjał katody zejdzie trochę poniżej 2,5 V, a to wystarczy. Mimo to należy uznać, że nie jest dobrym projekt, który na tym bazuje.

Ostatnim szczegółem, którego można dopatrzyć się na schemacie jest włączenie styku przekaźnika na przewodzie neutralnym „N". O ile w realiach wtyczki urządzenia wkładanej do gniazda zasilającego sieci napięcia przemiennego zazwyczaj w losowym kierunku oznaczenia te nie będą miały większego znaczenia, o tyle, na schemacie warto byłoby trzymać się dobrych praktyk i styk przekaźnika wskazać na przewodzie fazowym „L". Warto również, dla bezpieczeństwa własnego i elektroniki, zweryfikować czy zachowano bezpieczny dystans pomiędzy ścieżką plusa zasilania cewki przekaźnika oraz przełączanym napięciem sieci 230 V AC i, w razie takiej potrzeby, zastosować odpowiedni slot powietrzny.

eprasa.pl 975b2f959b

Subscribe to Elektor's newsletter and get the chance to

WIN

a Raspberry Pi Pico W board



www.elektor.com/eda



Subscribe to Elektor's newsletter, get a €5 coupon code and get the chance to WIN a Raspberry Pi Pico W board

Be one of the 10 fortunate winners!



elektor
design > share > earn

eprasa.pl 975b2f959b

Bezdotykowy dozownik wody w umywalkach

Aby umyć ręce, trzeba odkręcić wodę. To oczywiste. Jednak, przy tej częstej codziennej czynności, dużo wody się marnuje. Z jednej strony zaleca się częste mycie rąk, szczególnie w okresach pandemicznych, czego dobrym przykładem jest Covid-19. Ręce należy myć odpowiednio długo, co nie znaczy, że równie długo musi lecieć strumień wody z kranu. Problem ten jest szczególnie dotkliwy w miejscach publicznych, jak w szpitalach, na lotniskach, na dworcach, w hotelach czy w restauracjach. Na dodatek, mimo nadmiernego zużycia wody, często nie myjemy rąk w sposób należyty i w pełni poprawny. Zalecenia mówią, że przez ok. 20 sekund należy ręce porządnie namydlić, zanim spłuczemy je pod bieżącą wodą. Jednakże, przez te 20 sekund woda nie musi wypływać z kranu. Proponowane tu proste urządzenie ma wspomóc, aby ręce były dobrze umyte z minimalną ilością potrzebnej do tego bieżącej wody.

Jeśli wykorzystamy czujnik bezdotykowy, uzyskamy równocześnie jeszcze jedną korzyść. Mimo umycia rąk, wielokrotne dotykanie kranu przez różne osoby stwarza zagrożenie przenoszenia zarazków i bakterii. To również jest istotny problem w łaźniach i umywalkach publicznych, czemu w wydajny sposób zaradzi proponowane tu urządzenie.

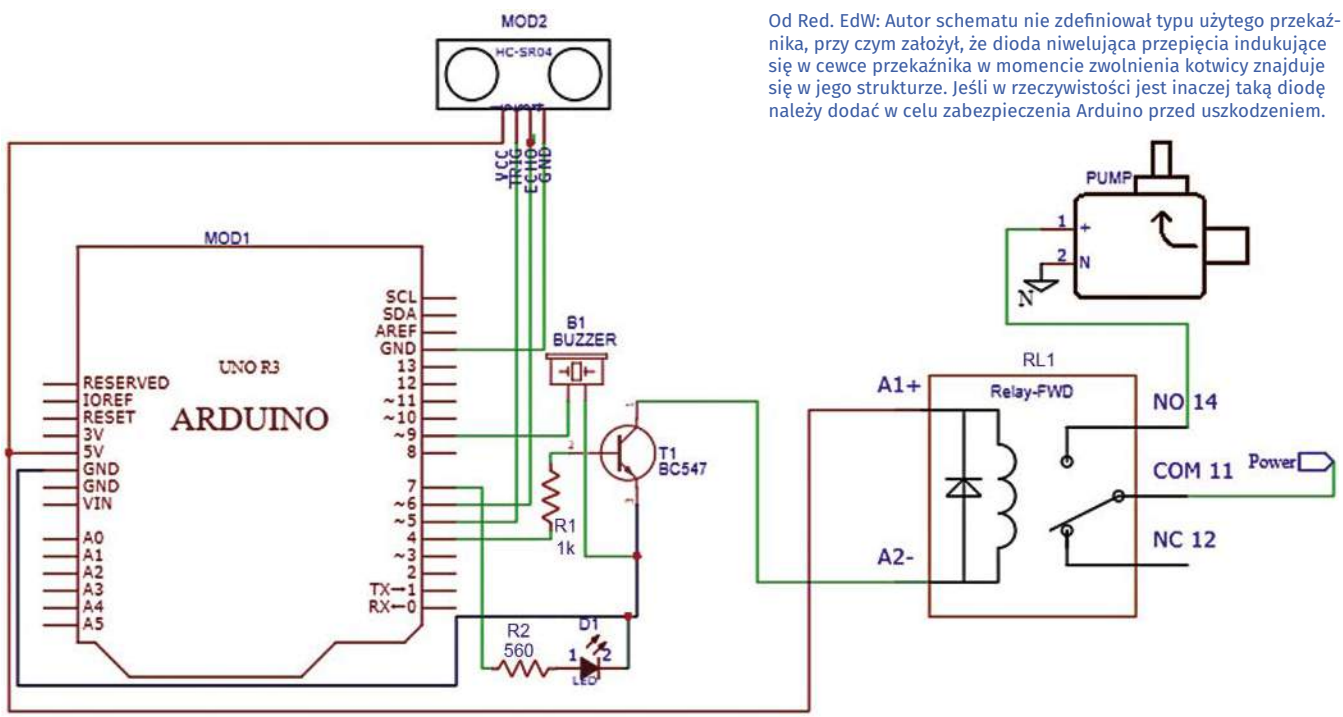
Elastyczność konstrukcji uzyskano dzięki zrzuceniu dużej części zadania na program, dlatego w projekcie wykorzystamy płytkę

Wykaz elementów:
1 Arduino Uno (MOD1)
1 Zasilacz 12 V/1 A
1 Czujnik ultradźwiękowy HC-SR04 (MOD2)
1 Tranzystor BC547 (T1)
1 Przekaźnik 5 V (RL1)
1 Buzzer 5 V z generatorem (B1)
1 Pompa wody
1 Rezystor 1 kΩ (R1)
1 Rezystor 560 Ω (R2)
1 Dioda LED



Rysunek 1. Flow chart działania dozownika wody

Od Red. EdW: Autor schematu nie zdefiniował typu użytego przekaźnika, przy czym założył, że dioda niwelująca przepięcia indukujące się w cewce przekaźnika w momencie zwolnienia kotwicy znajduje się w jego strukturze. Jeśli w rzeczywistości jest inaczej taką diodę należy dodać w celu zabezpieczenia Arduino przed uszkodzeniem.



Rysunek 2. Schemat ideowy urządzenia

eprasa.pl 975b2f959b

Arduino. Dzięki temu, bardzo łatwo jest dostosować zaprogramowane czasy do aktualnych potrzeb. Równocześnie układ jest tani i prosty w realizacji. Flow chart struktury działania naszego „dozownika wody" pokazano na **rysunku 1**.

Listę potrzebnych elementów i podzespołów zebrano w ramce. Schemat ideowy pokazano zaś na **rysunku 2**.

Poza płytką Arduino w projekcie wykorzystano czujnik ultradźwiękowy HC-SR04 (dzięki któremu system jest bezdotykowy). Ponadto, jest jeden tranzystor npn BC547 (T1), przekaźnik 5-cio woltowy i kilka tanich elementów, które wyszczególniono w spisie elementów. Po stronie mechanicznej istotnym podzespołem jest pompa wody z elektrozaworem. Pompa uruchamiana jest przekaźnikiem, który jest włączany jak tylko zbliżymy ręce do czujnika ultradźwiękowego na odległość od 3 do 5 cm.

Na **rysunku 3** jest zrzut ekranowy fragmentu kodu źródłowego. Szkic ten należy załadować do mikrokontrolera na Arduino przy pomocy programu Arduino IDE. Procedura jest standardowa. Należy pamiętać o wybraniu właściwej płytki Arduino oraz numerze portu, pod którym moduł Arduino jest widziany. Z fragmentu programu i ze schematu ideowego wynika, że na Arduino wykorzystano 4 wyjścia cyfrowe (dioda LED, buzzer, driver przekaźnika na tranzystorze T1 i Trigger modułu MOD2) i jedno wejście (na odpowiedź z ultradźwiękowego sensora).

Montaż układu i testowanie jego działania

Po załadowaniu szkicu programu, należy całość zmontować na płytce uniwersalnej oraz umieścić w odpowiednio przygotowanej obudowie. Czujnik ultradźwiękowy należy zamontować na odpowiedniej wysokości, tak aby zbliżenie rąk uruchamiało kran z wodą. Po zmontowaniu i zamocowaniu układu, można podłączyć zasilanie. „Automatyczny kran" powinien zachować się w następujący sposób:

Gdy czujnik ultradźwiękowy wykryje obecność osoby w odległości poniżej 60 cm, powinna zaświecić się dioda LED, co oznacza, że osoba ta powinna rozpocząć mydlenie rąk. Po 20 sekundach powinna zostać uruchomiona pompa z wodą. Jednak tylko na 3 sekundy, co pozwoli wstępnie spłukać ręce. Następnie odmierzany jest czas 2 sekundy, aby osoba mogła spojrzeć czy ręce są dobrze umyte. Po dwu-sekundowej przerwie, woda jest znów uruchamiana na kolejne 3 sekundy, aby jeszcze raz porządnie spłukać ręce. Następnie uruchamiany jest buzzer na 3 sekundy. Dźwięk ten sygnalizuje koniec całej procedury. Osoba może oddalić się od umywalki, ręce powinny być umyte porządnie przy jednoczesnej maksymalnej oszczędności wody. ■

Rakesh Jain and Rahul Moud

Ten artykuł był wcześniej opublikowany na łamach „EFY", maj 2023 (efymag.com)



Rysunek 3. Zrzut ekranowy fragmentu kodu źródłowego

REKLAMA

Wydawnictwo AVT nawiąże współpracę redakcyjną z osobami dobrze operującymi terminologią elektroniki i słowem pisanym.
Propozycja szczególnie interesująca dla nauczycieli elektroniki, autorów artykułów, skryptów i książek.

Aplikacje prosimy kierować na adres: redakcja@elportal.pl



eprasa.pl 975b2f959b

Prosty odbiornik Stereo FM

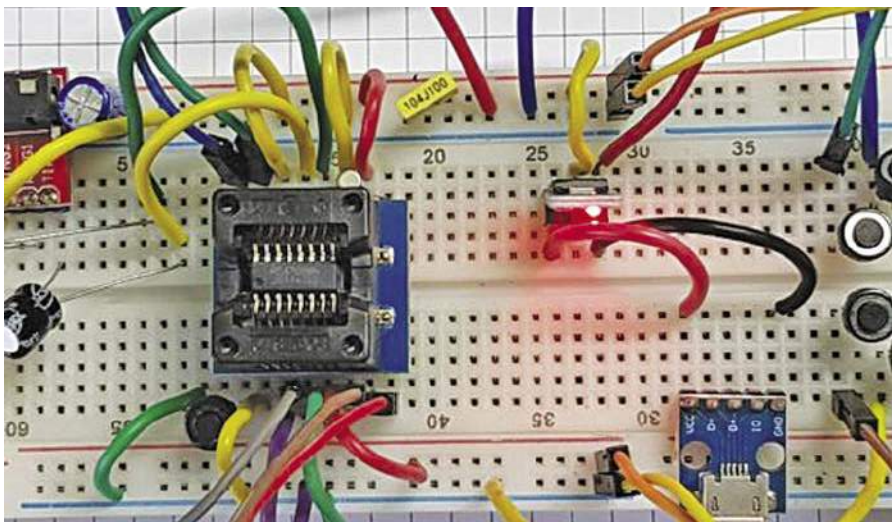
Ilu hobbystów obecnie buduje swój własny odbiornik radiowy? To była domena radioamatorów „wczesnej" elektroniki. Obecnie sytuacja jest i prostsza i trudniejsza zarazem. Dostępnych jest wiele układów pozwalających na wykonanie radia AM jak i FM. Czy ktoś podejmie się obecnie tego zadania z wykorzystaniem jedynie dyskretnych tranzystorów?

Jednak, największa trudność leży gdzie indziej. Problematyczne jest wykonanie obwodów w.cz., poprawne wykonanie ceweczek i wszystkich obwodów strojonych. Błędy w tym zakresie są trudne do uniknięcia i one rzutują na końcowy efekt działania odbiornika (szczególnie FM, z modulacją częstotliwości). W warunkach amatorskich trudno to obliczyć, zmierzyć i wykonać. Okazuje się, że obecnie dostępna „baza elementowa" diametralnie upraszcza tą kwestię. Bieżący projekt pokazuje jak wykonać odbiornik FM będąc zupełnie zwolnionym z nawijania ceweczek, doboru strojonych pojemności, wszelkiego strojenia a nawet użycia filtrów ceramicznych.

Proponowany odbiornik potrafi odebrać stacje radiowe z modulacją częstotliwości w szerokim paśmie od 76MHz do 108 MHz. Oferuje wyjście stereo, charakteryzuje się dobrą czułością i ogólnie jakość odbioru jest zadowalająca.

Projekt bazuje na układzie scalonym RDA7088 lub jego klonach HEX3653 czy GS1299. Wszystkie te układy są odpowiednikami „pin to pin" i wszystkie zamknięte są w 16-to nóżkowej obudowie SOP16. Jeśli wystarczy nam odsłuch stacji radiowych przez słuchawki, nie jest potrzebny żaden dodatkowy wzmacniacz sygnału audio m.cz. Proponowany układ scalony jest zdolny do wysterowania obciążenia głośników o impedancji 32 Ω.

Faktycznie, z wykorzystaniem układu scalonego, który autor proponuje, wykonanie radioodbiornika FM jest bardzo proste. RDA7088 to w zasadzie gotowy odbiornik. Trzeba dodać jedynie kilka dyskretnych elementów. Sprawa jest z jednej strony prosta. Ale pewnie i satysfakcja z własnoręcznego wykonania radia jest zbliżona do satysfakcji z „własnego kupna" radyjka w supermarkecie – przypis redakcji EdW.



Rysunek 1. Prototyp OR FM wykonany przez autora i poddany testom

Wykaz elementów

U1: RDA7088 lub HEX3653 lub GS1299 – IC w obudowie SOP16
Y1: kwarc 32,768 kHz (2 mm × 6 mm lub 3 mm × 8 mm)
R1: 10 kΩ/0,25 W (CFR5%)
C3, C5: 100 nF
Antena: 75 cm wire SWG#22
C1, C2: 100 µF/16 V
L1: cewka 100 nH
C6: kondensator 24 pF
Ponadto:
Płytka uniwersalna
Adapter SOP16 1,27 mm to 2,54 mm lub podstawka typu ZIF
Przewody – zworki
Zasilanie 3 V lub stabilizator AMS1117-3.3

Pewną niedogodnością własnoręcznej konstrukcji może być mała obudowa układu scalonego. Wszystkie wspomniane układy oferowane są do montażu powierzchniowego SMD z rozstawem wyprowadzeń 1/20 cala (1,27 mm). Dla ułatwienia eksperymentów na płytce uniwersalnej ze standardowym rozstawem 2,54 mm, można użyć dostępnej przejściówki którą widać na zdjęciu prototypu wykonanego przez autora. Pokazano to na **rysunku 1**. Poza układem scalonym potrzeba niewielu elementów dodatkowych i wszystkie zebrano w poniższym zestawieniu.

Mimo tak niewielkiej liczby wymaganych elementów, zapewniony jest odbiór pełnego pasma FM stosowanego gdziekolwiek na Świecie. To zakres od 76 do 108 MHz. A dodatkowe funkcje i cechy które warto podkreślić, są następujące:

- przeskanowanie pełnego pasma stacji radiowych trwa krócej niż 5 sekund,
- zegar systemowy RCKL generowany jest w oparciu o popularny i tani rezonator kwarcowy 32,768 kHz,
- układ scalony oferuje Automatyczną Regulację Wzmocnienia AGC (Automatic Gain Control) realizowaną na drodze cyfrowej,
- możliwość bezpośredniego wysterowania głośniczków o impedancji 32 Ω,
- układ dostępny jest w małej obudowie SOP16,
- zakres napięcia zasilania od 1,8 V do 3,6 V,
- niewielki pobór prądu ; 17 mA przy napięciu zasilania 3 V.

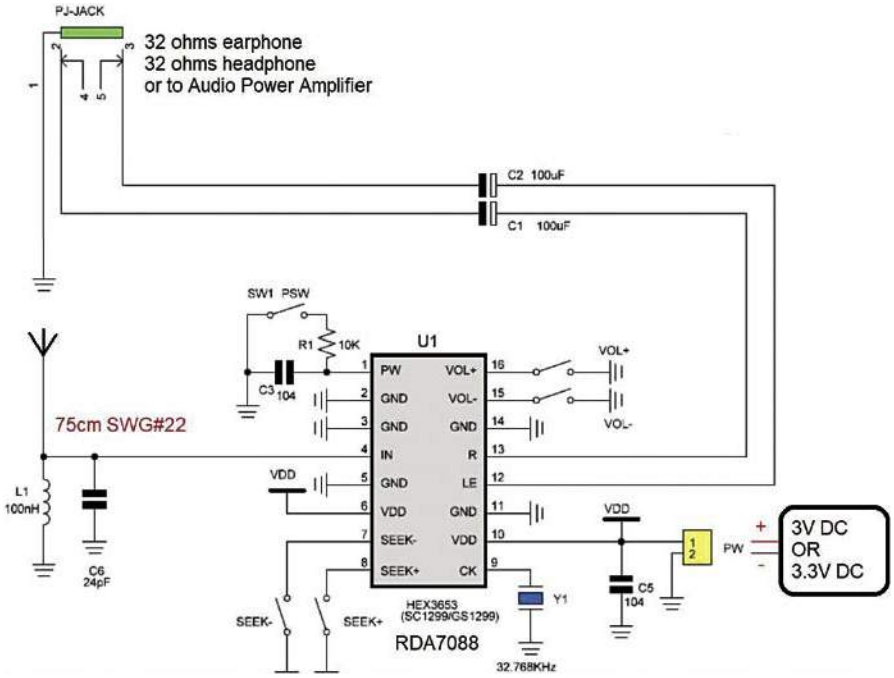
Schemat ideowy wykonanego odbiornika FM pokazuje **rysunek 2**. Widać, iż poza układem scalonym RDA7088 elementów dodatkowych jest faktycznie minimalna ilość.

Konstrukcja i testowanie pracy odbiornika

W celu przetestowania, układ warto zmontować na uniwersalnej płytce stykowej lub na płytce prototypowej (typu „Veroboard"). W tym zakresie pomocne mogą być rysunki 1 do 4, pokazujące jak poradził sobie autor tego projektu. Montaż jest łatwy, aczkolwiek najtrudniejszy może okazać się montaż układu scalonego na przejściówce, gdyż wymaga umiejętności wlutowania 16-to nóżkowego elementu SMD o wąskim rozstawie wyprowadzeń 1,27 mm.

Połączenia (lutowane lub stykowe) należy rozpocząć od nóżek wymagających połączenia z masą (wyprowadzenia 2, 3, 5, 11 i 14) oraz zasilanie VDD (nóżki 6 i 10). Podczas montażu należy się kierować schematem ideowym z rysunku 2. W odbiorniku wymagany jest

eprasa.pl 975b2f959b



Rysunek 2. Schemat ideowy odbiornika FM

rezonator kwarcowy wg którego tworzony jest zegar referencyjny (także do obliczania częstotliwości wewnętrznego syntezatora). Kwarc 32,768 kHz należy jednym końcem dolutować do nóżki 9 układu scalonego i do masy układu zasilania. W układzie jest aż 5 przycisków (switchy – push button). Wszystkie monostabilne (typu „tack switch"). Należy podłączyć je do nóżek: 1, 7, 8, 15 i 16. Ta potrzeba wynika z koncepcji, aby uniknąć potencjometru w celu regulacji siły głosu jak również elementów przestrajania pasma FM. Amplitudę m.cz. na wyjściu ustawia się przyciskami VOL+ i VOL–. Układ pamięta ostatnią ustawioną wartość. Podobnie działają przyciski SEEK+ i SEEK–, przy czym strojenie zatrzymuje się na najbliższej stacji „w górę" lub „w dół".

Włączenia/wyłączenia ON/OFF dokonuje się także przyciskiem monostabilnym (na nóżce 1). Kolejne naciśnięcia dokonują na przemian włączenia i wyłączenia (z minimalnym poborem prądu na poziomie – poniżej 10 µA). Elementy R1 i C3 mają zabezpieczyć przed drganiem styków i nie są one do pracy układu konieczne. Kondensatory C1 i C2 (na nóżkach 12 i 13) są potrzebne ze względu na składową stałą napięcia na wyjściach m.cz. (niskiej częstotliwości audio). Należy zwrócić uwagę na polaryzację, ponieważ są to kondensatory elektrolityczne. Plus należy połączyć z wyjściem układu scalonego, zaś „minus" albo bezpośrednio do głośniczka lub do złącza typu jack. Można stosować słuchawki douszne („in-ear") lub większe nauszne („on-ear" lub „over-ear"). Można też wyposażyć układ w zewnętrzny wzmacniacz audio. W każdej sytuacji obciążenie wyjść R i L nie może być większe aniżeli 32 Ω. Zaś pojemność kondensatorów sprzęgających musi być dobrana tak, aby nie obcinać pasma akustycznego. Dodatkowy kondensator C5 jest przewidziany do filtrowania napięcia zasilania i powinien być podłączony do nóżki 10 w pobliżu układu scalonego.

Jako antenę wykorzystano 75-cio centymetrowy odcinek drutu o średnicy SWG#22 (ok. 0,8 mm). Antenę łączymy bezpośrednio z pinem 4 układu scalonego. Na wejściu antenowym pożądanym (lecz nie koniecznym) jest filtr pasmowy odcinający częstotliwości poniżej i powyżej przewidzianego pasma FM 76 do 108 MHz. W prototypie zastosowano L1=100 nH i C6=24 pF. Częstotliwość rezonansowa LC wypada w okolicy 102 MHz, zaś dobroć tego obwodu nie powinna być duża, aby nie tłumić częstotliwości w zakresie pasma pożądanego.

Jako zasilanie można wykorzystać dwie bateryjki 1,5 V rozmiaru AA. Należy zwrócić uwagę aby nie pomylić biegunowości, bo to może uszkodzić układ scalony. Jako źródło zasilania naszego radia można wykorzystać też typowy 5-cio woltowy adapter (np. ładowarkę telefonu komórkowego). Należy jednak dodać 3,3-woltowy stabilizator liniowy, gdyż zakres zasilania RDA7088 to 1,8 V do 3,6 V.

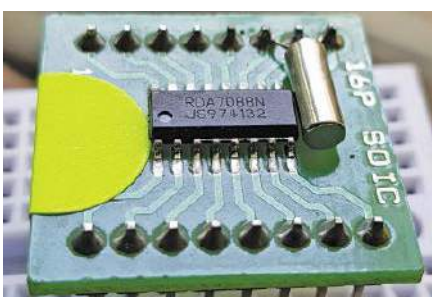
W kieszonkowym, bateryjnym radyjku ze słuchawkami problemem może być sugerowana wyżej antena. Jako antenę można wtedy wykorzystać odcinek przewodu łączącego słuchawki z radiem.

Po zmontowaniu całości należy przetestować działanie wg sugerowanej niżej procedury.

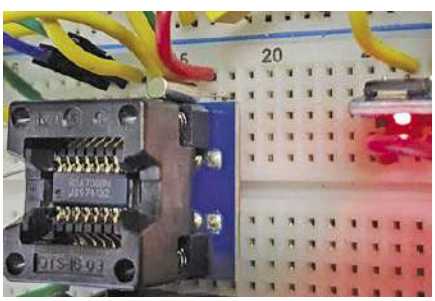
1. Switch SW1 (PSW) załącza odbiornik. Działa jak przerzutnik typu T, kolejne naciśnięcie gasi układ, następne załącza itd. Wystarczą krótkie naciśnięcia przycisku, zwarcia styków do masy.
2. Krótkie naciśnięcie przycisku SEEK– powinno przestroić wewnętrzny tuner do najbliższej stacji w kierunku częstotliwości 76 MHz.
3. Naciśnięcie SEEK+ powinno skutkować na zatrzymaniu strojenia na najbliższej częstotliwości w kierunku 108 MHz.
4. Przytrzymanie VOL– zmniejsza siłę głosu na obu wyjściach Audio Stereo.
5. „Button" VOL+ zwiększa siłę głosu.

Układ wyposażono w Automatyczną Regulację Wzmocnienia ARW, co jest konieczne z uwagi na fakt, iż występuje bardzo duży zakres natężenia sygnałów generowanych w antenie. Silne stacje mogłyby być przesterowane. Aczkolwiek zakres regulacji AGC jest ograniczony i najsłabsze stacje mogą być pomijane podczas strojenia ; szczególnie stacje których sygnał jest na poziomie towarzyszącego szumu. Szeroko rozumiana jakość odbioru odbiornika FM może nie konkurować z odbiornikami FM wysokiej klasy. Zapewne RDA7088 oferuje wyjątkowo dobry stosunek jakości do ceny i liczby elementów potrzebnych do wykonania podręcznego radyjka FM. ■

K.N. Antony



Rysunek 3. Montaż IC RDA7088 na przejściówce SMD 1,27 mm to 2,54 mm



Rysunek 4. Montaż układu scalonego z wykorzystaniem podstawki typu ZIF

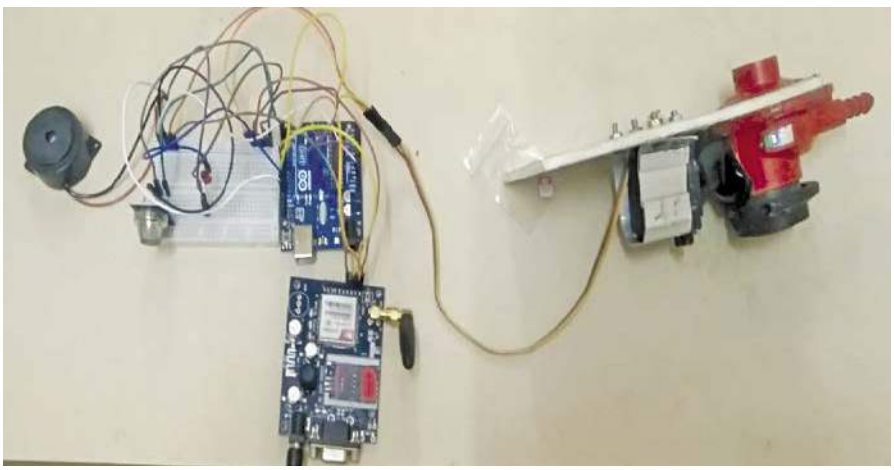
Ten artykuł był wcześniej opublikowany na łamach „EFY", lipiec 2023 (efymag.com)

eprasa.pl 975b2f959b

Wykrycie i zabezpieczenie przed ulatnianiem się gazu LPG

LPG to ciekły gaz wytwarzany na bazie ropy naftowej. Gaz ten magazynowany jest w kuchennych butlach gazowych pod dużym ciśnieniem. Zwykle jest to mieszanina propanu i butanu w różnych proporcjach. Takie butle gazowe są często nieodłącznym wyposażeniem kuchni w mieszkaniach, hotelach jak i w restauracjach. Z jednej strony jest to wygodne źródło zasilania piecyków gazowych, aczkolwiek należy przestrzegać surowych przepisów bezpieczeństwa w zakresie BHP.

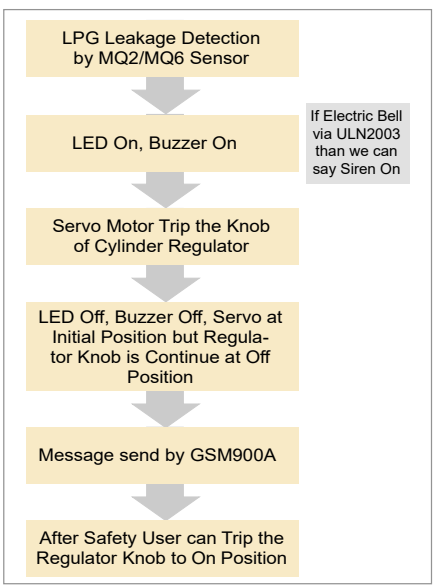
LPG (propan jak i butan) zmagazynowany w butli ciśnieniowej stanowi mieszaninę bardzo wybuchową. Duże zagrożenie jest wtedy, gdy gaz ten ulatnia się w zamkniętych pomieszczeniach. Typowa instalacja polega na tym, iż na butli znajduje się zawór, następnie reduktor ciśnienia i wężem giętkim lub instalacją w postaci sztywnych rur gazowych gaz ten doprowadzony jest do palników, które także wyposażone są we własne zawory odcinające i regulujące dopływ gazu. Każdy z elementów pośredniczących między zbiornikiem i palnikiem jest potencjalnym źródłem, gdzie gaz ten może się ulatniać. Elementem stanowiącym najczęstsze źródło zagrożenia jest elastyczny wąż ciśnieniowy, w szczególności na jego złączach. Zawory jak i regulatory sprzężone z palnikami w samym piecyku gazowym też często bywają źródłem nieszczelności, z których gaz może się ulatniać. LPG zmieszany z powietrzem stanowi mieszaninę wysoce wybuchową. Jeśli takowa nagromadzi się w zamkniętym pomieszczeniu i wystąpi jakiekolwiek źródło zapłonu, wtedy o eksplozję i nieszczęście nietrudno. Dlatego właśnie ulatniający się gaz jest tak niebezpieczny.



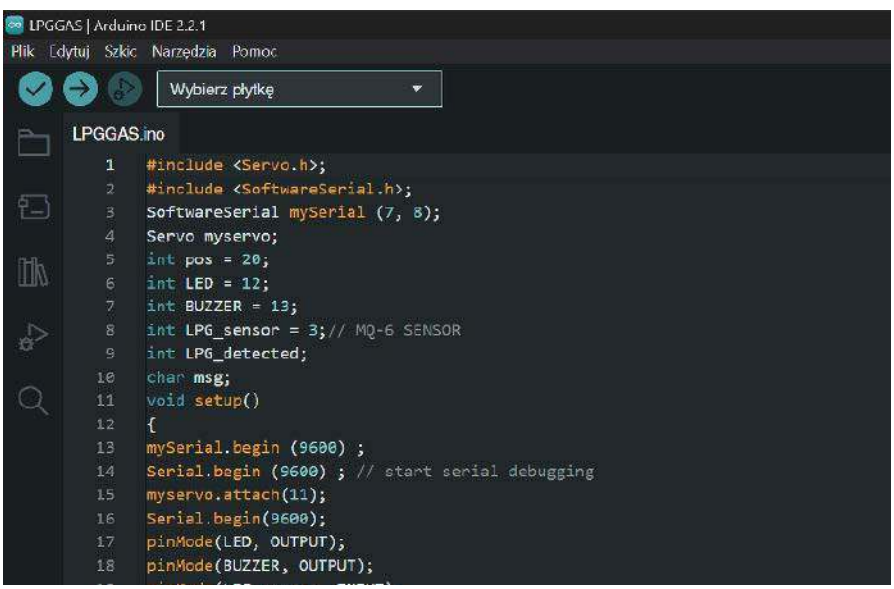
Rysunek 1. Prototyp wykonany przez autora

Bieżący projekt wychodzi naprzeciw zabezpieczeniu przed tak niebezpieczną sytuacją. Układ jest względnie prosty i można go zamontować zarówno w budynku mieszkalnym jak i np. w hotelu czy w restauracji. Na rysunku 1 pokazano prototyp wykonany przez autora, zaś na rysunku 2 jest „flow chart" idei wg której układ pracuje.

Wykaz elementów:
Arduino UNO (MOD1)
Zasilacz 5 V/2 A
Moduł GSM SIM900A (MOD2)
Układ scalony ULN2003 (IC1)
Przekaźnik 5 V (R1)
Buzzer (B1)
Sensor MQ2 lub MQ6 (S2)
MG996R serwo o dużym momencie siły (S1)
Płytka uniwersalna

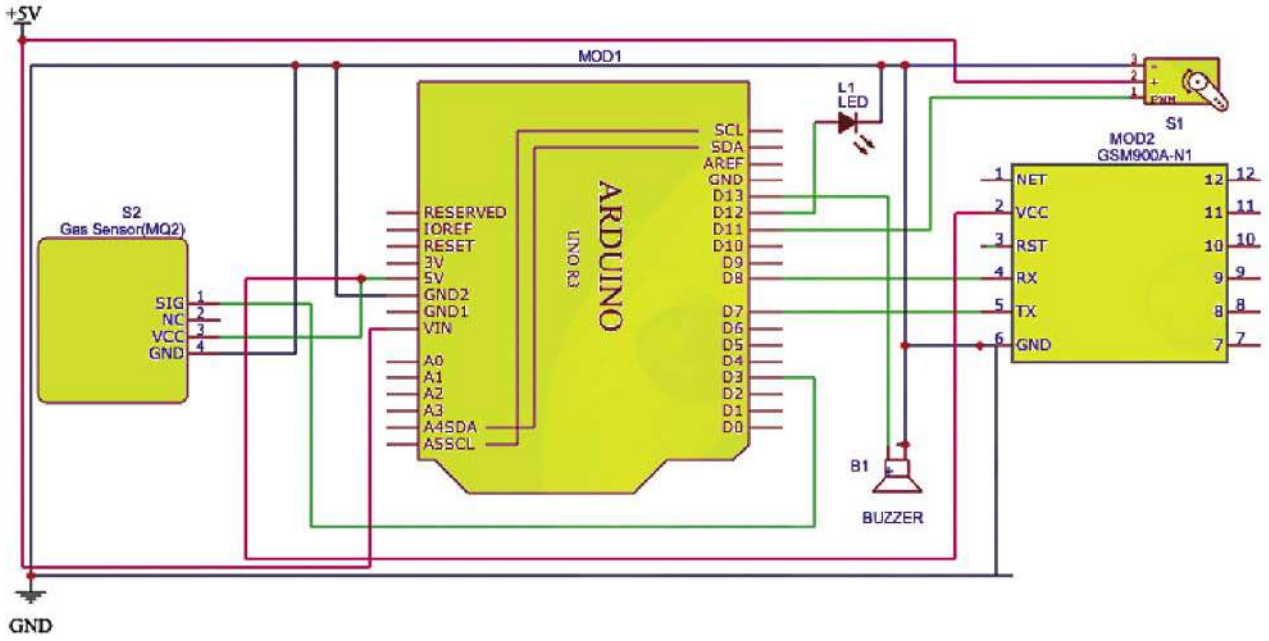


Rysunek 2. Flow chart logiki pracy układu

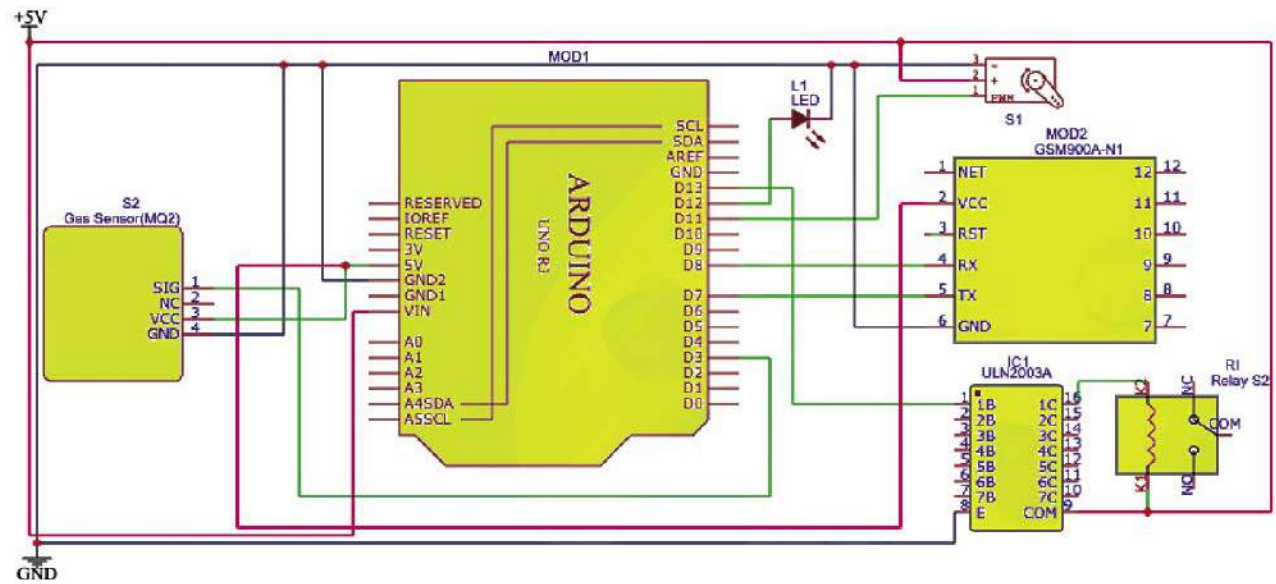


Rysunek 3. Zrzut fragmentu kodu źródłowego definiującego piny Arduino-board

eprasa.pl 975b2f959b



Rysunek 4. Połączenie Arduino z buzzerem i diodą LED



Rysunek 5. Wersja schematu z driverem ULN2003 i przekaźnikiem

Oprogramowanie

W projekcie wykorzystano mikrokontroler na płytce Arduino, zatem oprócz części hardware-owej niezbędny jest też software wg którego układ będzie pracował. Kod źródłowy wygenerowano z wykorzystaniem oprogramowania Arduino IDE. Do kodu źródłowego trzeba także dołączyć dwie biblioteki: Software Serial library, która umożliwi transfer danych do modułu GSM (który wyśle wiadomość informującą o alercie), a także Servo library (które jest odpowiedzialne za natychmiastowe zamknięcie zaworu odcinającego dopływ gazu).

W kodzie źródłowym należy na samym początku zdefiniować i nazwać zmienne przydzielone wszystkim wykorzystanym pinom wejścia i wyjścia na płytce Arduino. Następnie należy wybrać standardową prędkość transmisji szeregowej wg której mikrokontroler komunikuje się z modułem GSM SIM9000A. Po skompletowaniu ustawień setup-u, należy utworzyć pętlę programową, w której system będzie monitorował status czujnika ulatniającego się gazu.

REKLAMA



eprasa.pl 975b2f959b

Jeśli sensor wykryje niebezpieczne stężenie gazu w powietrzu, informuje o tym stanem logicznym na wejściu cyfrowym D3 płytki Arduino. Reakcją mikrokontrolera powinny być dwie czynności: natychmiastowe uruchomienie serwa, który powinien odciąć dopływ gazu na butli, oraz przesłanie wiadomości do modułu GSM, który wyśle ją na wskazany numer telefonu komórkowego. Można także dołączyć dodatkowe elementy ostrzegawcze jak syrenę alarmową lub przynajmniej buzzer i/lub sygnalizację świetlną. Takie wyjścia powinny być zadeklarowane w programie kodu źródłowego, którego „zrzut ekranowy" widzimy na **rysunku 3**. Procedura załadowania programu do pamięci mikrokontrolera na Arduino jest standardowa. W oprogramowaniu Arduino IDE należy wybrać właściwy port COM oraz zastosowaną wersję płytki Arduino. Po wykonaniu czynności softwareowych, należy zmontować system zgodnie ze schematem na **rysunku 4** lub **5**.

Opis układu i jego działanie

Na schemacie ideowym pokazano dwie wersje zaproponowane przez autora. W wersji z rysunku 4 sygnał ostrzegawczy generowany jest przez względnie cichy buzzer i diodę LED. W wersji z rysunku 5 można podłączyć sygnalizację bardziej energochłonną. W tym celu zastosowano przekaźnik z driverem w postaci układu scalonego ULN2003. Część programowa dla obu wersji jest jednakowa. Kluczowymi podzespołami w tym projekcie są moduły czujnika rozpoznającego obecność gazu MQ2 lub MQ6, oraz nadajnik GSM SIM900A. Istotnym podzespołem jest też servo-motor o dużym momencie siły, który potrafi skutecznie zakręcić główny zawór na butli gazowej. Buzzer i dioda LED pełnią także funkcję ostrzegawczą.

Struktura pracy układu jest prosta i zgodna z oczekiwaniami. Kiedy tylko czujnik rozpozna ulatniający się gaz, reakcja Arduino jest trzy-torowa:

1. W pierwszej kolejności uruchomienie serwo-motoru który zakręci zawór główny
2. Wysłanie powiadomienia za pośrednictwem modułu GSM SIM900A
3. Uruchomienie alertu dźwiękowego i optycznego (buzzer, syrena alarmowa, elektroniczny dzwon itp.)

Konstrukcja układu i testowanie jego pracy

Układ można zmontować na uniwersalnej płytce PCB lub nawet na płytce stykowej. Można skorzystać ze schematu na rysunku 4 lub 5, w zależności jaką wersję wybierzemy. Wcześniej jednak trzeba



Rysunek 6. Połączenie serwa z zaworem głównym



Rysunek 7. Zmontowany układ poddany testom

załadować kod źródłowy programu do Arduino. Najważniejszą częścią instalacji będzie prawdopodobnie poprawny montaż serwa odcinającego dopływ gazu na zaworze głównym. Tą część wyeksponowano na **rysunku 6**. Na **rysunku 7** pokazano zmontowaną całość układu i poddaną testom.

Po wgraniu software-u i zmontowaniu układu należy podłączyć zasilanie 5 V z wykorzystaniem typowego zasilacza sieciowego. Dla celu przetestowania pracy układu należy odkręcić gaz np. z palnika bez uruchomienia zapłonu i czujnik zbliżyć w okolice ulatniającego się gazu. Reakcją powinno być natychmiastowe odcięcie dopływu gazu na zaworze głównym. Równocześnie powinieneś dostać powiadomienie na wskazany numer telefonu oraz powinien rozlec się alert z buzzera, jak również powinna zaświecić dioda LED informująca o niebezpieczeństwie.

Uwaga Redakcji „Electronics For You":

Układ który poddaliśmy testom był zmontowany wg wersji schematu z rysunku 4. Czyli ze skromną sygnalizacją dźwiękową buzzerem i diodą LED. Na rysunku 5 jest niewielka modyfikacja umożliwiająca podłączenie głośnej sygnalizacji przez przekaźnik. Różnica w ramach obwodu sterującego polega na zastosowaniu drivera ULN2003 na wyjściu cyfrowym D13 (w miejsce buzzera B1).

Bieżący projekt nie jest skomplikowany, a może okazać się bardzo ważny ze względów bezpieczeństwa. Zarówno z uwagi na bezpieczeństwo osób jak i mienia. Główne korzyści można wypunktować następująco:

Wykrycie zdarzenia ulatniającego się gazu

Natychmiastowe i automatyczne odcięcie dopływu gazu na zaworze głównym ; co może być „zresetowane" jedynie przez obsługę

Indykacja akustyczna i optyczna zdarzenia oraz przesłanie wiadomości na wybrany nr telefonu.■

Rakesh Jain

Ten artykuł był wcześniej opublikowany na łamach „EFY", sierpień 2023 (efymag.com)

Od Redakcji EdW: butle gazowe mogą różnic się między sobą własną konstrukcją, a sterowanie ich zaworami może przysporzyć sporo trudności przed czym kategorycznie przestrzegamy naszych Czytelników. Sam artykuł ma charakter czysto edukacyjny i stanowi przedruk z innego czasopisma. Pod żadnym pozorem nie może stanowić instruktażu ani zachęty sterowania butlą z gazem.

Wczesne sygnalizowanie ulatniającego się gazu, powiadomienia zdalne, są jak najbardziej w porządku (dodatkowe zabezpieczenie), jednak powierzanie odpowiedzialnego zadania jak zakręcanie butli z gazem amatorskim konstrukcjom, może się przełożyć na zbyt duże i złudne poczucie bezpieczeństwa względem wdrożonego poziomu ochrony, obniżając ogólny jego poziom. Należy mieć na uwadze, że w pomieszczeniu o wysokim poziomie ulatniającego się gazu już samo zadziałanie przekaźnika (ewentualna iskra na jego styku) może wywołać eksplozję gazu. Apeluję o ograniczone zaufanie do elektroniki a tym bardziej amatorskich konstrukcji mechanicznych. Żaden system nie może również zastąpić obowiązujących przepisów, zasad BHP i zdrowego rozsądku.

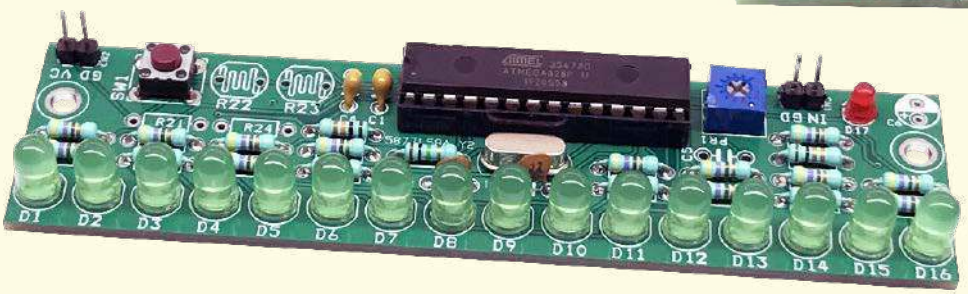
eprasa.pl 975b2f959b

Przedstawiamy początkowe fragmenty dwóch projektów ze zbioru kilkudziesięciu projektów dostępnych wyłącznie dla prenumeratorów EdW w rubryce DIY PLUS na **www.elportal.pl**. W rubryce DIY PLUS zamieszczamy aktualnie najciekawsze projekty publikowane w Internecie w formule open source. Prenumeratorów EdW zapraszamy do zapoznania się na **www.elportal.pl** z niezwykle inspirującymi zasobami rubryki DIY PLUS.

Wysokowydajny monofoniczny wzmacniacz audio klasy D o mocy 20 W



Jest to wysokowydajny monofoniczny wzmacniacz audio klasy D o mocy 20 W, zaprojektowany do zasilania głośników o impedancji zaledwie 4 omów w konfiguracji z obciążeniem mostkowym. Ze względu na niskie rozpraszanie mocy i wysoką sprawność do 90%, moduł nie wymaga radiatora. Projekt został zbudowany przy użyciu układu PAM8320, który posiada zabezpieczenie przed zwarciem, wyłączenie termiczne, zabezpieczenie przed przepięciem i blokadę podnapięciową. Na wyjściu połączenia głośnikowego znajduje się ferrytowy koralik w celu wyeliminowania zakłóceń elektromagnetycznych. Podłącz SD do stanu wysokiego, a MUTE do stanu niskiego, aby uzyskać normalne działanie.



Monitorowanie poziomu cieczy za pomocą czujnika ciśnienia – wyświetlacz słupkowy

Ten projekt umożliwia użytkownikom monitorowanie poziomu cieczy na wyświetlaczu słupkowym. Poziom cieczy jest mierzony za pomocą czujnika ciśnienia, czujnik jest umieszczony na górze zbiornika i jest podłączony do otwartej rurki, która jest zanurzona w zbiorniku wody. Ilość wody w zbiorniku wytwarza proporcjonalny nacisk na czujnik poprzez powietrze uwięzione w rurce. Czujnik ciśnienia wytwarza równoważne napięcie wyjściowe. Napięcie to jest monitorowane przez przetwornik ADC mikrokontrolera ATMEGA328 i wyświetlane na wykresie słupkowym 16 diod LED podłączonych do pinów I/O mikrokontrolera. Projekt oparty jest na mikrokontrolerze kompatybilnym z Arduino. Przykładowy kod został napisany przy użyciu Arduino IDE i znajduje się poniżej. Ten projekt może mierzyć poziom wody do 100 cm (1 m). Użytkownicy mogą używać innych kolorów diod LED. Potencjometr trymera PR1 jest opcjonalny do innych zastosowań, należy go obrócić o pełną wartość CW.

Niektóre projekty aktualnie dostępne tylko dla prenumeratorów EdW w rubryce DIY PLUS na www.elportal.pl:

1. Sterowanie silnikiem DC za pomocą joysticka
2. 16-kanałowy sterownik serwomechanizmów RC z interfejsem I²C
3. Programowalny kondycjoner sygnału z czujnika rezystancyjnego mostkowego
4. 20-segmentowy wyświetlacz słupkowy w rozmiarze jumbo
5. Stacja pogodowa lilygo ttgo t5-4.7 z wyświetlaczem typu e-papier
6. Półprzewodnikowy przekaźnik mocy DC z prądowym sprzężeniem zwrotnym
7. Wyłącznik nadprądowy – przekaźnik wyłączający nadprądowy
8. Uniwersalny konwerter napięcia AC – wyjście 18 V DC z wejścia 85...265 V AC
9. Moduł procesora echa głosu – urządzenie opóźniające do efektów dźwiękowych, echo, reverb
10. Najlepszy sposób na próbkowanie dźwięku za pomocą ESP32
11. Sterownik silnika krokowego z joystickiem
12. Choinka z Arduino i pikselowymi diodami
13. RPi – stacja pogodowa IoT
14. Niskobudżetowy monitor jakości powietrza IoT oparty o RaspberryPi 4
15. Automatyczny system ogrodniczy z NodeMCU i Blynk, ArduFarmBot 2
16. TinyML – Rozpoznawanie ruchu przy pomocy Raspberry Pi Pico
17. Wzmacniacz piezoelektryczny do gitary i skrzypiec
18. Wysokowydajny i niezawodny sterownik bipolarnego silnika krokowego
19. Sterownik silnika prądu stałego z wykorzystaniem przekaźnika i mosfetu – interfejs Arduino
20. Przedwzmacniacz do mikrofonu MEMS
21. Super prosty czuły wykrywacz metali
22. Stymulator czaszkowy Arduino (Bio-BrainTuner)
23. Generator sygnałów AD9833
24. Obserwacja charakterystyk tranzystora
25. Wyświetlacz EKG z użyciem Arduino
26. Łatwy do zbudowania robot kroczący
27. Sonarowy theremin MIDI
28. Zamek elektroniczny na kod
29. Prosty tester tranzystorów
30. Zegar binarny z użyciem Microbit
31. Przetwornik częstotliwości na napięcie (tachometr) – przetwornik częstotliwości na napięcie z czujnikiem magnetycznym o zmiennej reluktancji
32. Izolowany obwód wykrywania napięcia 250 V AC z pojedynczym wyjściem (wejście 250 V prądu przemiennego, wyjście 5 V)

Miesięcznik „**Elektronika dla Wszystkich**”
(12 numerów w roku) jest wydawany we współpracy z kilkoma redakcjami zagranicznymi

Wydawnictwo:
AVT-Korporacja Sp. z o.o.
03-197 Warszawa, ul. Leszczynowa 11
tel. 22 257 84 99, e-mail: avt@avt.pl

Wydawca:
Wiesław Marciniak

Adres redakcji:
03-197 Warszawa, ul. Leszczynowa 11
e-mail: edw@elportal.pl, www.elportal.pl

Redaktor merytoryczny:
Mariusz Ciszewski, Paweł Sujko

Dział Reklamy:
Katarzyna Gugała
katarzyna.gugala@elportal.pl, tel. 22 257 84 64

Szef Pracowni Konstrukcyjnej:
Jakub Sobański
jakub.sobanski@elportal.pl

DTP, okładka, redakcja strony internetowej www.elportal.pl:
MAD Sp. z o.o.

Prenumerata:
W Wydawnictwie AVT, e-mail: prenumerata@avt.pl
tel. 22 257 84 22, (godz. 10:00–14:00)

W RUCH S.A., e-mail: prenumerata@ruch.com.pl
tel. 801 800 803, 22 717 59 59, www.prenumerata.ruch.com.pl

Copyright AVT-Korporacja Sp. z o.o., Warszawa, ul. Leszczynowa 11. Projekty publikowane w „Elektronice dla Wszystkich” mogą być wykorzystywane wyłącznie do własnych potrzeb. Korzystanie z tych projektów do innych celów, zwłaszcza do działalności zarobkowej, wymaga zgody redakcji „Elektroniki dla Wszystkich”. Przedruk oraz umieszczanie na stronach internetowych całości lub fragmentów publikacji zamieszczanych w „Elektronice dla Wszystkich” jest dozwolone wyłącznie po uzyskaniu pisemnej zgody redakcji. Redakcja nie odpowiada za treść reklam i ogłoszeń zamieszczanych w „Elektronice dla Wszystkich”.

eprasa.pl 975b2f959b

PCBWay

Prosty sposób na prototyp PCB

Kompleksowe usługi prototypowania PCB

Nawet do 60% taniej

Elastyczne obwody drukowane

Specjalna cena - tylko

$46.74

Obwody FPC 1- i 2-warstwowe

- Ilość sztuk w zamówieniu: 1...5
- Rozmiary: do 5 × 5 cm
- Grubość: 0,1 mm
- Pokrycie: złoto immersyjne (ENIG)





O PCBWay:

PCBWay to dostawca usług w zakresie produkcji płytek drukowanych, montażu PCB oraz integracji produktów końcowych. W czasie ponad 10 lat rynkowej obecności firma osiągnęła czołową pozycję w branży.

Adres URL:
www.pcbway.com

Poczta:
service@pcbway.com

eprasa.pl 975b2f959b