elportal.pl – hub elektroników konstruktorów
coraz potężniejszy

ELEKTRONIKA dla wszystkich

nr 11/2022 (322) • listopad • www.elportal.pl

DIY PLUS
tylko dla prenumeratorów

Uniwersalne zabezpieczenie głośników



PROJEKTY dla elektroników

- Przedwzmacniacz z regulacją barwy dźwięku o ultraniskich zniekształceniach
- Frezarka CNC, część 9
- Regulator obrotów silników DC: 12 do 60 V przy 40 A, część 2

DIY dla wszystkich

- Projekt sterownika klawiatury matrycowej dla mikrokontrolerów wykorzystujący przerwania
- Dwudziestodiodowy migacz z wykorzystaniem Arduino Nano
- System inteligentnego zamka z wykorzystaniem jednorazowych haseł

TUTORIALE

- Szkoła Konstruktorów
- Zrozumieć tranzystory bipolarne, część 4
- Silniki indukcyjne, część 5
- Zasilanie do twojego projektu, część 8. Akumulatory
- KiCad 6, część 3. Edytor symboli i footprintów
- Nakrętki i śruby w głośniku, część 1
- Prosty zasilacz warsztatowy o szerokim zakresie napięcia i prądu
- Protel 99 SE dwadzieścia lat później
- Pokój nauczycielski

16,90 zł (w tym 8% VAT)
ISSN 1425-1698 Indeks 33362X
11
9 771425 169221



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 f8592ad359

INTERESUJESZ SIĘ **ELEKTRONIKĄ** LUB **TECHNIKĄ?**



SIĘGNIJ PO DUŻĄ DAWKĘ SPECJALISTYCZNEJ WIEDZY!

WWW.ULUBIONYKIOSK.PL

eprasa.pl f8592ac359

Zaprenumeruj „Elektronikę dla Wszystkich”, a zawsze dostaniesz najnowszy numer wprost do Twojej skrzynki!



na start do 6* wydań gratis

po 5 latach nieprzerwanej prenumeraty do 12* wydań gratis

DIY PLUS tylko dla prenumeratorów

Tylko prenumeratorzy mają dostęp do inspirujących projektów w zbiorze DIY PLUS na www.elportal.pl

* Cena prenumeraty rocznej **na start** wynosi 185,90 zł. Przy zamówieniu prenumeraty dwuletniej za 304,20 zł oszczędność wynosi równowartość sześciu wydań „Elektroniki dla Wszystkich”.
Przedłużasz prenumeratę? Aby otrzymać zniżkę lojalnościową, przedłuż prenumeratę po zalogowaniu się do swojego panelu na **www.ulubionykiosk.pl**, gdzie znajdziesz atrakcyjną ofertę prenumeraty, która uwzględnia przysługujące Ci zniżki za lojalność. Po 5 latach nieprzerwanej prenumeraty otrzymasz **rabat 50%** na prenumeratę dwuletnią.
Oferta dotyczy prenumeraty drukowanej.

Wszystkie opcje prenumeraty i e-prenumeraty znajdziesz na stronie www.UlubionyKiosk.pl

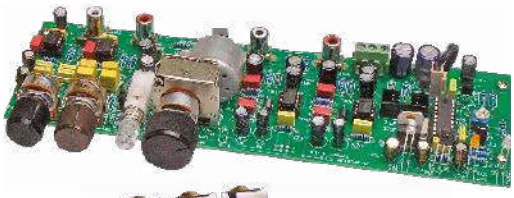
Po opłaceniu prenumeraty przyślemy Ci kod dostępu do projektów DIY plus na www.elportal.pl

prenumerata@avt.pl
AVT-Korporacja sp. z o.o., ul. Leszczynowa 11, 03-197 Warszawa,
konto 18 1050 1012 1000 0024 3173 1013

eprasa.pl f8592ac359

ELEKTRONIKA dla wszystkich

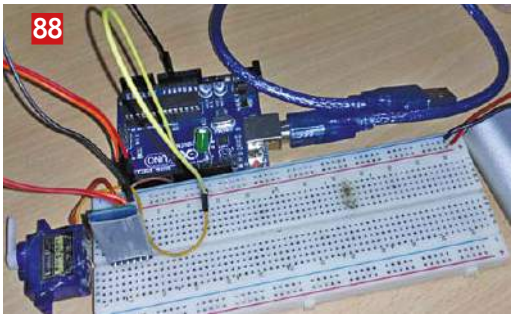
listopad 2022 • 11 (322)











Projekty dla elektroników:

Przedwzmacniacz z regulacją barwy dźwięku o ultraniskich zniekształceniach 8
Uniwersalne zabezpieczenie głośników 21
Frezarka CNC, część 9 32
Regulator obrotów silników DC: 12 do 60 V przy 40 A, część 2 34

Tutoriale:

Szkoła Konstruktorów 40
Zrozumieć tranzystory bipolarne, część 4 49
Silniki indukcyjne, część 5 54
Zasilanie do twojego projektu, część 8. Akumulatory 56
KiCad 6, część 3. Edytor symboli i footprintów 64
Nakrętki i śruby w głośniku, część 1 66
Prosty zasilacz warsztatowy o szerokim zakresie napięcia i prądu 71
Protel 99 SE dwadzieścia lat później 76
Pokój Nauczycielski:
– Dwukierunkowe sterowanie silnikiem prądu stałego za pomocą pilota TV 78
– Automatyczny wyłącznik schodowy oświetlenia LED-owego 80

DIY dla wszystkich:

Projekt sterownika klawiatury matrycowej dla mikrokontrolerów wykorzystujący przerwania 82
Dwudziestodiodowy migacz z wykorzystaniem Arduino Nano 86
System inteligentnego zamka z wykorzystaniem jednorazowych haseł 88

DIY PLUS

Niskobudżetowy monitor jakości powietrza IoT oparty o RaspberryPi 4 89
RPi – stacja pogodowa IoT 89

Rubryki stałe:

Prenumerata 3
Od wydawcy 5
Poczta 6

eprasa.pl f8592ac359

A za miesiąc w grudniowym EdW



- **Uniwersalny ściemniacz światła**
  Na rynku dominują ściemniacze światła o działaniu manualnym na pokrętło, choć są też dotykowe do lamp LED. W artykule proponujemy dotykowy ściemniacz uniwersalny, działający dla wszystkich rodzajów źródeł światła, zarówno LED i halogenowych, jak też żarowych. Układ może być sterowany zdalnie pilotem na podczerwień. Łatwa konstrukcja, nowoczesna forma i prostota podłączenia do instalacji to zalety, które skuszą wielu Czytelników EdW do wykonania tego projektu.
- **Ultraniskoszumny przedwzmacniacz stereo, część 2**
  Projekt ultraniskoszumnego przedwzmacniacza stereo, wyróżniony w listopadowym EdW jako temat otwierający numer, zapewne wpisze się na listę hitów. W drugiej części artykułu przedstawiamy rozwiązanie selektora wejść i bloku zasilania. Mamy więc komplet informacji niezbędnych do zbudowania przedwzmacniacza stereo o tak niskim, że praktycznie niemierzalnym poziomie szumów i zniekształceń.
- **Jak zwiększyć zasięg pilota 433 MHz**
  Powszechnie używane zdalne sterowanie bramą, działające na częstotliwości 433 MHz, ma ograniczony zasięg. Przy znacznej odległości od odbiornika lub przy istniejących przeszkodach (pagórek, drzewo, budowla) między nadajnikiem i odbiornikiem mogą wystąpić trudności w odbiorze sygnału. Przyczyną ograniczenia zasięgu działania pilota może też być wilgotne powietrze w czasie deszczu lub mgły. Rozwiązaniem tych problemów może być zastosowanie retransmitera opisanego w tym projekcie. Pozwoli on na pokonanie przeszkód w transmisji sygnału lub po prostu zwiększy dwukrotnie zasięg zdalnego sterowania bramy (lub innego urządzenia sterowanego pilotem na 433 MHz).
- Plus zwykła porcja intrygujących projektów DIY.
- Plus wiele artykułów w Twoich ulubionych cyklach Tutoriali, w tym polecamy szczególnie nową rubrykę „Pokój Nauczycielski”.

W kioskach od 29 listopada

Elportal.pl

Minął rok od uruchomienia strony internetowej **www.elportal.pl**.

Jak to rok? – zdziwi się pewnie niejeden Czytelnik EdW, przecież znam tę stronę od ponad 20 lat. To prawda, ćwierć wieku temu powstał serwis elportal.pl, służący jako wsparcie dla miesięcznika „Elektronika dla Wszystkich”. W zeszłym roku zapadła decyzja, by domenę elportal.pl przeznaczyć dla większych zadań, a funkcję wspierania EdW realizować na stronie **edw.elportal.pl**, przechowującej numery archiwalne i materiały dodatkowe do artykułów publikowanych w EdW. A cóż to za „większe zadania”, którym teraz ma służyć domena elportal.pl?

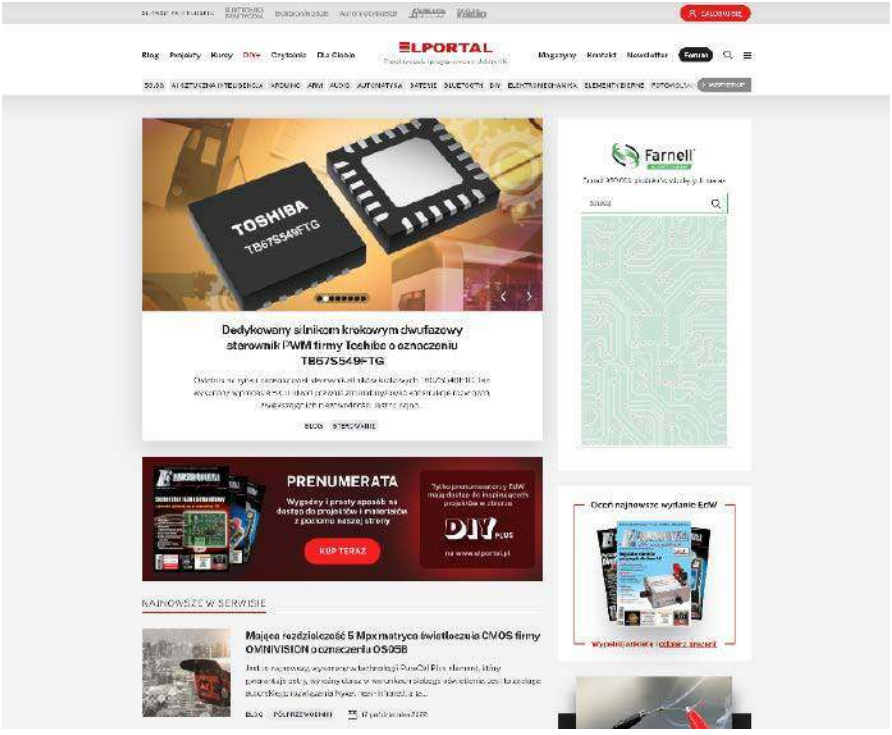
Otóż zgodnie z nazwą jest to obecnie prawdziwy portal, potężny serwis obejmujący dziedzinę **programowania i projektowania elektroniki**. Jest to prawdziwy hub, na którym koncentruje się cała wiedza użyteczna dla elektroników konstruktorów, zarówno projektujących urządzenia konwencjonalnej elektroniki **lutowanej**, jak i opracowujących projekty soft, czyli konstruujących **bez lutownicy** poprzez programowanie gotowych modułów mikrokomputerowych (Arduino, Raspberry Pi, FPGA, itp.). Elportal czerpie wiedzę zarówno z czasopism wydawanych przez AVT („Elektronika dla Wszystkich” i „Elektronika Praktyczna”), jak i z czołowych na świecie serwisów/blogów internetowych, z którymi Redakcja Elportalu nawiązuje współpracę. Ponadto, codziennie pojawia się na Elportalu kilka **doniesień agencyjnych** o najnowszych podzespołach, narzędziach, rozwiązaniach oferowanych na rynku dla projektantów urządzeń elektronicznych. Ciągły, **codzienny strumień** wpływających materiałów owocuje gwałtownym wzrostem popularności Elportalu. Liczba użytkowników podwaja się co kwartał. Wielu użytkowników ma już nawyk codziennego śledzenia nowości na Elportalu. Zasoby materiałów już są pokaźne i błyskawicznie rosną. Liczba opublikowanych **projektów** zbliża się już do tysiąca, w tym niemal 200 najbardziej popularnych kitów AVT. Jest wiele świetnych kursów.

Uwadze Czytelników EdW chciałbym szczególnie polecić kurs **Repetytorium Elektroniki Użytkowej**, zawierający **100** odcinków tematycznych. Elementarna wiedza o podzespołach, akcesoriach i urządzeniach elektronicznych przekazana jest w tym kursie przystępnie dla początkujących adeptów elektroniki, ale również zaawansowani elektronicy doceniają możliwość przypomnienia sobie niektórych tematów.

Dużym zainteresowaniem cieszy się **rubryka Dla Ciebie**, w której firmy rozdają bezpłatne próbki produktów wprowadzanych na rynek. Zajrzyj, może jest też coś dla Ciebie. Być może dołączysz do grona użytkowników odwiedzających Elportal codziennie.

Ten serwis uzależnia. Pamiętaj. Uprzedzałem.

Wiesław Marciniak



eprasa.pl f8592ac359

Poczta

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

Trudno dostępna EdW

Dzień dobry,

W tym miesiącu miałem duże trudności z zakupem EdW. Wszędzie mówiono, że to, co dostali, zostało wyprzedane. Czy sprzedaż wzrosła w ostatnim czasie?

W dawnych czasach, gdy jeszcze poczta przyjeżdżała regularnie, prenumerowałem „Młodego Technika”. Teraz niestety poczta odwiedza mnie sporadycznie, co zniechęca mnie do prenumeraty (byłbym zapewne ostatnim w województwie, który zobaczyłby najnowszy numer). Czy rozważacie może innego dostawcę prenumeraty poza pocztą?

Pozdrawiam

Mateusz

Red. Prenumeratę wysyłamy pocztą, listem standardowym nierejestrowanym. Niestety nie mamy na dzień dzisiejszy lepszej alternatywy, gdyż dostawca zapewnia dostarczanie listu do każdej skrzynki pocztowej w kraju.

Nasze wydawnictwo pokrywa koszty wysyłki prenumeraty zwykłym listem.

Istnieje jednak możliwość, byśmy nadawali korespondencję przesyłką rejestrowaną:

- listem poleconym – dopłata do każdej przesyłki wynosi 2,83 zł, co w skali roku stanowi dopłatę do prenumeraty 33,96 zł
- przesyłką kurierską Pocztex48 – dopłata do każdej przesyłki wynosi 10,75 zł lub w skali roku 129,00 zł.

Patronat AVT

We wrześniowym wydaniu EdW zamieściliśmy list naszej redakcji do szkół z propozycją PATRONATU AVT nad kołami zainteresowań technicznych w szkołach o różnym profilu. Udział szkół w programie PATRONAT AVT jest całkowicie bezpłatny, a szkoły objęte tym patronatem korzystają z różnych benefitów, takich jak bezpłatne prenumeraty, darmowe pakiety próbne kitów AVT, itp. Największe zainteresowanie wywołał konkurs na najlepszy film prezentujący kity AVT. Otrzymaliśmy dziesiątki zgłoszeń szkół do PATRONATU AVT. Obok publikujemy listę szkół, które się zgłosiły według stanu na początku października. Może ta lista posłuży szkołom do nawiązania kontaktów między zespołami pasjonatów elektroniki w różnych szkołach.

W listach od szkół otrzymaliśmy wiele uwag i pytań. Oto kilka dla przykładu:

– Gratuluję pomysłu, choć wato byłoby spojrzeć na podstawę technika elektronika i dostosować zestawy ćwiczeniowe do przedmiotu elektrotechnika i elektronika.

– Jaki jest termin oddania gotowych filmów?

– Jesteśmy zainteresowani udziałem w konkursie na filmy o kitach AVT (uczniowie będą musieli jednak wyrazić zgodę na udział w filmie).

– Czy ewentualnie istnieje opcja stałej współpracy?

– Może mają Państwo jakiś baner do powieszenia w pracowni?

Odpowiedzi na różne pytania pojawią się w toku współpracy AVT ze szkołami.

Zaczniemy od tego, że wszystkie szkoły, które wyraziły zainteresowanie poszczególnymi propozycjami zawartymi w naszym liście, na przełomie października i listopada otrzymają od nas:

– folder prezentujący asortyment zestawów DIY do lutowania,

– darmowy pakiet próbny kitów AVT, zawierający 3 kity serii AVTEDU,

– regulamin konkursu na najlepszy film prezentujący kity AVT.

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.

- Górnośląskie Centrum Edukacyjne im. Marii Skłodowskiej-Curie w Gliwicach, 44-100 Gliwice, Okrzei 20
- Regionalne Centrum Edukacji Zawodowej w Biłgoraju, 23-400 Biłgoraj, Kościuszki 98
- Regionalne Centrum Edukacji Zawodowej w Lubartowie, 21-100 Lubartów, 1 Maja 82
- Techniczne Zakłady Naukowe w Dąbrowie Górniczej, 41-300 Dąbrowa Górnicza, Zawidzkiej 10
- 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 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 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 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 10 im. Prof. Janusza Groszkowskiego w Zabrzu, 41-807 Zabrze, Chopina 26
- 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 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 w Kolbuszowej, 36-100 Kolbuszowa, Bytnara 2
- Zespół Szkół w Błażowej, 36-030 Błażowa, Kowala 3
- 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

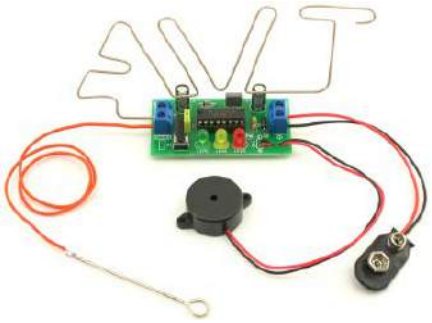
eprasa.pl f8592ac359

Najbardziej popularne kity AVT

Zobacz ranking TOP-100 najbardziej popularnych kitów AVT na https://elportal.pl/kityavt



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



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



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



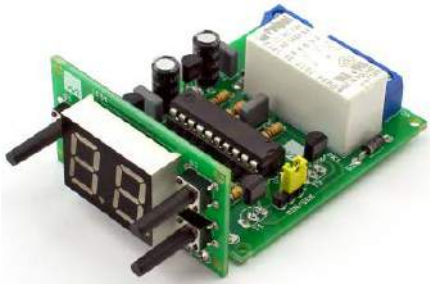
AVT5540 Radio FM z RDS
https://sklep.avt.pl/avt5540.html



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



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



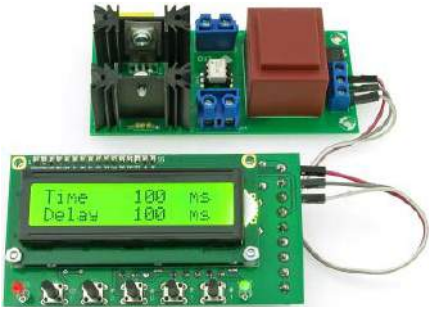
AVT3200 Uniwersalny timer 0 do 99 min.
https://sklep.avt.pl/avt3200.html



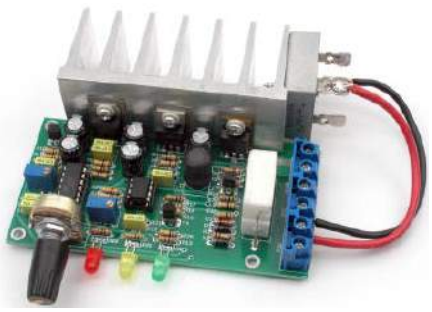
AVT990 Automatyczny włącznik świateł
https://sklep.avt.pl/avt990.html



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



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



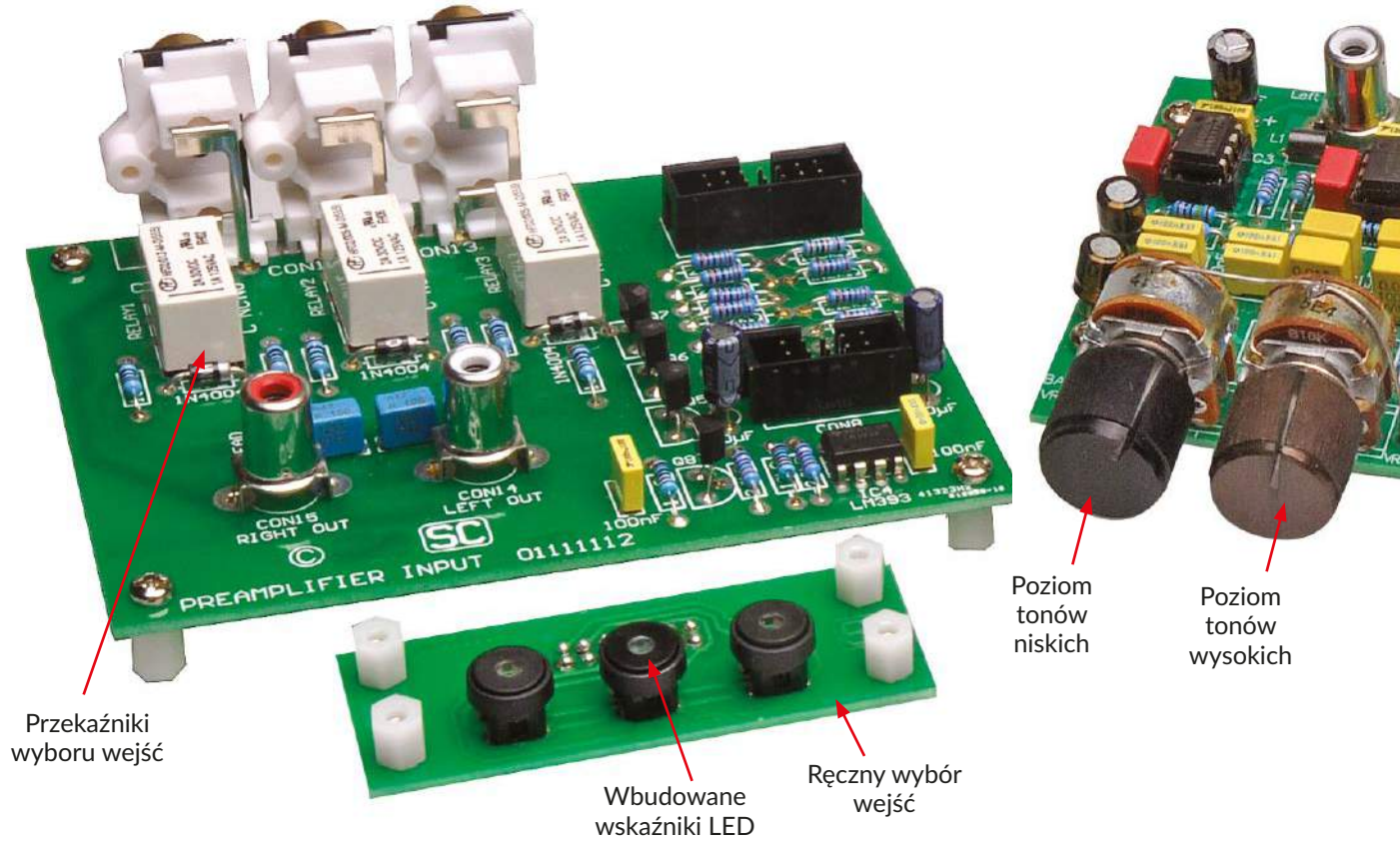
AVT3120 Automatyczna ładowarka akumulatorów ołowiowych
https://sklep.avt.pl/avt3120.html



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

Pełna oferta na: sklep.avt.pl

eprasa.pl f8592ac359



Przedwzmacniacz z regulacją barwy dźwięku o ultraniskich zniekształceniach

Prosiliście o to: i oto jest! Na podstawie opisu w Silicon Chip w listopadzie/grudniu 2011 powstało wiele setek – jak nie tysięcy – przedwzmacniaczy stereofonicznych o bardzo niskim poziomie zniekształceń i szumów. Jednak ciągle pojawiała się jedna prośba: jak dodać regulację barwy dźwięku? Dlatego nowa wersja nie tylko dysponuje regulacją barwy dźwięku, ale dzięki nowocześniejszym komponentom cechuje się o 25% lepszymi osiągami. Już tylko to zachęca do budowy – ale dodaliśmy także zdalną regulację głośności na podczerwień, przełączanie wejść i wyciszanie. Poznaj nasz przedwzmacniacz Ultra Low Distortion Preamp model 2019!

Ten wysokiej jakości stereofoniczny przedwzmacniacz o niskim poziomie szumów i zniekształceń może być używany z dowolnymi wzmacniaczami mocy, tworząc wzmacniacz stereofoniczny. Może być również używany jako samodzielny przedwzmacniacz.

Do przełączania pomiędzy trzema oddzielnymi wejściami, regulacji głośności lub tymczasowego wyciszenia wyjścia został użyty tani uniwersalny pilot zdalnego sterowania na podczerwień.

Przedwzmacniacz umożliwia również ręczne ustawianie głośności, poziomu tonów niskich i wysokich oraz ma przyciski do wyboru pomiędzy trzema wejściami stereo. Wskaźniki LED w przyciskach pokazują, które wejście jest aktywne. Posiada również diody LED: sygnalizacji zasilania, potwierdzenia komend IR i wyciszenia. Podsumowując, oferuje on znacznie większe możliwości w stosunku do poprzednich modeli.

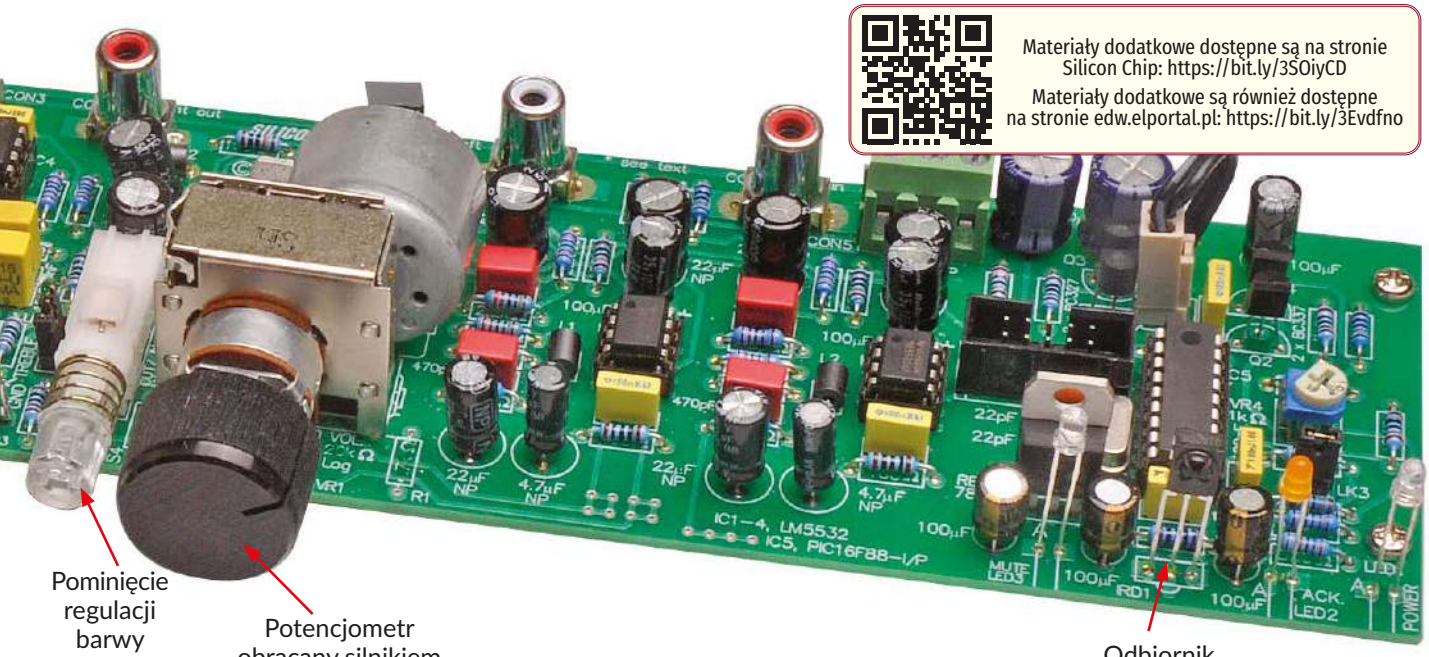
Można go wbudować we wzmacniacz oparty na modułach wzmacniających z serii Ultra-LD, takich jak Ultra-LD Mk.4 (EdW: maj-lipiec 2022 r.); patrz także SC: (www.siliconchip.com.au/Series/289).

Można też wykorzystać łatwe do zbudowania, tanie moduły wzmacniaczy SC200 (styczeń-marzec 2017 r.; www.siliconchip.com.au/Series/308; zestaw Altronics Cat K5157). Albo umieścić go w obudowie i używać z posiadaną końcówką mocy. Wszystko zależy od Ciebie.

Poziom sygnału możesz ustawiać za pośrednictwem pilota IR i obracanego silnikiem potencjometru; jeśli nie chcesz używać pilota, możesz regulować głośność bezpośrednio za pomocą gałki,. Ma on teoretycznie nieskończoną ilość możliwych ustawień głośności,

eprasa.pl f8592ac359

Materiały dodatkowe dostępne są na stronie Silicon Chip: https://bit.ly/3SOiyCD
Materiały dodatkowe są również dostępne na stronie edw.elportal.pl: https://bit.ly/3Evdfno



w przeciwieństwie do większości potencjometrów cyfrowych, które wymuszają ustalone poziomy dźwięku, niekiedy z dużymi krokami.

Ten przedwzmacniacz ma znacznie lepsze parametry niż większość innych. W ciągu ostatniej dekady opublikowaliśmy w Silicon Chip kilka projektów przedwzmacniaczy o bardzo niskim poziomie szumów i zniekształceń, jednak żaden z nich nie miał regulacji barwy dźwięku.

Ten oferuje szeroki zakres regulacji tonów niskich i wysokich, co pozwala na niwelację niedoskonałości głośników, skorygowanie akustyki pomieszczenia lub po prostu na dostosowanie barwy dźwięku do indywidualnych upodobań.

Mimo że parametry są doskonałe, gdy regulatory barwy dźwięku są aktywne, zapewniliśmy możliwość ich ominięcia za pomocą bistabilnego przełącznika typu Isostat („naciśnij, aby włączyć; naciśnij, aby wyłączyć"). Wbudowana dioda LED pokazuje, kiedy regulacja barwy dźwięku jest włączona lub wyłączona.

Przełącznik ten ma trzy zalety. Po pierwsze, gdy chcemy, trudno jest ustawić regulatory barwy dźwięku dokładnie tak, aby charakterystyka była płaska, więc przełącznik zapewnia łatwy sposób osiągnięcia tego celu. Po drugie, zapewnia nieco lepsze osiągi przy wyłączonych regulatorach tonów. I po trzecie, w łatwy sposób można usłyszeć, jaki dokładnie efekt dają regulatory, poprzez ich włączanie i wyłączanie.

Mikrokontroler PIC jest wykorzystywany do zapewnienia funkcji zdalnego sterowania głośnością, wyciszania i wyboru wejścia.

Wybór wejścia odbywa się za pomocą oddzielnej płytki drukowanej, połączonej z głównym przedwzmacniaczem za pomocą 10-żyłowego kabla taśmowego. Jeśli nie potrzebujesz selektora wejść, możesz zbudować urządzenie bez niego.

Mikrokontroler zapamiętuje ostatni wybór wejść, więc wróci do tego samego ustawienia, nawet jeśli zostanie wyłączony i ponownie włączony.

Charakterystyka:

- Bardzo niski poziom szumów i zniekształceń
- Zdalnie sterowany wybór wejść i regulacja głośności z wyciszaniem
- Ręczna regulacja głośności oraz regulatory obcięcia/wzmocnienia tonów niskich i wysokich
- Przełącznik ominięcia regulacji barwy dźwięku
- Minimalne wzajemne oddziaływanie pomiędzy nastawami tonów niskich i wysokich
- Może być używany z każdym wzmacniaczem mocy, w tym z serią Ultra-LD i 20 W wzmacniaczem klasy A
- Zaprojektowany do montażu z przodu obudowy wzmacniacza stereo, ale nadaje się również do użytku jako samodzielny sprzęt audio
- Trzy diody LED sygnalizacji działania modułu
- Zasilanie symetryczne ±15 V DC
- Rozmiar, kształt i układ elementów podobny jak w naszym niskoszumnym przedwzmacniaczu w Silicon Chip z listopada/grudnia 2011 r.

Parametry

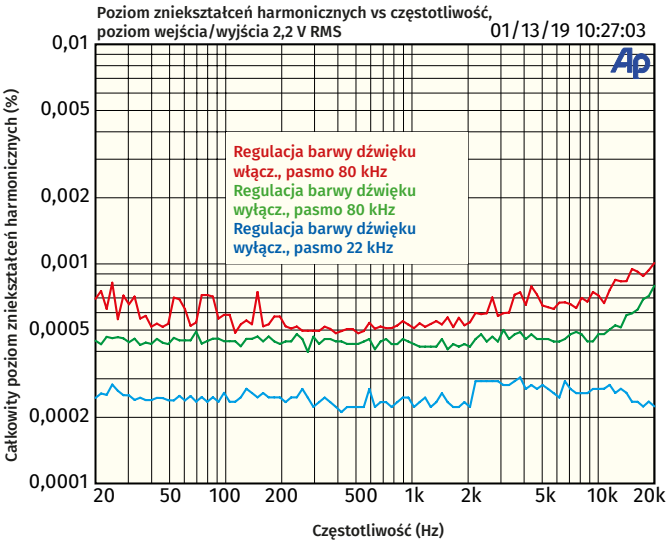
Przedstawiony przedwzmacniacz charakteryzuje się doskonałymi parametrami. Zastosowano w nim niskoszumne wzmacniacze operacyjne o małych zniekształceniach, a ponadto dołożyliśmy wszelkich starań, aby dobrać typy kondensatorów o liniowej charakterystyce i użyć rezystorów o niskich nominałach, gdyż ich wkład w szum termiczny (Johnsona) może wpłynąć na jakość sygnału.

Nieuniknionym jest, że układ korekcji barwy dźwięku, kiedy jest włączony, dodaje trochę szumu do sygnału. Jednak nadal osiągi z włączonymi regulatorami tonów są bardzo dobre, dając współczynnik THD+N (Total Harmonic Distortion + Noise czyli szumy i sumaryczna zawartość zniekształceń) na poziomie zaledwie 0,00054% przy 1 kHz i 0,0007% przy 10 kHz. Dla porównania, przy wyłączonych regulatorach barwy dźwięku, wartości te wynoszą odpowiednio 0,00044% i 0,00048% – patrz **rysunek 1**.

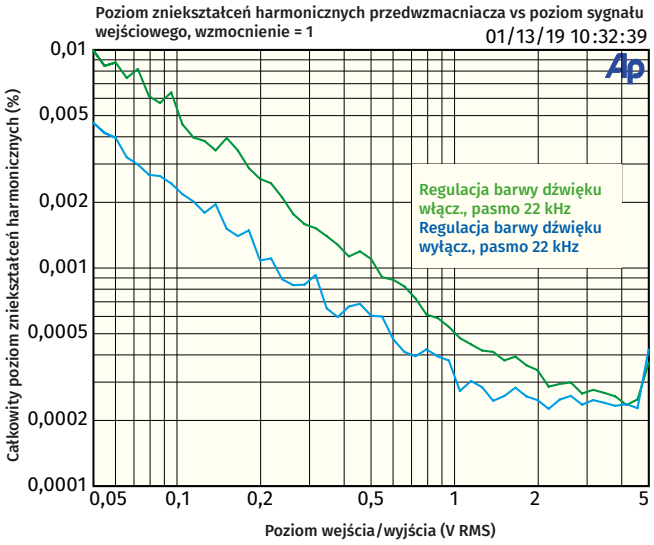
Pomiary te wykonano z pasmem przenoszenia 20 Hz...80 kHz, co jest niezbędne do dokładnego oznaczenia zniekształceń przy wyższych częstotliwościach. Ale taki pomiar zawiera znaczną ilość szumu ultradźwiękowego (tj. w zakresie 20-80 kHz). Rysunek 1 pokazuje, że charakterystyka zakłóceń jest zdominowana przez szum.

Wykonaliśmy więc pomiary z pasmem przenoszenia 20 Hz...22 kHz, pokazane na rysunku 1 na niebiesko, co ujawnia, że prawdziwy, słyszalny poziom zniekształceń

eprasa.pl f8592ac359



Rysunek 1. Zniekształcenia są niezwykle niskie w całym zakresie słyszalnych częstotliwości, niezależnie od tego czy regulatory barwy dźwięku są aktywne czy nie. Jest niewielki wzrost zniekształceń powyżej 10 kHz, ale poniżej tej częstotliwości zniekształcenia są poniżej szumu termicznego.



Rysunek 2. Wykres przedstawia efekt wzrostu poziomu THD w miarę zmniejszania poziomu sygnału wejściowego (głośności), a tym samym poziomu sygnału wyjściowego, stałe zniekształcenia układu stają się proporcjonalnie większe, a więc całkowity poziom zniekształceń harmonicznych wzrasta. Jednak nawet przy bardzo niskich poziomach głośności jest on poniżej 0,01%, czyli będzie niezauważalny.

i szumów jest bliski 0,00025% – to zadziwiająco niska wartość.

Rysunek 3 prezentuje charakterystykę częstotliwościową z regulacją barwy dźwięku w obu skrajnych położeniach oraz z wyłączoną (niebieska krzywa). Pokazuje to, że kiedy nie używamy regulatorów barwy dźwięku, charakterystyka częstotliwościowa jest praktycznie płaska. Na tym wykresie ledwo widać nierównomierność; powiększając go widzimy, że charakterystyka opada tylko o 0,2 dB przy 20 Hz i mniej niż o 0,1 dB przy 20 kHz.

Rysunek 4 pokazuje przesłuch pomiędzy kanałami, który typowo jest mniejszy niż –80 dB, oraz przesłuch pomiędzy sąsiadującymi wejściami, typowo około –100 dB. Wzajemne tłumienie pomiędzy kanałami i wejściami jest więc bardzo dobre. Szczególnie dobry jest stosunek sygnału do szumu; ponad 120 dB przy sygnale wejściowym 2,2 V RMS (wartości skutecznej, typowym dla odtwarzaczy CD/DVD/Blu-ray), wyłączonych regulatorach barwy dźwięku i przy potencjometrze ustawionym na 0 dB wzmocnienia.

Podsumowując, możesz mieć pewność, że użycie tego przedwzmacniacza nie wpłynie negatywnie na przesyłane przezeń sygnały audio, niezależnie od tego, czy używasz regulatorów barwy dźwięku, czy je ominiesz.

Dobór kondensatorów i potencjometrów

Wspomnieliśmy wcześniej, że używamy kondensatorów o charakterystyce liniowej (pojemności w funkcji napięcia i częstotliwości) tam, gdzie jest to ważne, a także utrzymujemy niskie wartości rezystancji, aby zminimalizować szum termiczny.

W przypadku kondensatorów o pojemnościach od 10 nF do 100 nF, zastosowaliśmy kondensatory poliestrowe (dielektryk polimerowy) typu MKT. Podczas gdy poliester nie ma tak liniowej charakterystyki jak dielektryk polipropylenowy czy polistyrenowy, żaden z tych kondensatorów nie jest na tyle krytyczny, aby spowodować mierzalny wzrost zniekształceń, co pokazują nasze wykresy parametrów.

Istnieją jednak kondensatory o wartościach poniżej 1 nF, gdzie dielektryk ma znaczenie, i to stwarza pewną trudność, ponieważ kondensatory MKT o wartościach poniżej 1 nF nie są szczególnie łatwe do nabycia.

Jednak znaleźliśmy je (patrz wykaz elementów) i to ich użyliśmy w naszym prototypie, z dobrym rezultatem.

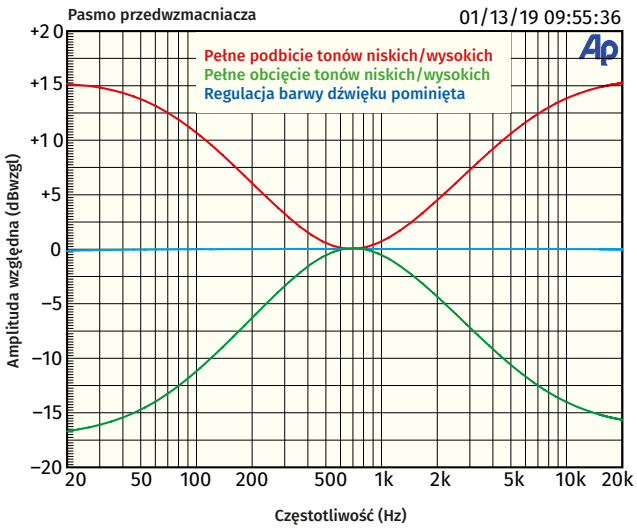
Jeśli zamiast nich możesz kupić kondensatory MKP (polipropylenowe), z pewnością sprawdzą się dobrze i zachęcamy do tego. Ale wspomnieliśmy też o możliwości zastosowania ceramiki NP0. Testowaliśmy je w przeszłości i stwierdziliśmy, że są tak samo dobre, jak kondensatory z najlepszymi dielektrykami polimerowymi, w sytuacjach, w których liniowość jest krytyczna.

Należy jednak uważać, ponieważ wiele kondensatorów ceramicznych nie jest typu NP0 (znanego również jako C0G), zwłaszcza o wartościach powyżej 100 pF. **Rysunek 5** pokazuje wykres zniekształceń dla prostego filtra dolnoprzepustowego, porównujący użyte dwa kondensatory o tej samej pojemności, jeden polipropylenowy i jeden ceramiczny (ale nie NP0/C0G). Jak widać, kondensator ceramiczny generuje dużo większe zniekształcenia. Więc

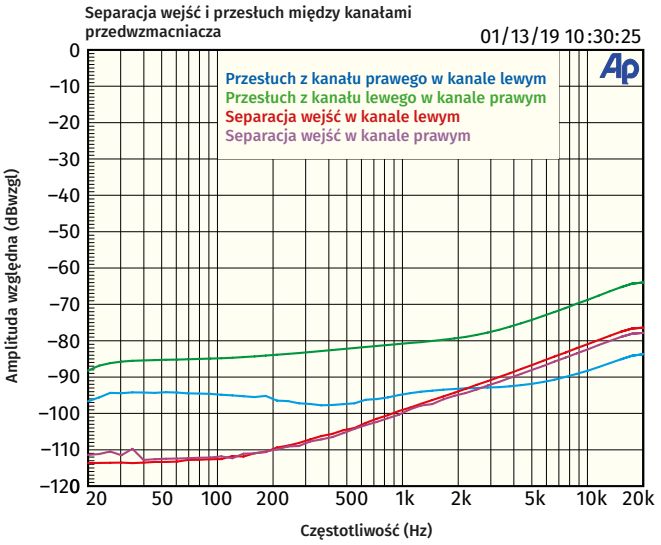
Specyfikacja (2,2 V wartości skutecznej (RMS) na wejściu/wyjściu, pasmo 20 kHz, chyba że podano inaczej):

Pasmo przenoszenia:	płaskie od 20 Hz do 20 kHz (patrz rysunek 3), –1,25 dB @ 100 kHz
Zakres regulacji tonów niskich:	±15 dB przy 20 Hz; ±13 dB przy 75 Hz
Zakres regulacji tonów wysokich:	±15 dB przy 20 kHz; ±14 dB przy 10 kHz
Impedancja wejścia:	22 kΩ
Impedancja wyjścia:	100 Ω
THD+N:	<0,001%, pasmo 80 kHz; typowo <0,0003%, pasmo 22 kHz (patrz rysunek 1)
Stosunek sygnał/szum:	–121 dB przy wyłączonych regulatorach tonu; –114 dB przy włączonych regulatorach tonu
Separacja kanałów:	>80 dB @ 1 kHz; >67 dB @ 10 kHz (patrz rysunek 4)
Separacja wejść:	>98 dB @ 1 kHz; >80 dB @ 10 kHz
Maksymalne wzmocnienie:	dwukrotne (6 dB)
Dopuszczalny poziom sygnału:	do 4 V wartości skutecznej (RMS) na wejściu, do 8 V wartości skutecznej (RMS) na wyjściu

eprasa.pl f8592ac359



Rysunek 3. Niebieska linia pokazuje pasmo przenoszenia przedwzmacniacza z wyłączonymi regulatorami barwy dźwięku; jest ono praktycznie liniowe, zmienia się tylko o 0,2 dB w całym słyszalnym zakresie częstotliwości. Krzywe czerwona i zielona przedstawiają maksymalny zakres regulacji tonów niskich i wysokich.



Rysunek 4. Poziomy przesłuchu i separacji są dobre. Przesłuch to określenie jak dużo sygnału z lewego kanału trafia do prawego kanału lub odwrotnie. Separacja wejść podaje, ile sygnału z wejścia #1 sprzęga się z wejściem #2 lub odwrotnie.

upewnij się, że używasz jednego z zalecanych typów.

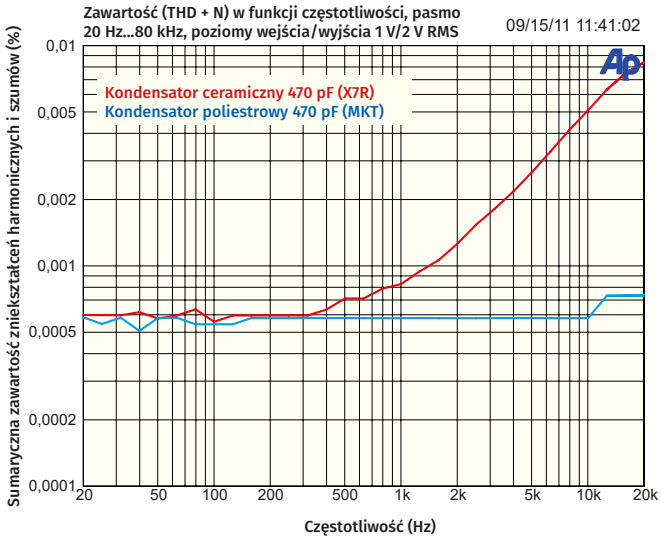
Jeśli chodzi o rezystancję, możesz uznać za nieco dziwne, że użyliśmy do regulacji głośności potencjometru o wartości 2×5 kΩ, ponieważ częściej stosuje się wartości w zakresie 10 kΩ...100 kΩ. Wybraliśmy jednak 5 kΩ, ponieważ wkład szumu termicznego potencjometru regulacji głośności może być głównym czynnikiem ograniczającym parametry przedwzmacniacza o niskich zniekształceniach, a są dostępne odpowiednie potencjometry z silnikiem.

Wzmacniacze operacyjne IC1a i IC2a buforują sygnał ze źródła tak, że nie jest ono obciążone niską impedancją 5 kΩ; wzmacniacze operacyjne są bardziej niż zdolne do wysterowania takiego obciążenia bez zwiększonych zniekształceń.

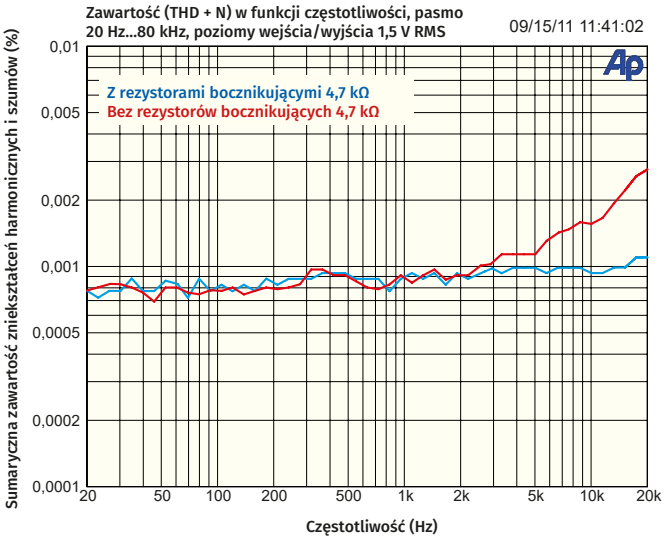
Jeśli nie możesz dostać napędzanego silnikiem potencjometru logarytmicznego stereo 2×5 kΩ (dostępny w Altronics; patrz lista części), możesz użyć zamiast niego potencjometru 2×20 kΩ; to także dość standardowa wartość.

W tym przypadku przewidzieliśmy dwa rezystory bocznikujące o wartości 4,7 kΩ, aby obniżyć impedancję widzianą przez kolejny stopień, co daje większość korzyści wynikających z zastosowania potencjometru 5 kΩ. Rezystory te mają minimalny wpływ na charakterystykę regulacji głośności, więc nadal działa ona dobrze przy ustawianiu poziomu dźwięku.

Rysunek 6 pokazuje różnicę w zniekształceniach z tymi bocznikami i bez nich (poziom sygnału jest tu niższy niż na pozostałych rysunkach, stąd wyższy poziom bazowy THD+N). Wykonanie z właściwym potencjometrem 5 kΩ jest znów nieco lepsze.

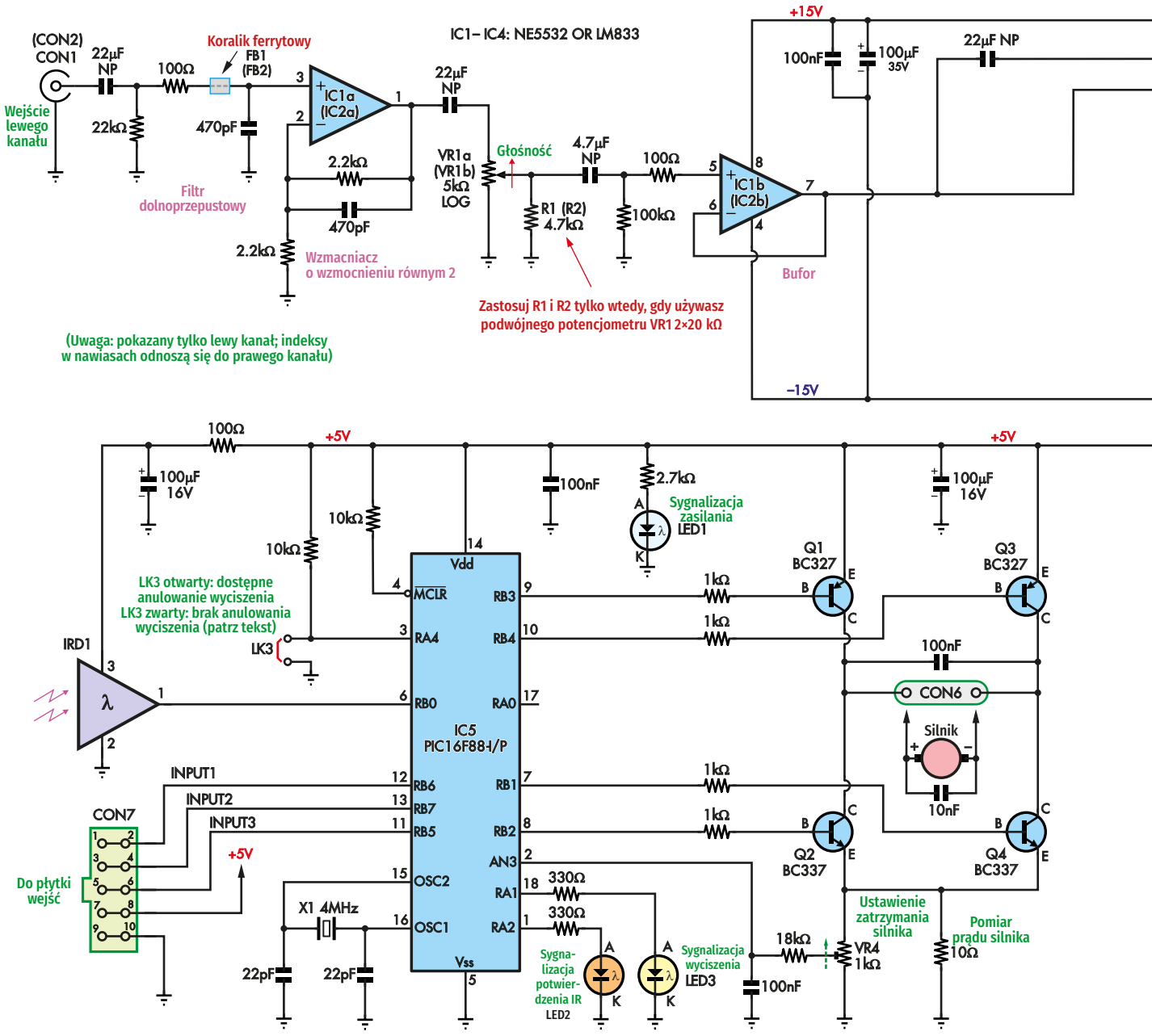


Rysunek 5. Zniekształcenia w funkcji częstotliwości prostego filtru dolnoprzepustowego wykorzystującego kondensator MKT 470 pF lub kondensator ceramiczny (dielektryk X7R) 470 pF. Jak widać, dla filtra z kondensatorem ceramicznym zniekształcenia rosną dramatycznie przy wyższych częstotliwościach z powodu jego nieliniowości i większych strat dielektrycznych przy wyższych częstotliwościach, co powoduje, że bocznikuje on nieproporcjonalnie więcej sygnału, zakłócając jego kształt.



Rysunek 6. Jeśli do budowy tego przedwzmacniacza musisz użyć obracanego silnikiem potencjometru 2×20 kΩ, dodanie dwóch dodatkowych rezystorów 4,7 kΩ (R1 i R2) na kanał utrzyma zniekształcenia w zakresie wysokich częstotliwości na niskim poziomie, poprzez obniżenie impedancji widzianej na wejściu kolejnego stopnia – bufora. Pozwala to na jego optymalne działanie, a także obniża szum termiczny.

eprasa.pl f8592ac359



NISKOSZUMNY PRZEDWZMACNIACZ Z REGULACJĄ BARWY DŹWIĘKU I ZDALNĄ REGULACJĄ GŁOŚNOŚCI

Pilot zdalnego sterowania

Naciśnięcie na pilocie na podczerwień przycisków zwiększania lub zmniejszania głośności powoduje, że silnik obraca potencjometr w prawo lub w lewo. Obrót z jednego końca na drugi za pomocą tych przycisków trwa około 9 sekund.

W celu uzyskania dokładniejszej regulacji można na pilocie użyć przycisków „Channel Up” i „Channel Down”. Powodują one, że oś potencjometru obraca się o jeden stopień po każdym krótkim naciśnięciu jednego z tych przycisków. Przytrzymanie jednego z tych przycisków dłużej powoduje obrót osi z jednego krańcowego położenia w drugie w czasie około 28 sekund.

Jeśli któryś z tych przycisków zostanie przytrzymany, gdy potencjometr osiągnie jedno z położeń końcowych, sprzęgło w przekładni silnika zaczyna się ślizgać, dzięki czemu nie dochodzi do uszkodzenia.

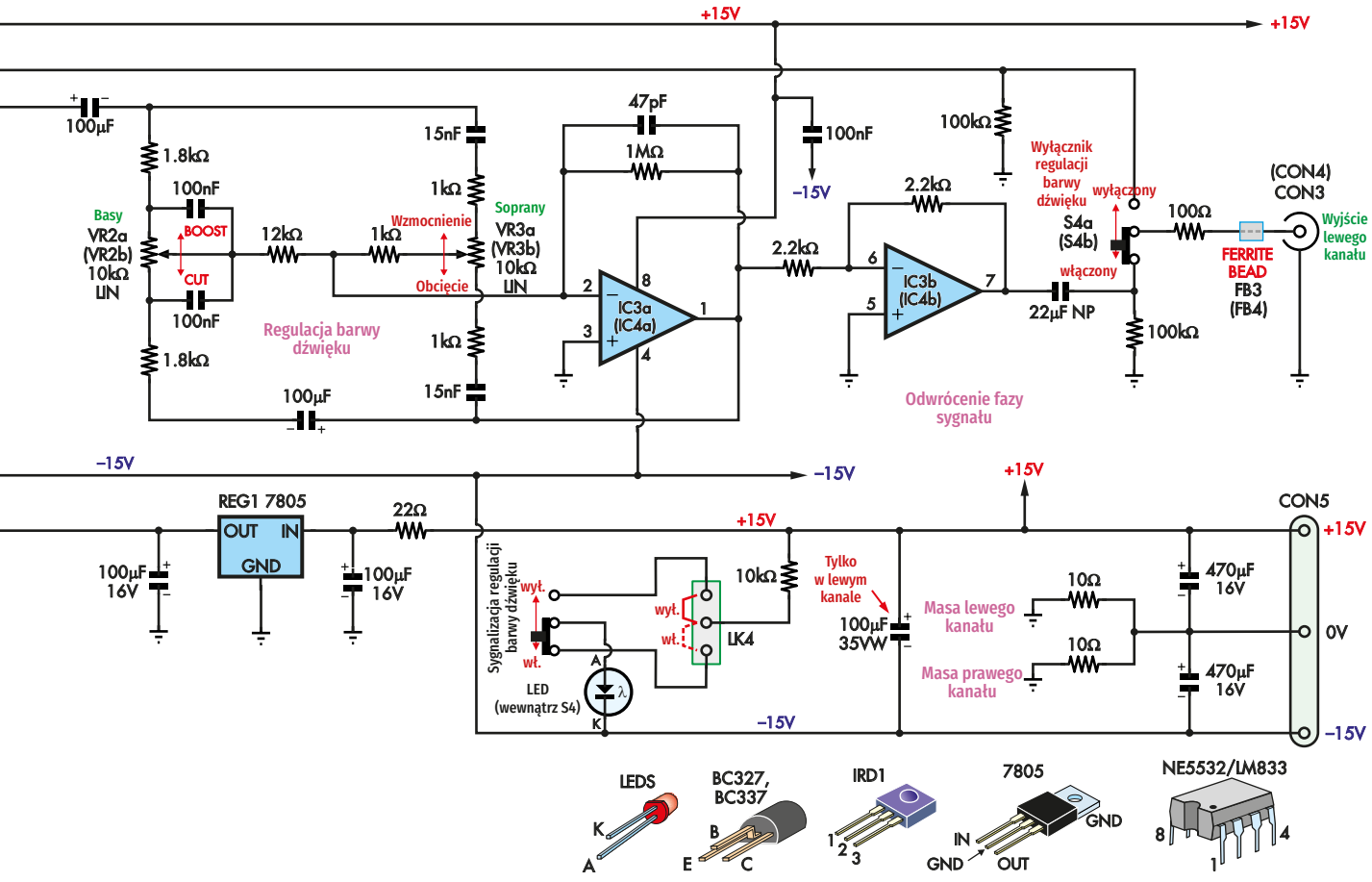
Komenda z pilota zapewnia również wygodną funkcję automatycznego wyciszania. Naciśnij przycisk „Mute” na pilocie, a potencjometr regulacji głośności automatycznie obróci się do pozycji minimalnej i silnik zatrzyma się. Ponowne naciśnięcie przycisku powoduje powrót do pierwotnej pozycji. Jeśli nie chcesz, aby potencjometr powrócił do swojego pierwotnego ustawienia, możesz po prostu zmienić głośność do nowego, pożądanego poziomu.

Jak więc urządzenie zapamiętuje swoje oryginalne ustawienie podczas wyciszania? Odpowiedź jest taka, że mikrokontroler zapamiętuje czas potrzebny na osiągnięcie minimalnego ustawienia potencjometru i jest ono wykrywane, gdy obciążenie silnika wzrasta w krańcowym położeniu potencjometru, ponieważ sprzęgło zaczyna się ślizgać.

Po ponownym naciśnięciu przycisku Mute, zasilanie jest podawane do silnika na taki sam czas, obracając go z powrotem do pierwotnej pozycji.

Pomarańczowa dioda LED potwierdzenia („Ack”) miga zawsze, gdy odbierany jest sygnał podczerwieni z pilota, natomiast żółta dioda

eprasa.pl f8592ac359



Rysunek 7. Oto schemat ideowy płytki głównego modułu przedwzmacniacza, zawierający układy regulacji głośności i barwy dźwięku oraz połączenie dla jej ominięcia (u góry), a także wykorzystujący podczerwień układ zdalnego sterowania głośnością i przełączania wejść (u dołu). Analogowa ścieżka sygnału poprowadzona jest przez podwójne niskoszumne wzmacniacze operacyjne IC1-IC4 i obracany silnikiem potencjometr VR1. Układ regulacji głośności i wyboru wejścia działa z mikrokontrolerem IC5, tranzystorami Q1-Q4 przełączającymi zasilanie silnika i odbiornikiem podczerwieni IRD1.

LED wyciszenia („Mute") miga w czasie trwania operacji wyciszania, a następnie pozostaje włączona, gdy potencjometr osiągnie swoje minimalne ustawienie.

Opis układu

Rysunek 7 przedstawia główny schemat przedwzmacniacza, ale dla prostoty pokazano tylko elementy lewego kanału. Kanał prawy jest identyczny i oznaczenia odpowiednich części podano w nawiasach. Poniższy opis odnosi się do nazw komponentów z lewego kanału.

Sygnał audio z płytki przełączania wejść jest kierowany do wejścia pierwszego wzmacniacza operacyjnego (IC1a) za pośrednictwem niespolaryzowanego (NP, albo inaczej bipolarnego BP) kondensatora elektrolitycznego 22 µF i rezystora 100 Ω. Rezystor 22 kΩ połączony z masą zapewnia odpowiednią polaryzację DC wejścia i ustawia impedancję wejściową na około 22 kΩ. Rezystor 100 Ω, koralik ferrytowy i kondensator 470 pF tworzą filtr dolnoprzepustowy do tłumienia sygnałów o częstotliwości radiowej (RF) przed wejściem wzmacniacza operacyjnego.

Układ IC1a działa jako wzmacniacz napięciowy o wzmocnieniu równym dwa, dzięki dwóm rezystorom sprzężenia zwrotnego 2,2 kΩ. Kondensator 470 pF połączony równolegle z rezystorem sprzężenia zwrotnego obniża pasmo przenoszenia od góry, z odcięciem -3 dB przy około 150 kHz. Daje to płaską charakterystykę w całym paśmie audio, eliminując jednocześnie możliwość wzbudzenia na wysokich częstotliwościach lub demodulacji sygnałów RF.

Wyjście z końcówki 1 układu IC1a jest doprowadzone poprzez niespolaryzowany kondensator elektrolityczny 22 µF do gorącej końcówki potencjometru regulacji głośności VR1a (log 5 kΩ). Sygnał na jego ślizgaczu jest następnie sprzężony AC z nieodwracającym wejściem (końcówka 5) układu IC1b poprzez niespolaryzowany kondensator elektrolityczny 4,7 µF.

Taki układ sprzęgający zapobiega przepływowi prądu stałego przez jakąkolwiek część potencjometru ustawiania głośności, VR1. Nawet niewielki prąd stały może powodować szumy podczas regulacji głośności.

Jak wspomniano wcześniej, układ został zaprojektowany dla obracanego silnikiem potencjometru regulacji głośności o nominale 2×5 kΩ, gdyż zapewnia on niski poziom szumów, ale w przypadku, gdy nie możesz go zdobyć, możesz użyć bardziej popularnego potencjometru o wartości 2×20 kΩ i zastosować rezystory R1 i R2, tak aby układ miał podobną sumaryczną impedancję, co skutkuje taką samą ogólną charakterystyką częstotliwościową.

Układ IC1b działa jako bufor o wzmocnieniu 0 dB i zapewnia wyjście o niskiej impedancji, niezależnie od ustawienia regulatora głośności. Jego wyjście z końcówki 7 jest doprowadzane do sekcji regulacji barwy dźwięku, a także do przełącznika S4a. Gdy S4a jest ustawiony w pozycji „tone out", wyjście z IC1b jest sprzężone poprzez niespolaryzowany kondensator 22 µF i rezystor 100 Ω bezpośrednio z gniazdem wyjściowym CON3, z niewielkim tłumieniem rezystorem 100 kΩ. Dlatego regulatory barwy dźwięku są wtedy poza torem dźwięku.

Rezystor 100 Ω izoluje wyjście wzmacniacza operacyjnego od wszelkich obciążeń

eprasa.pl f8592ac359

pojemnościowych, które mogą być podłączone w celu zapewnienia stabilności. Ten rezystor i koralik ferrytowy szeregowo z wyjściem tłumią również wszelkie szumy RF, które mogły zostać odebrane przez PCB.

Regulatory barwy dźwięku

Gdy S4a jest w pozycji „tone in", wyjście CON3 jest zamiast tego połączone z obwodem regulacji barwy dźwięku, więc potencjometry VR2a i VR3a ustawiają poziom basów i sopranów w sygnale.

Wzmacniacz operacyjny IC3a tworzy aktywną (w gałęzi sprzężenia zwrotnego) regulację barwy dźwięku w połączeniu z VR2a i VR3a oraz związanymi z nimi rezystorami i kondensatorami. Obwód tonów niskich i wysokich jest tradycyjnym rozwiązaniem w stylu Petera J. Baxandalla. Jest to obwód odwracający, więc sygnał akustyczny musi zostać ponownie odwrócony w fazie przez bufor o wzmocnienia jednostkowym, IC3b, aby przywrócić oryginalną fazę sygnału.

Gdy ślizgacze potencjometrów VR2a i VR3a są pośrodku, impedancja pomiędzy końcówką wyjściową 1 układu IC3a a każdym z obrotowych styków potencjometrów jest równa impedancji pomiędzy tymi obrotowymi stykami a końcówką wyjściową 7 układu IC1b. Tak więc w tym stanie IC3a działa jako wzmacniacz odwracający o wzmocnieniu jednostkowym dla wszystkich częstotliwości audio. Dlatego w tym przypadku regulatory barwy dźwięku mają niewielki wpływ na sygnał – dodają tylko trochę szumu.

Regulacja tonów niskich

Regulator basu (VR2a) zapewnia obcięcie (obrót w lewo) lub podbicie (obrót w prawo) niskich częstotliwości. Impedancja każdego z dwóch kondensatorów 100 nF dla sygnałów o wysokiej częstotliwości jest mała i dlatego mogą one całkowicie ominąć VR2a.

Stąd też każda zmiana położenia obrotowego styku VR2a będzie miała niewielki wpływ na wysokie częstotliwości.

Na przykład przy 1 kHz kondensatory 100 nF mają impedancję po 1,6 kΩ każdy. Jest to znacznie niższa wartość niż rezystancja 5 kΩ połowy ścieżki potencjometru, do której są podłączone, gdy VR2a jest wyśrodkowany, a zatem duża część sygnału omija VR2a i przepływa przez kondensatory, które przy tej częstotliwości bocznikują VR2a.

Ale przy 20 Hz kondensatory 100 nF mają impedancję 80 kΩ, a więc przepływa przez nie minimalny prąd; prawie cały przechodzi przez VR2a. Dlatego VR2a ma znaczący wpływ na amplitudę sygnału 20 Hz i dlatego zapewnia znacznie większe podbicie lub obcięcie poziomu sygnału przy niższych częstotliwościach.

Gdy VR2a jest obracany w prawo, rezystancja pomiędzy końcówką wyjściową 1 układu IC3a i stykiem ślizgacza wzrasta, podczas gdy rezystancja od ślizgacza do sygnału wejściowego maleje, zapewniając większe wzmocnienie. Natomiast przy obrocie w lewo występuje zjawisko odwrotne, zmniejszające wzmocnienie. Ponieważ przy różnych częstotliwościach kondensatory bocznikują różną część sygnału dochodzącego do potencjometru, to wzmocnienie jest również zależne od częstotliwości.

Rezystory 1,8 kΩ ustalają maksymalny zakres podbicia i obcięcia. Zostały one dobrane tak, aby umożliwić regulację do ±15 dB przy około 20 Hz, obniżającą się do około ±1 dB przy 1 kHz. Zmierzone pasmo przenoszenia z regulatorami ustawionymi na minimum, na środku i na maksimum pokazano na rysunku 3.

Regulacja tonów wysokich

Regulator tonów wysokich VR3a działa inaczej niż VR2a. Jest tak skonfigurowany, że ma większy wpływ na sygnały o wyższej częstotliwości. Uzyskuje się to poprzez podłączenie kondensatorów szeregowo ze ścieżką potencjometru, a nie równolegle z nią.

Przy niskich częstotliwościach kondensatory 15 nF mają wysoką impedancję, np. 106 kΩ przy 100 Hz. Jest ona bardzo wysoka w porównaniu z rezystancją ścieżki 10 kΩ i dlatego większość sygnału sprzężenia zwrotnego przy tej częstotliwości popłynie przez układ regulacji tonów niskich, który ma stałą rezystancję równą 13,6 kΩ, a więc znacznie niższą impedancję. Tak więc VR3a będzie miał niewielki wpływ na wzmocnienie przy niskich częstotliwościach.

Przy wysokich częstotliwościach, kondensatory 15 nF mają niższą impedancję, np. około 1 kΩ przy 10 kHz, więc regulatory wysokich tonów są efektywnie włączone w obwód, zapewniając regulowane wzmocnienie, podobnie jak elementy wokół VR2a. Rezystory 1 kΩ na każdym końcu VR3a ustalają maksymalne podbicie lub obcięcie dla wysokich częstotliwości, do około ±15 dB, podobnie jak w przypadku regulacji tonów niskich. Można to zobaczyć na rysunku 3.

Rezystory 12 kΩ i 1 kΩ pomiędzy ślizgaczami obu potencjometrów minimalizują nieuniknioną interakcję pomiędzy tymi dwoma regulatorami.

Zauważmy, że o ile potencjometr wysokich tonów jest zabezpieczony przed przepływem prądu stałego dzięki szeregowo umieszczonym kondensatorom 15 nF, to potencjometr tonów niskich wymaga w tym celu dwóch dodatkowych kondensatorów 100 µF. Nie mają one wpływu na działanie potencjometru basu, są tylko po to, aby zablokować przepływ prądu stałego przez VR2a. Wynika to z tego samego powodu, dla którego prąd stały jest blokowany dla VR1 – zapobiegamy szumom podczas regulacji.

Rezystor sprzężenia zwrotnego 1 MΩ pomiędzy końcówkami 1 i 2 układu IC3a zapewnia stabilizację prądu stałego dla wejścia na styku 2, natomiast kondensator 47 pF zapobiega oscylacjom o wysokiej częstotliwości wzmacniacza operacyjnego, zmniejszając wzmocnienie przy częstotliwościach ultradźwiękowych.

Gdy przełącznik S4a jest ustawiony w pozycji „tone in", sygnał z wyjścia IC3b (inwersja sygnału podawanego przez IC3a, a więc przywrócenie oryginalnej fazy sygnału) jest następnie podawany na wyjście CON3, jak wspomniano powyżej. Kolejny zestaw styków przełącznika (S4c) steruje diodą sygnalizacyjną znajdującą się w przycisku. Jest ona zasilana z zasilaczy ±15 V poprzez rezystor 10 kΩ, a więc pobiera około 3 mA.

Zworka LK4 może być usunięta, aby uniknąć zapalania się tej diody, lub ustawiona w jednej lub drugiej pozycji, aby odwrócić jej funkcję. Innymi słowy, LK4 wybiera, czy dioda LED świeci, gdy regulacja jest włączona czy gdy jest wyłączona. Zauważ, że pozycja „tone out" dla S4 jest wtedy, gdy przełącznik jest wciśnięty. Innymi słowy, działa on jak przełącznik domyślny.

Układ zdalnego sterowania

Na rysunku 7 jest również pokazany układ zdalnego sterowania. Sygnały z pilota są odbierane przez odbiornik podczerwieni IRD1. Jest to kompletny detektor i procesor podczerwieni. Odbiera on z pilota kodowany sygnał podczerwieni o częstotliwości 38 kHz i wzmacnia go do stałego poziomu. Następnie jest on podawany do filtra pasmowego 38 kHz, po czym jest demodulowany w celu wytworzenia szeregowego sygnału danych na wyjściu styku 1.

Powstałe dane cyfrowe trafiają następnie na wejście cyfrowe RB0 (końcówka 6) mikrokontrolera PIC16F88-I/P w celu ich zdekodowania. W zależności od przycisku wciśniętego na pilocie, IC5 albo napędza silnik regulacji głośności (poprzez zewnętrzny układ tranzystorowy), aby zmienić głośność, albo ustawia jedno ze swoich wyjść RB6, RB7 lub RB5 w stanie niskim, aby wybrać nowe wejście sygnału audio.

Zmiana aktywnego wejścia jest realizowana przez płytkę selektora wejść, która jest podłączona przez wtyk CON7.

IC5 jest zaprogramowany dla pilota zdalnego sterowania, który wysyła kody RC5 firmy Philips. Obsługuje on trzy różne zestawy kodów RC5, zwykle określane jako TV, SAT1 lub SAT2. Musisz również zaprogramować pilot uniwersalny odpowiednim numerem dla

eprasa.pl f8592ac359



Do sterowania przedwzmacniaczem można użyć różnych programowanych uniwersalnych pilotów na podczerwień; ten pochodzi z firmy Altronics.

jednego z tych zestawów kodów. Wyjaśnimy, jak to zrobić, w następnym miesiącu. Musisz również ustawić IC5 tak, aby oczekiwał właściwego zestawu kodów; to również opiszemy w przyszłym miesiącu.

Zasilanie silnika potencjometru

Wyjścia RB1-RB4 układu IC5 (końcówki 7...10), poprzez rezystory 1 kΩ, sterują bazami tranzystorów Q1-Q4. Tranzystory te są połączone w konfiguracji mostka H i zasilają silnik. Silnik jest wyłączony, gdy wszystkie wyjścia RB1...RB4 są w stanie wysokim. W tym stanie wyjścia RB3 i RB4 wyłączają tranzystory PNP Q1 i Q3, natomiast RB1 i RB2 włączają tranzystory NPN Q2 i Q4.

W rezultacie oba zaciski silnika są podłączone do niskiego napięcia, a więc nie płynie przezeń prąd i nie obraca się.

Emitery Q2 i Q4 łączą się z masą poprzez wspólny rezystor 10 Ω, który służy do wykrywania prądu silnika. Tranzystory pracują parami, więc silnik może być napędzany w dowolnym kierunku, aby obracać potencjometr w jedną lub drugą stronę, w celu zwiększenia lub zmniejszenia głośności.

Aby obracać silnik w prawo, RB2 przechodzi w stan niski i wyłącza tranzystor Q2, natomiast RB3 przechodząc w stan niski włącza tranzystor Q1. Kiedy tak się dzieje, lewy zacisk silnika jest łączony z szyną +5 V przez Q1, podczas gdy prawy zacisk jest łączony pośrednio z masą przez Q4. W rezultacie prąd płynie przez Q1, przez silnik, a następnie przez Q4 i rezystor 10 Ω do masy.

I odwrotnie, aby obrócić silnik w drugą stronę, Q1 i Q4 są wyłączone, a Q2 i Q3 są włączone. W rezultacie prawy zacisk silnika jest teraz połączony z szyną +5 V przez Q3, podczas gdy lewy zacisk jest połączony pośrednio z masą przez Q2.

Niezależnie od kierunku obrotów, prąd przepływa przez wspólny rezystor emiterowy 10 Ω i dlatego napięcie na nim zmienia się wraz z pobieranym prądem. Typowo, silnik pobiera około 40 mA podczas obracania potencjometru, ale prąd wzrasta do ponad 50 mA, gdy sprzęgło się ślizga. W rezultacie spadek napięcia na rezystorze 10 Ω wynosi około 0,4...0,5 V.

Jest to idealne rozwiązanie, ponieważ silnik jest zasilany napięciem 4,5 V, co wynika z odjęcia spadku napięcia na rezystorze od napięcia zasilania 5 V; zapewnia to prawidłowe napięcie na silniku.

Detekcja prądu silnika i wyciszanie

Gdy potencjometr osiągnie jedno z krańcowych położeń w dowolnym kierunku, sprzęgło w przekładni silnika zaczyna się ślizgać. Zapobiega to przeciążeniu silnika i ewentualnemu przegrzaniu, jeśli przycisk na pilocie nadal będzie wciśnięty. Mechanizm sprzęgła pozwala również użytkownikowi na ręczne obracanie osi potencjometru.

Jak wspomniano wcześniej, po naciśnięciu przycisku wyciszenia na pilocie zdalnego sterowania, potencjometr głośności obraca się całkowicie w lewo. Mikrokontroler IC5 wykrywa, kiedy ślizgacz potencjometru osiąga krańcowe położenie, poprzez wykrycie wzrostu poboru prądu przez silnik w momencie dojścia do końca w lewo i poślizgu sprzęgła. Odbywa się to poprzez pomiar części napięcia na rezystorze 10 Ω za pomocą potencjometru nastawnego VR4.

Napięcie na zacisku VR4 jest filtrowane za pomocą rezystora 18 kΩ i kondensatora 100 nF w celu usunięcia szumu komutatora silnika i jest podawane na wejście analogowe AN3 układu lC5 (końcówka 2). Następnie IC3 określa napięcie na AN3 z rozdzielczością 10 bitów czyli około 5 mV (5 V/2^{10}).

Jeśli napięcie na tym wejściu jest poniżej 200 mV, mikrokontroler PIC zezwala na pracę silnika. Jednakże, gdy tylko napięcie wzrośnie powyżej granicy 200 mV, silnik zostaje zatrzymany. Kiedy silnik pracuje normalnie, prąd przez niego płynący wynosi około 40 mA, co skutkuje napięciem 0,4 V na rezystorze 10 Ω. VR4 pobiera część tego napięcia i jest ustawiony tak, aby napięcie na wejściu AN3 było nieco poniżej granicy 200 mV.

Należy zauważyć, że wejście AN3 jest monitorowane tylko podczas operacji wyciszania. W pozostałych przypadkach, gdy głośność ustawiana jest na pilocie za pomocą przycisków „Up" lub „Down", sprzęgło w zespole przekładni silnika ślizga się, gdy potencjometr dojdzie do końca w prawo lub w lewo.

Jak opisano wcześniej, ponowne naciśnięcie przycisku „Mute" na pilocie po wyciszeniu powoduje przywrócenie pierwotnego ustawienia potencjometru głośności poprzez obracanie go w prawo przez taki sam czas, przez jaki był on obracany w lewo, kiedy osiągnął swoje skrajne lewe położenie.

Ta funkcja powrotu z wyciszenia jest aktywowana w oprogramowaniu poprzez pozostawienie złącza LK3 otwartego. Pozwala to na podciągnięcie wejścia RA4 (końcówka 3) przez rezystor 10 kΩ do poziomu +5 V. Zainstalowanie zworki na LK3 spowoduje ustawienie RA4 na niskim potencjale, wyłączając funkcję powrotu z wyciszenia.

Diody LED stanu funkcji

Diody LED l-3 wskazują stan przedwzmacniacza. Niebieska dioda „Power" (Zasilanie – LED1) świeci, gdy do układu podłączone jest zasilanie. Pozostałe dwie diody LED, „Acknowledge" (Potwierdzenie – LED2) i „Mute" (Wyciszenie – LED3) świecą, gdy odpowiadające im wyjścia RA2 i RA1 są ustawione na wysokim poziomie (tj. na +5 V). LED2 wskazuje, że odebrano polecenie z pilota IR, a LED3 świeci, gdy aktywna jest funkcja wyciszenia.

Końcówki 15 i 16 układu IC5 są połączone z kwarcem X1 oscylatora 4 MHz, ustalającym zegar systemowy mikrokontrolera. Oscylator ten pracuje przy pierwszym włączeniu zasilania układu przez około 1,5 sekundy. Działa on również za każdym razem, gdy na RB0 odbierany jest sygnał podczerwieni lub gdy naciśnięty jest przycisk na płycie czołowej przełącznika wejść, a następnie przez kolejne 1,5 sekundy po zaniku sygnału.

Po tym czasie oscylator wyłącza się i procesor przechodzi w tryb uśpienia, o ile nie jest wykonywana operacja wyciszania. Dzięki temu do wrażliwych obwodów audio nie są emitowane szumy, gdy nie jest używany układ zdalnego sterowania.

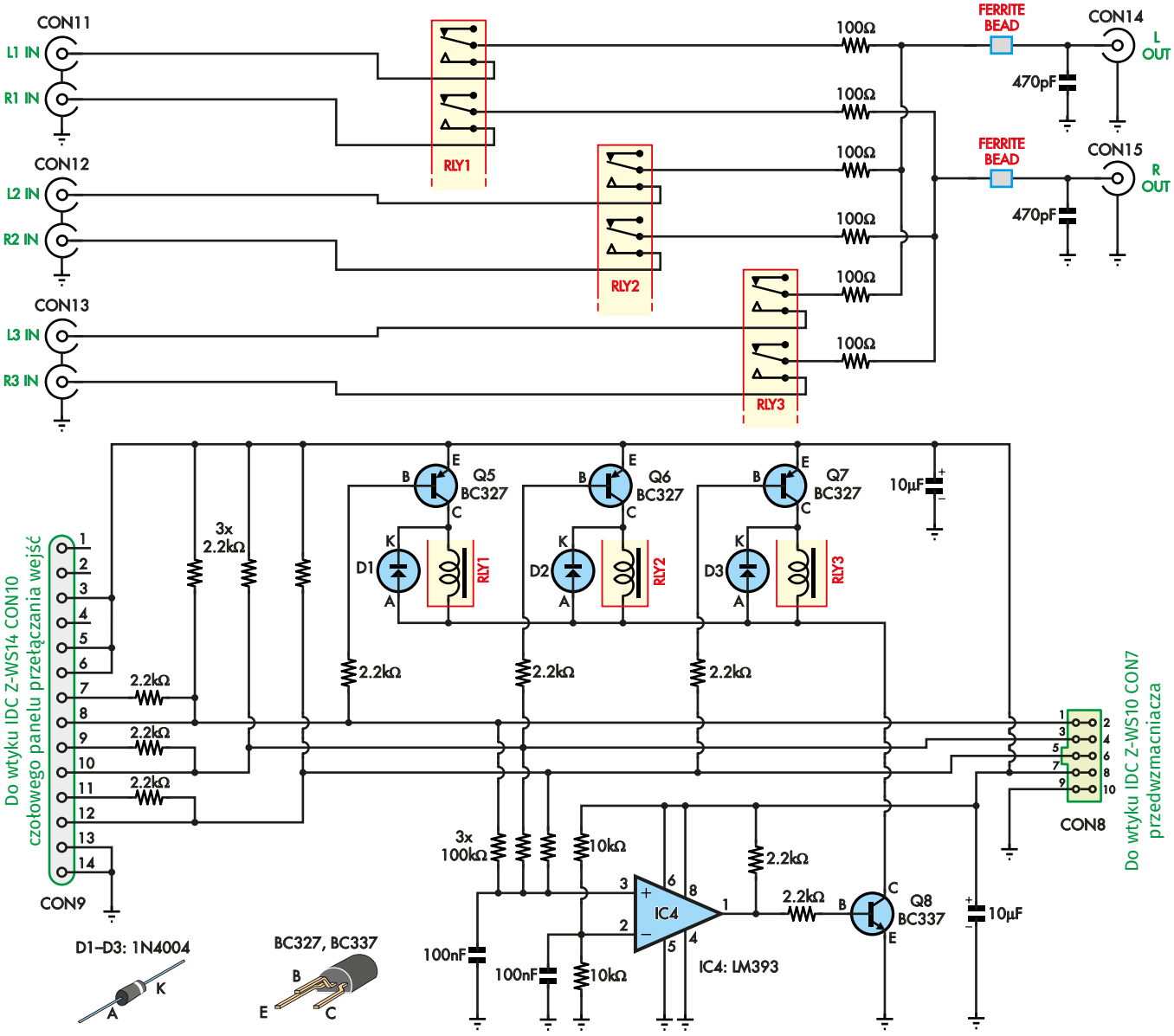
Kondensator 10 nF podłączony bezpośrednio do zacisków silnika również zapobiega przenoszeniu szumu komutatora poprzez przewody zasilające, natomiast dalsze filtrowanie zapewnia kondensator 100 nF umieszczony na zaciskach wyjściowych silnika na płytce drukowanej. Zmniejsza to ilość szumów, które dostają się do sygnału akustycznego w przedwzmacniaczu, gdy jest uruchomiony silnik potencjometru głośności.

Wybór wejść

Wyjścia cyfrowe RB6, RB7 i RB5 układu scalonego 5 (styki 11...13) sterują przekaźnikami na płytce wyboru wejść. Wyjścia te przechodzą w stan niski po naciśnięciu odpowiednio przycisków 1, 2 lub 3 na pilocie, w pozostałym czasie mają wysoką impedancję (ustawione są jako wejścia). Jak pokazano, RB6, RB7 i RB5 są podłączone do par szpilek 1...6 10-kołkowego wtyku CON7 (typu IDC Z-WS10); każde wyjście jest podłączone równolegle do dwóch szpilek.

Kołki 7 i 8 CON7 są podłączone do szyny +5 V, natomiast kołki 9 i 10 idą do masy. Wtyk CON7 jest połączony za pomocą kabla taśmowego IDC, z gniazdami Z-FC10 na obu

eprasa.pl f8592ac359



MODUŁ WYBORU WEJŚĆ ULTRANISKOSZUMNEGO PRZEDWZMACNIACZA

Rysunek 8. Schemat ideowy opcjonalnego modułu służącego do przełączania wejść. Jeden z przekaźników DPDT RLY1...RLY3 jest w danym momencie włączony, łącząc jedną z par wejść (CON11...CON13) do wyjść CON14/CON15, podłączonych kablami RCA do wejść CON1 i CON2 na głównej płytce przedwzmacniacza. Układ komparatora IC4 i tranzystor Q8 zapewniają, że w danym momencie może być zasilany tylko jeden przekaźnik, co zapobiega zwarciu pomiędzy źródłami sygnału.

końcach, z odpowiadającym, identycznym wtykiem na płytce selektora wejść, CON8. Zapewnia to przesyłanie zarówno sygnałów sterujących, jak i zasilania tego modułu.

Układ selektora wejść jest pokazany na **rysunku 8**. Wykorzystuje on trzy 5 V przekaźniki DPDT (RLY1...RLY3) do wyboru jednego z trzech wejść stereo: Wejście 1, Wejście 2 lub Wejście 3. Przekaźniki są zasilane przez tranzystory PNP Q5...Q7, w zależności od sygnałów z mikrokontrolera IC5 w układzie zdalnego sterowania (i podawanych przez CON7 do CON8).

Na każde wejście stereo jest używany jeden przekaźnik, tak że sygnał audio przechodzi tylko przez jedną parę styków. Jak pokazano, wejścia stereofoniczne o poziomie liniowym są podłączone do styków NO (normalnie otwartych) każdego przekaźnika. Kiedy przekaźnik włącza się, jego styki przełączające (C) łączą się z jego stykami NO, a sygnały stereo są podawane do lewego i prawego wyjścia przez rezystory 100 Ω i koraliki ferrytowe.

Rezystory izolują wyjścia od pojemności kabla audio, podczas gdy koraliki i związane z nimi kondensatory 470 pF filtrują wszelkie sygnały RF, jakie mogą być obecne.

Kiedy na pilocie wciśnięty jest przycisk 1, zwarte kołki 1 i 2 wtyku IDC CON8 są ustawiane w stanie niskim (przez wyjście RB6 układu IC5 w obwodzie zdalnego sterowania). To powoduje, poprzez rezystor 2,2 kΩ, obniżenie potencjału na bazie tranzystora PNP Q5, a więc Q5 włącza się i włącza przekaźnik RLY1, aby wybrać wejście 1 (gniazda RCA CON11). Podobnie, RLY2 lub RLY3 są włączane przez Q6 lub Q7 odpowiednio po naciśnięciu przycisków 2 lub 3 na pilocie.

W danym momencie może być włączony tylko jeden przekaźnik. Naciśnięcie przycisku wyboru wejścia (na pilocie lub na płytce przełączników) powoduje wyłączenie aktualnie aktywowanego przekaźnika, zanim włączy się nowo wybrany. Jeśli przycisk wejścia odpowiada aktualnie wybranemu wejściu, to nie następuje żadna zmiana. Ostatnio wybrane wejście jest przywracane po włączeniu zasilania.

eprasa.pl f8592ac359

Rysunek 9 pokazuje schemat ideowy oddzielnej płytki przełączników (przycisków) na panelu przednim. Składa się ona z trzech przycisków chwilowych z wbudowanymi niebieskimi diodami LED (LED 1...3) oraz z 14-kołkowego wtyku IDC Z-WS14 (CON10), który jest połączony z identycznym wtykiem CON9 za pomocą 14-żyłowego kabla IDC z zaciśniętymi na obu końcach gniazdami Z-FC14.

Jedna strona każdego przełącznika jest połączona z masą, natomiast pozostałe końcówki S1-S3 są odpowiednio połączone z cyfrowymi wejściami/wyjściami RB6, RB7 i RB5 układu zdalnego sterowania IC5.

Kiedy przełącznik jest wciśnięty, odpowiednie wejśce IC5 przechodzi w stan niski, co wybudza mikrokontroler, który następnie włącza odpowiedni przekaźnik i po 1,5 sekundy wraca do stanu uśpienia. Anody LED 1...3 są podłączone do +5 V, natomiast ich katody są odpowiednio podłączone do wejść/wyjść RB6, RB7 i RB5 układu IC5 (końcówki 11...13) poprzez rezystory 2,2 kΩ ograniczające prąd.

W rezultacie, gdy jedna z tych końcówek przejdzie w stan niski w celu wybrania nowego wejścia, zapala się również odpowiednia dioda LED przełącznika. Dzieje się tak niezależnie od tego, czy wejście zostało wybrane za pomocą pilota, czy też poprzez naciśnięcie przycisku przełącznika. Katody pozostałych diod LED są utrzymywane przez rezystory polaryzujące 2,2 kΩ w stanie wysokim +5 V i są one wyłączone.

Zwróć uwagę, że kocówki, które służą do wykrywania naciśnięcia przycisków i wysterowania diod LED przełączników, to te same końcówki, które służą do wysterowania tranzystorów zasilających cewki przekaźników.

Jeśli więc naciśniesz przycisk odpowiadający wejściu, które jest już wybrane, linia ta jest skonfigurowana jako wyjście, ale jest już w stanie niskim (na potencjale masy), więc naciśnięcie przycisku nie daje żadnego efektu.

Jeśli naciśniesz jeden z pozostałych przycisków, to jak wspomniano wcześniej, ta końcówka IC5 została skonfigurowana jako wejście, a na płytce selektora wejść znajdują się rezystory polaryzujące 2,2 kΩ. Zatem zwarcie tej linii do masy spowoduje, że będzie ona w stanie niskim, sygnalizując mikrokontrolerowi chęć przełączenia wejść, co spowoduje wyłączenie przekaźnika wybierającego aktualnie aktywne wejście.

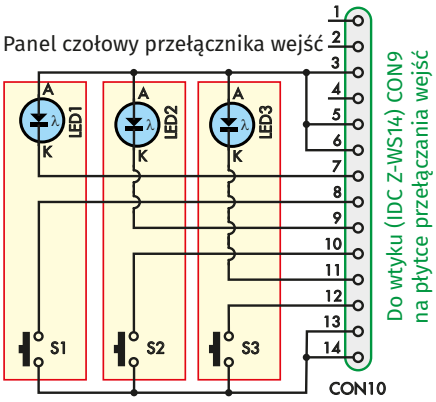
Zapobieganie konfliktom przełączników

Komparator IC4 i tranzystor NPN Q8 zapobiegają włączeniu więcej niż jednego przekaźnika w przypadku jednoczesnego naciśnięcia dwóch lub więcej przycisków wyboru wejść. Układ ten zapewnia również wyłączenie aktualnie aktywnego przekaźnika w przypadku wciśnięcia innego przycisku wyboru wejścia, zanim zostanie włączony nowo wybrany przekaźnik.

Układ IC4 to LM393, który jest podłączony tak, że jego nieodwracające wejście (końcówka 3) nadzoruje trzy linie przełączające poprzez rezystory 100 kΩ. Rezystory te działają jak prosty DAC (przetwornik analogowo-cyfrowy). Jeśli jedna linia przełącznika wejść jest na niskim poziomie, napięcie na wejściu 3 układu IC4 wynosi 3,3 V; jeśli dwie linie są na niskim poziomie (np. jeśli dwa przełączniki są wciśnięte jednocześnie), napięcie na wejściu 3 wynosi 1,67 V; a jeśli wszystkie trzy linie są na niskim poziomie, napięcie na wejściu 3 wynosi 0 V.

To napięcie na wejściu nieodwracającym 3 jest porównywane z napięciem odniesienia 2,5 V (z dzielnika rezystancyjnego podłączonego do zasilania +5 V) na wejściu odwracającym IC4 (wejście 2). Tak więc wyjście IC4 na końcówce 1 jest w stanie wysokim tylko wtedy, gdy tylko jedna linia przełącznika wejść jest w stanie niskim. Powoduje to włączenie tranzystora NPN Q8, który łączy zwarte dolne końcówki cewek przekaźników z masą. Pozwala to na włączenie wybranego przekaźnika.

Jednakże, jeśli dwie lub więcej linii przełączających są w stanie niskim, wyjście lC4 będzie w stanie niskim, a więc Q8 i wszystkie przekaźniki wyłączą się. Podobnie, jeśli jedna linia przełącznika jest już w stanie niskim, a wybrane jest inne wejście (ustawiając swoją linię w stanie niskim), wyjście IC4 na krótko przejdzie w stan niski, aby wyłączyć wszystkie przekaźniki, po czym ponownie przejdzie w stan wysoki (tj. gdy mikrokontroler zmieni stan swoich wyjść RB5...RB7), aby umożliwić włączenie nowego przekaźnika.



Rysunek 9. Schemat ideowy czołowego panelu przełączników wejść. Diody LED 1...3 są w rzeczywistości wewnątrz przycisków chwilowych i świecą się, kiedy wybrane jest odpowiednie wejście.

Zasilanie

Przedwzmacniacz jest zasilany symetrycznym napięciem ±15 V. Jest ono typowo otrzymywane albo z dwóch oddzielnych uzwojeń 15 V na głównym transformatorze zasilającym, albo z małego transformatora z uzwojeniem wtórnym 15-0-15; i prostownika.

Nasza płytka zasilacza Ultra-LD (0119111), opisana w numerze EdW z lipca 2022, nadaje się do użycia z szeroką gamą wzmacniaczy audio, ale co ważniejsze dla tego projektu, zapewnia stabilizowane wyjścia +15V i –15V.

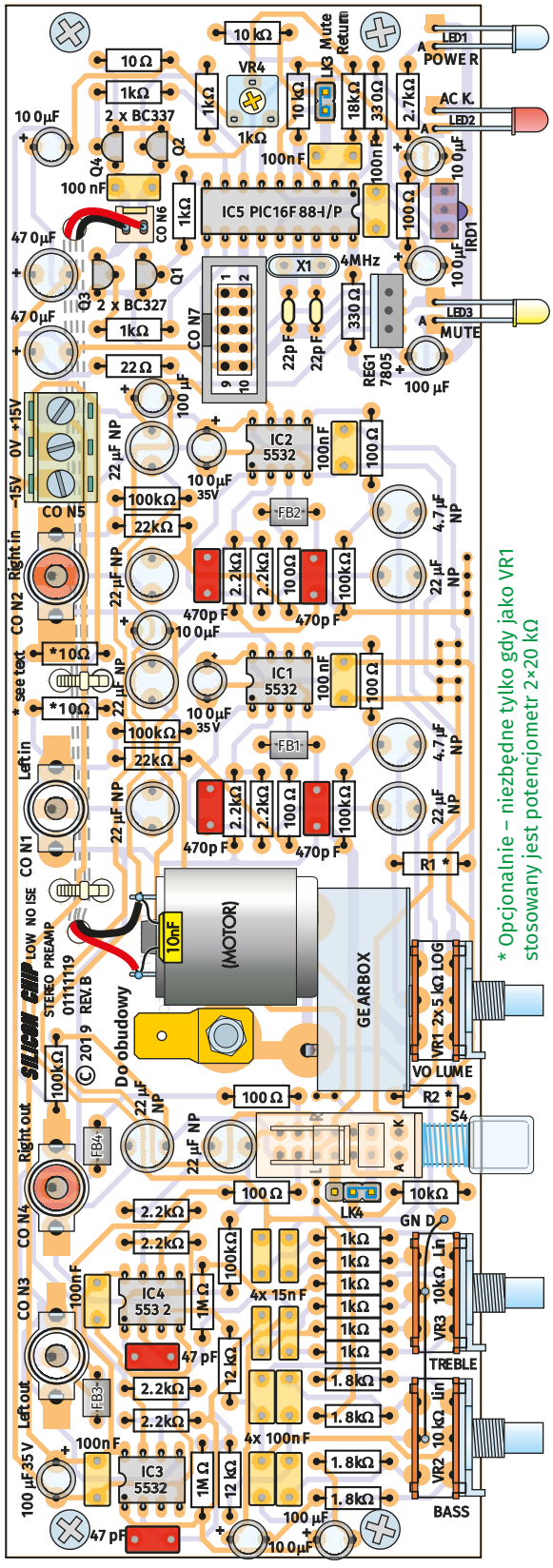
Te linie ±15 V są na płytce przedwzmacniacza bocznikowane przez kondensatory 470 µF. Są też inne kondensatory podłączone do szyn zasilających w różnych miejscach układu, które zapewniają lokalne odsprzężenie dla wzmacniaczy operacyjnych na płytce.

Używamy zarówno kondensatorów 100 nF jak i 100 µF, aby zapewnić niską impedancję zasilania przy różnych częstotliwościach. Kondensatory podłączone do pełnego zasilanie 30 V mają napięcie znamionowe 35 V lub więcej.

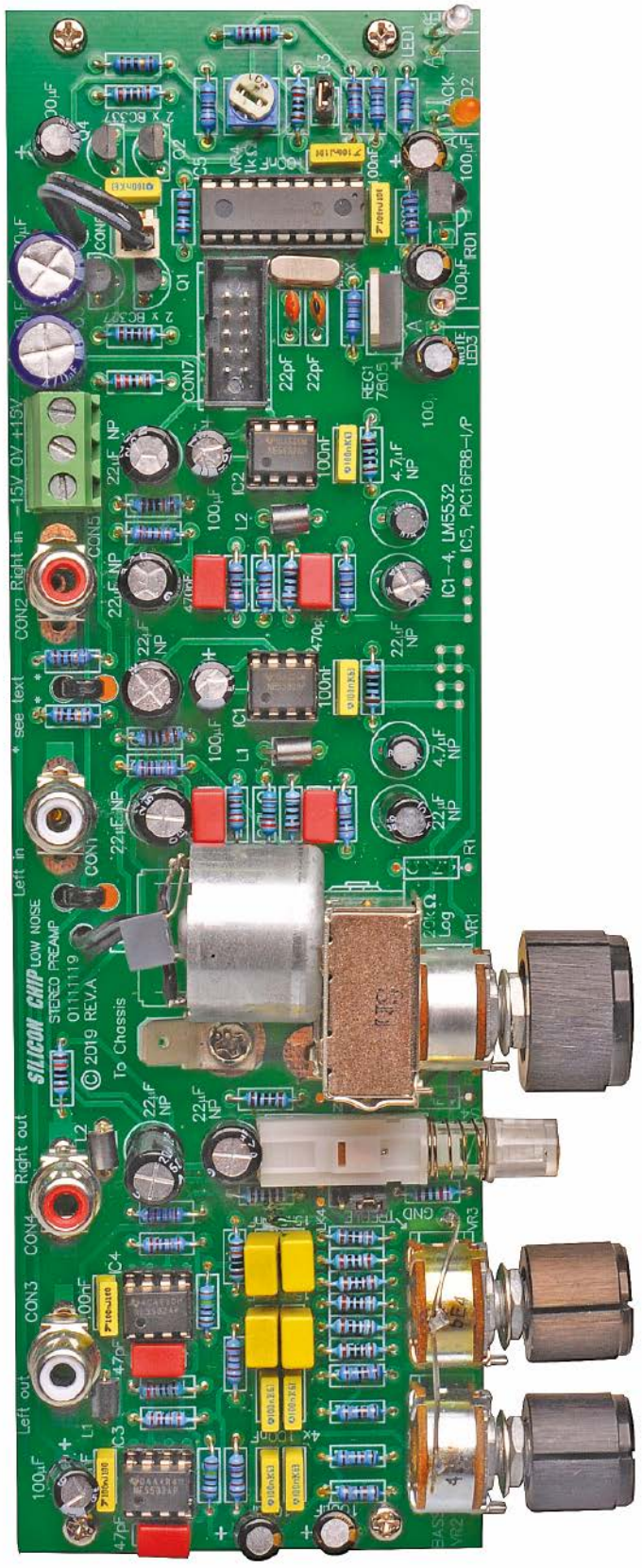
Zasilanie +5 V dla mikrokontrolera IC5 jest otrzymywane z szyny +15 V przez rezystor redukujący 22 Ω i liniowy regulator/stabilizator 5 V REG1. Rezystor 22 Ω zmniejsza rozpraszanie ciepła w REG1 i zapewnia

REKLAMA


eprasa.pl f8592ac359



* Opcjonalnie – niezbędne tylko gdy jako VR1 stosowany jest potencjometr 2×20 kΩ



Rysunek 10. Użyj tego schematu montażowego jako instrukcji podczas montażu głównej płytki przedwzmacniacza. Nie zapomnij przyciąć na odpowiednią długość osi potencjometrów przed ich wlutowaniem. Będziesz musiał również usunąć część pasywacji z górnej części obudów potencjometrów VR2 i VR3, aby umożliwić przylutowanie przewodu GND. Zegnij wyprowadzenia diod LED1...LED3 i odbiornika IRD1, aby pasowały do obudowy i wystawały przez otwory w płycie czołowej. Możesz zrobić otwór dla światła podczerwonego, aby docierało do IRD1, na tym samym poziomie, co otwory dla LED1...LED3 i zakryć go małym kawałkiem, najlepiej czerwonego, plexiglasu, aby zapobiec zakurzeniu. Szczegóły dotyczące czerwonych kondensatorów znajdziesz w spisie elementów.

eprasa.pl f8592ac359

pewne dodatkowe filtrowanie, w połączeniu z kondensatorem o pojemności 100 µF na wejściu REG1. Dioda LED1 sygnalizacji zasilania świeci, gdy obecne jest napięcie 5 V, a jej prąd jest ustalany przez rezystor szeregowy 2,7 kΩ.

Jeśli nie używasz naszej płytki zasilającej wzmacniacza Ultra-LD, lub innej, która zapewnia wymagane zasilanie ±15 V, nie martw się. Zbudowanie odpowiedniego stabilizowanego zasilacza jest dość łatwe.

Opublikowaliśmy odpowiedni projekt w numerze Silicon Chip z marca 2011, zatytułowany „Universal Voltage Regulator" (www.siliconchip.com.au/ArticIe/930), który jest dostępny jako zestaw Jaycar (nr kat. KC5463).

Można też zastosować nasz opisany w Silicon Chip z maja 2015 4-wyjściowy uniwersalny regulator napięcia. Ma on regulowane wyjścia, które można ustawić na ±15 V, a także wyjścia 5 V i 3,3 V, które można wykorzystać do zasilania innych układów w przedwzmacniaczu/wzmacniaczu (w sklepie AVT dostępny jest modułowy zasilacz symetryczny ±15 V, KIT AVT3140/15, w wersjach: płytka PCB, zestaw do samodzielnego montażu lub kompletny).

Wszystkie wspomniane płytki PCB są dostępne w sklepie internetowym Silicon Chip, a inne potrzebne części można łatwo kupić w ulubionym sklepie elektronicznym.

Budowa

Rysunek 10 pokazuje szczegóły montażowe głównego modułu przedwzmacniacza. Jest on zbudowany na płytce drukowanej oznaczonej kodem 01111119 o wymiarach 216×66 mm.

Zacznij od zainstalowania rezystorów (użyj multimetru cyfrowego do sprawdzenia ich wartości), a następnie czterech koralików ferrytowych. Każdy koralik jest instalowany poprzez przeprowadzenie przez niego kawałka drutu odciętego z rezystora, a następnie wygięcie go, aby pasował do otworów w płytce drukowanej. Wciśnij każdy koralik do końca, tak aby przylegał do płytki przed przylutowaniem jego wyprowadzeń.

Następnie zainstaluj podstawki dla pięciu układów scalonych. Upewnij się, że wszystkie podstawki są osadzone równo z płytką drukowaną i że są prawidłowo zorientowane, jak pokazano na rysunku 10. Zauważ, że IC5 jest skierowany w przeciwnym kierunku niż układy wzmacniaczy operacyjnych (IC1...IC4). Najlepiej jest najpierw przylutować dwa przeciwległe wyprowadzenia podstawki po przekątnej, a następnie sprawdzić, czy leży ona równo z płytką przed przylutowaniem pozostałych końcówek.

Teraz można wlutować kondensatory MKT i ceramiczne, a następnie kondensatory elektrolityczne (zwykłe i bipolarne). Kondensatory elektrolityczne muszą być ustawione z prawidłową polaryzacją, tzn. dłuższym przewodem przez pole lutownicze oznaczony symbolem „+". Kondensatory 100 µF, które są oznaczone na schemacie i PCB symbolem 35 V muszą mieć napięcie znamionowe 35 V lub wyższe.

Jeśli używasz ceramicznych kondensatorów 470 pF lub 47 pF, upewnij się, że są one określonego typu: NP0 (lub odpowiednika C0G). Użycie innych typów kondensatorów ceramicznych w tych pozycjach pogorszy charakterystykę zniekształceń. Red. EdW: radzimy użyć łatwo dostępnych kondensatorów styrofleksowych KSF o tych wartościach i doskonałych parametrach.

Następnym krokiem jest zainstalowanie czterech tranzystorów (Q1...Q4) w sekcji zdalnego sterowania. Należy pamiętać, aby w każdym miejscu zastosować właściwy typ. Oba: Q1 i Q3 to BC327, natomiast Q2 i Q4 to BC337.

Teraz można zainstalować kawałki listwy kołkowej PC (w pobliżu VR3): 2-szpilkowe złącze dla LK3 i 3-szpilkowe dla LK4, a następnie wtyk 403-2 CON6 i wtyk IDC Z-WS10 CON7. Potem można zamontować kwarc X1, potencjometr nastawny VR4, 3-stykowy blok

Wykaz elementów, kupuj w sklep.avt.pl (W-wa, ul. Leszczynowa 11, tel. +48222578451, e-mail: handlowy@avt.pl):

Moduł główny
1 szt. dwustronna płytka drukowana, kod 01111119, 216×66 mm
1 szt. uniwersalny pilot zdalnego sterowania [Altronics A1012 lub podobny]
1 szt. obracany silnikiem podwójny potencjometr logarytmiczny 2×5 kΩ [Altronics R1998] (VR1) (można zastąpić potencjometrem log. 2×20 kΩ)
2 szt. podwójne potencjometry liniowe 2×10 kΩ 16 mm [Altronics R2296] (VR2,VR3)
1 szt. poziomy potencjometr montażowy (nastawny) mini 1 kΩ (VR4)
3 szt. pokrętło pasujące do VR1-VR3
1 szt. przełącznik 4PDT Isostat „push-on, push-off" [Altronics SI451] (S4)
4 szt. podstawki 8-stykowe do ukł. scal. DIL-8 (dla IC1-IC4)
1 szt. podstawka 18-stykowa do ukł. scal. DIL-18 wąska (dla IC5)
4 szt. koraliki ferrytowe [Altronics L5250A, Jaycar LF-1250] (FB1-FB4)
1 szt. kwarc 4 MHz (X1)
2 szt. pionowe gniazda RCA do montażu na PCB, białe [Altronics P0131] (CON1, CON3)
2 szt. pionowe gniazda RCA do montażu na PCB, czerwone [Altronics P0132] (C0N2, C0N4)
1 szt. złącze śrubowe 3 pola do montażu na PCB, raster 5,08 mm (CON5)
1 szt. wtyk 403-2 raster 2,54 mm [Altronics P5492, Jaycar HM-3412, *sklep AVT*] (CON6)
1 szt. obudowa gniazda 402-2 na przewód + listwa metalowych pinów do gniazd 402-XX [Jaycar HM-3402, Altronics P5472 & P5470A, *sklep AVT*] (dla CON6)
1 szt. wtyk IDC Z-WS-10 prosty do montażu na płytce PCB [Altronics P5010, Jaycar PP-1100, *sklep AVT*] (CON7)
1 szt. 2-szpilkowy fragment listwy kołkowej prostej (LK3)
1 szt. 3-szpilkowy fragment listwy kołkowej prostej (LK4)
2 szt. zworki (do LK3, LK4)
1 szt. konektor płaski męski 6,3 mm pojedynczy do montażu przykręcanego
4 szt. poliamidowe gwintowane kołki dystansowe M3×12
1 szt. śrubka z łbem walcowym M4×10
1 szt. nakrętka sześciokątna M4
1 szt. podkładka koronowa M4
4 szt. śrubki z łbem walcowym M3×6
2 szt. zaciskowe opaski kablowe 100 mm
1 odcinek długości 150 mm płaskiego dwużyłowego kabla połączeniowego „8" z oznaczeniem jednej żyły
1 odcinek długości 50 mm ocynowanego drutu miedzianego o średnicy 0,7 mm
1 kołek PC z listwy kołkowej prostej

Półprzewodniki:
4 szt. podwójne wzmacniacze operacyjne NE5532AP lub LM833P (IC1-IC4)
1 szt. mikrokontroler PIC16F88-I/P zaprogramowany wsadem 0111111A.hex (IC5)
1 szt. moduł odbiornika podczerwieni [Altronics Z1611A, Jaycar ZD1952] (IRD1)
1 szt. regulator/stabilizator 5 V 7805CV (REG1)
2 szt. tranzystory PNP BC327 (Q1, Q3)
2 szt. tranzystory NPN BC337 (Q2, Q4)
1 szt. 3 mm niebieska dioda LED (LED1)
1 szt. 3 mm pomarańczowa/bursztynowa dioda LED (LED2)
1 szt. 3 mm żółta dioda LED (LED3)
Kable połączeniowe
1 odcinek długości 350 mm przewodu płaskiego AWG28 14 żył
1 odcinek długości 250 mm przewodu płaskiego AWG28 10 żył
2 szt. gniazdo Z-FC10 zaciskane na taśmę AWG28 10 żył [Altronics P5310, *sklep AVT*]
2 szt. gniazdo Z-FC14 zaciskane na taśmę AWG28 14 żył [Altronics P5314, *sklep AVT*]

Kondensatory:
2 szt. kondensator elektrolityczny do MB 470 µF/16 V
3 szt. kondensator elektrolityczny do MB 100 µF/35 V
8 szt. kondensator elektrolityczny do MB 100 µF/16 V
8 szt. kondensatory elektrolityczne 22 µF bipolarne (Nichicon Muse BP)
2 szt. kondensatory elektrolityczne 4,7 µF bipolarne (Nichicon Muse BP)
11 szt. kondensatory poliestrowe 100 nF MKT
4 szt. kondensatory poliestrowe 15 nF MKT
1 szt. kondensator poliestrowy 10 nF MKT
4 szt. kondensatory poliestrowe 470 pF MKT (lub polipropylenowe MKP lub ceramiczne NP0 lub styrofleksowe KSF) [np. element14 1005988, czerwone WIMA]
2 szt. kondensatory poliestrowe 47 pF MKT (lub polipropylenowe MKP lub ceramiczne NP0 lub styrofleksowe KSF) [np. element14 1519289, czerwone WIMA]
2 szt. kondensatory ceramiczne 22 pF (lub styrofleksowe KSF)

Rezystory: (wszystkie 0,6 W, 1%, metalizowane)

2 szt. 1 MΩ	3 szt. 10 kΩ	2 szt. 330 Ω
6 szt. 100 kΩ	1 szt. 2,7 kΩ	7 szt. 100 Ω
2 szt. 22 kΩ	8 szt. 2,2 kΩ	1 szt. 22 Ω
1 szt. 18 kΩ	4 szt. 1,8 kΩ	3 szt. 10 Ω
2 szt. 12 kΩ	10 szt. 1 kΩ	

eprasa.pl f8592ac359

Wykaz elementów, kupuj w sklep.avt.pl (W-wa, ul. Leszczynowa 11, tel. +48222578451, e-mail: handlowy@avt.pl):
Moduł przełączania wejść
1 szt. płytka drukowana, kod 01111112, 109,5×94,5 mm
3 szt. przekaźniki DPDT 5 V, montaż na PCB [Altronics S4147] (RLY1-RLY3)
3 szt. podwójne gniazda RCA pionowe, montowane na PCB, [Altronics P0212] (CON11-CON13)
1 szt. pionowe gniazdo RCA do montażu na PCB, białe [Altronics P0131] (CON14)
1 szt. pionowe gniazdo RCA do montażu na PCB, czerwone [Altronics P0132] (CON15)
1 szt. wtyk IDC Z-WS-10 prosty do montażu na płytce PCB [Altronics P5010, Jaycar PP1100, *sklep AVT*] (CON8)
1 szt. wtyk IDC Z-WS-14 prosty do montażu na płytce PCB [Altronics P5014, *sklep AVT*] (CON9)
2 szt. koraliki ferrytowe [Altronics L5250A, Jaycar LF1250]
4 szt. poliamidowe gwintowane kołki dystansowe M3×12
4 szt. śrubki z łbem walcowym M3×6

Półprzewodniki:
1 szt. komparator LM393P (IC4)
3 szt. tranzystory BC327 PNP (Q5-Q7)
1 szt. tranzystor BC337 NPN (Q8)
3 szt. diody 1N4004 (D1-D3)

Kondensatory:
2 szt. kondensatory elektrolityczne 10 µF/16 V
2 szt. kondensatory poliesterowe 100 nF MKT
2 szt. kondensatory poliestrowe 470 pF MKT (lub polipropylenowe MKP lub ceramiczne NP0 lub styrofleksowe KSF) [np. element14 1005988].

Rezystory: (wszystkie 0,6 W, 1% metalizowane)
3 szt. 100 kΩ
2 szt. 10 kΩ
11 szt. 2,2 kΩ
6 szt. 100 Ω

Panel przedni modułu przycisków
1 szt. płytka drukowana, kod 01111113, 66×24,5 mm
1 szt. wtyk IDC Z-WS-14 prosty do montażu na płytce PCB [Altronics P5014, *sklep AVT*] (CON10)
3 szt. łączniki przyciskowe chwilowe do montażu na PCB z niebieskimi diodami LED [Altronics S1173, Jaycar SP0622] (SI-S3)
4 szt. poliamidowe gwintowane kołki dystansowe M3×6,3
4 szt. śrubki z łbem walcowym M3x6
Uwaga: Kodem *sklep AVT* zostały oznaczone elementy złączy PC wg nomenklatury stosowanej w tym sklepie.

zacisków śrubowych (CON5) oraz cztery pionowe gniazda RCA (CON1...CON4).

Upewnij się, że otwory na przewody bloku zacisków śrubowych są skierowane na zewnątrz krawędzi płytki drukowanej. Użyj białych gniazd RCA dla wejścia i wyjścia lewego kanału oraz czerwonych dla prawego kanału.

Teraz można zamontować przełącznik Isostat S4. Zwróć uwagę na to, aby wszystkie styki lutownicze były proste przed próbą włożenia ich do płytki drukowanej. Dociśnij przełącznik całkowicie do płytki przed przylutowaniem każdego styku. Zamontuj również stabilizator REG1, zwracając uwagę na jego prawidłową orientację.

Montaż potencjometrów

Przed zamontowaniem potencjometrów należy przyciąć ich osie na odpowiednią długość. Długość zależy od gałek i rodzaju obudowy, w której ma być zamontowany przedwzmacniacz. Grubość panelu przedniego będzie miała wpływ na wymaganą długość osi.

Upewnij się, że potencjometr (VR1) napędzany silnikiem jest prawidłowo osadzony na płytce drukowanej przed przylutowaniem jego wyprowadzeń. Po prawidłowym osadzeniu potencjometru, przylutuj dwa przeciwległe po przekątnej zaciski potencjometru i sprawdź, czy wszystko jest prawidłowo ustawione przed przylutowaniem reszty. Następnie przylutuj dwie końcówki obudowy przekładni silnika potencjometru.

Kolejno lutuj do zacisków silnika płaski dwużyłowy kabel oraz kondensator 10 nF. Przewód oznaczony czerwonymi kropkami lub czerwonym paskiem lutuj do końcówki „+" silnika.

Kabel ten przechodzi przez otwór w płytce PCB bezpośrednio za silnikiem. Następnie przymocuj go do spodniej części płytki drukowanej za pomocą dwóch opasek zaciskowych przechodzących przez otwory w PCB,, a następnie doprowadź do górnej części płytki drukowanej przez otwór tuż za CON6.

Odizoluj końcówki żył i zaciśnij je w zaciskach właściwych styków (zobacz spis części). Użyj odpowiednich szczypiec! Przewód z dodatniego zacisku silnika (oznaczony czerwonym wyróżnieniem) powinien iść w złączu CON6 do kołka, który jest bliżej układu IC5. Wciśnij styki (w odpowiedniej pozycji, w której się zatrzasną) do obudowy gniazda 402-2 i wsuń gniazdo na wtyk 403-2 CON6 na PCB.

Przed zamontowaniem VR2 i VR3 zeskrob za pomocą pilnika część powłoki z górnej części metalowej obudowy potencjometrów, aby można było przylutować w tym miejscu kawałek drutu. Nie wdychaj powstałego przy tym pyłu.

Potencjometry VR2 i VR3 muszą być prawidłowo osadzone przed przylutowaniem do płytki. Następnie należy połączyć ich obudowy z masą za pomocą ocynowanego drutu miedzianego o średnicy 0,7 mm. Drut przylutowany jest do kołka GND na PCB, obok wyłącznika regulacji barwy dźwięku, oraz do górnych krawędzi metalowych osłon obu potencjometrów. Upewnij się, że zastosowałeś wystarczająco gorącą lutownicę, aby lut utworzył dobre połączenie.

Montaż IRD1 i diod LED

Zamontowaliśmy odbiornik podczerwieni IRD1 z soczewką około 18 mm nad płytką PCB. Podobnie zostały zamontowane diody LED, tak aby podstawa korpusu diody znajdowała się 18 mm nad płytką drukowaną.

Dzięki temu końcówki diod LED będą miały odpowiednią długość, aby można było je wygiąć do przodu, ustawić w jednej linii z pokrętłami potencjometrów, a następnie umieścić w płycie czołowej (przed)wzmacniacza.

Podczas wyginania przewodów LED należy pamiętać, że dłuższe (anodowe) przewody muszą trafić w pola lutownicze oznaczone literą „A" na płytce drukowanej. IRD1 powinien być zamontowany półkulistą soczewką skierowaną do przodu płytki.

Teraz można zakończyć montaż, instalując płaskie męskie złącze konektorowe 6,3 mm po lewej stronie od silnika potencjometru. Jest ono przykręcone śrubką M4, podkładką koronową i nakrętką.

Pozostaw na razie układy scalone poza podstawkami. Zostaną one zainstalowane później, po sprawdzeniu zasilania.

Zakończenie

W następnym miesiącu opiszemy moduł wyboru wejść i płytkę przełączników oraz szczegółowo przedstawimy procedurę testową.

Podamy również więcej szczegółów dotyczących układu zasilania oraz opiszemy sposób skonfigurowania pilota. ■

John Clarke

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

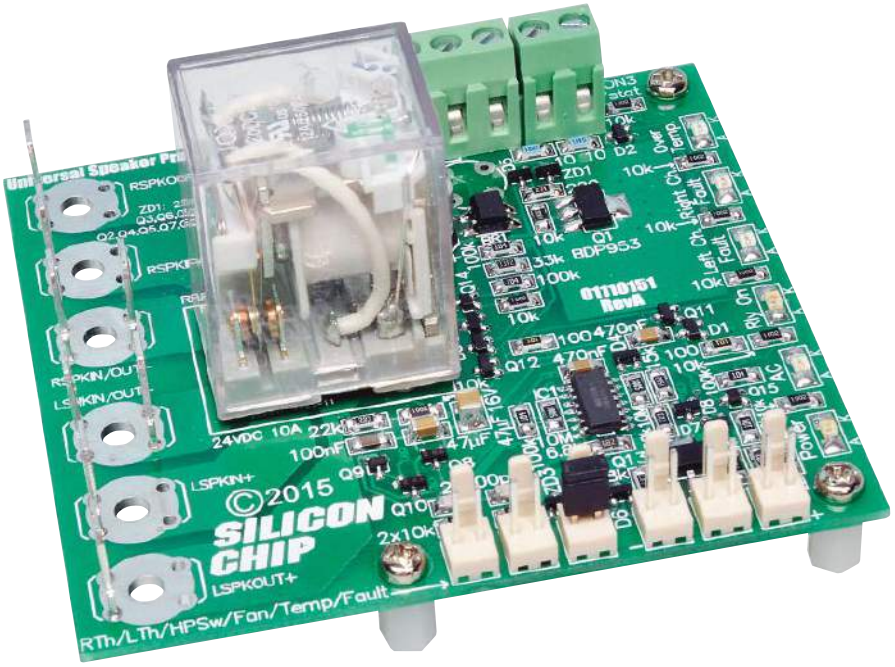
REKLAMA

Już ponad rok publikujemy dla projektantów i programistów dla elektroniki. Odwiedź ELPORTAL.pl

eprasa.pl f8592ac359

Uniwersalne **zabezpieczenie głośników**

Materiały dodatkowe dostępne są na stronie Silicon Chip: https://bit.ly/3dEXwa4
Materiały dodatkowe są również dostępne na stronie edw.elportal.pl: https://bit.ly/3SvnZpm



Zaprezentowany tu, rozbudowany układ zabezpieczenia ochroni twoje drogie głośniki przed katastrofalnymi skutkami awarii wzmacniacza mocy. Ponadto wycisza on stuki przy włączaniu i wyłączaniu wzmacniacza, odłącza głośniki po podłączeniu słuchawek oraz posiada czujniki temperatury radiatorów końcówki mocy do sterowania wentylatorem je chłodzącym. Posiada on również wbudowane diody LED sygnalizujące różne stany awaryjne.

WSZYSTKIE wzmacniacze akustyczne dużej mocy powinny mieć wbudowane układy zabezpieczenia głośników. Głośniki muszą zostać odłączone, jeżeli we wzmacniaczu wystąpi jakaś większa usterka, która może spowodować wysłanie do nich dużego napięcia stałego. Bez tego układu, prąd stały o dużym natężeniu uszkodziłby głośnik, a w najgorszym przypadku mógłby go nawet podpalić!

Możesz sobie wyobrazić taką sytuację: masz podkręconą głośność, aby cieszyć się ulubioną muzyką i nagle jeden z głośników emituje głośne **PFFFTT,** a potem cisza. Może masz trochę szczęścia i w drugim kanale nic złego się nie dzieje, ale zanim zauważysz, że masz katastrofalną awarię, szkoda już się stała, a drogi sprzęt jest już uszkodzony.

Pamiętaj jednak, że może być o wiele gorzej. Urządzasz imprezę i w momencie wystąpienia usterki nie ma Cię nawet w pokoju – a głośnik staje w płomieniach! Może się to wydarzyć w ciągu kilku sekund! W niniejszym artykule zamieściliśmy serię rzeczywistych zdjęć, które zostały wykonane do artykułu o poprzedniej wersji zabezpieczenia głośników, opisanego w numerze Silicon Chip z października 2011 r.

Niektóre wzmacniacze mają termistory PTC (Positive Temperature Coefficient – dodatni współczynnik temperaturowy) włączone szeregowo z wyjściami, aby zapobiec uszkodzeniu głośników i pożarowi. Duży prąd płynący podczas awarii wzmacniacza powoduje nagrzewanie się termistora, a tym samym też wzrost jego rezystancji i ograniczenie prądu płynącego przez głośniki. Ze względu na to, że są to jednak elementy nieliniowe, to termistory mogą znacząco wpływać na poziom zniekształceń podczas normalnej pracy wzmacniacza, szczególnie przy niskich tonach, gdy okres sygnału jest zbliżony do termicznej stałej czasowej tego elementu.

Przekaźniki są pod tym względem znacznie lepsze, ale nawet one mogą mieć wtórny wpływ na zawartość zniekształceń. Dlatego też starannie sprawdziliśmy, czy zastosowany w tym projekcie przekaźnik nie daje żadnego odczuwalnego efektu akustycznego.

Moduł zabezpieczenia pełni także inne role: wycisza wszelkie stuki włączania i wyłączania, odłącza głośniki w przypadku przegrzania modułów wzmacniacza (np. z powodu ustawionej zbyt dużej jego mocy wyjściowej), odłącza głośniki jeżeli użytkownik podłączy słuchawki do wzmacniacza oraz uruchamia mały wentylator, zanim radiatory wzmacniacza nadmiernie się nagrzeją.

Jak wspomniano powyżej, do modułu wbudowaliśmy także sygnalizacyjne diody

Właściwości i parametry

- Pasuje do modułów Ultra-LD Mk.4 110 W/200 W, opisanych w EdW w numerach 5–7/2022 r. i innych wzmacniaczy o podobnych parametrach.
- Szybkie (typowo <50 ms) odłączenie głośników przy nagłym pojawieniu się napięcia stałego na głośnikach
- Niewielka, zwarta płytka drukowana
- Zakres napięcia zasilania: 15–55 VAC lub 22–50 VDC (minimum 18 VAC/24 VDC jeśli używane jest wyjście wentylatora)
- Pobór prądu: ~50 mA (bez uwzględnienia poboru prądu przez wentylator)
- Wyciszanie stuków przy włączaniu i wyłączaniu
- Monitorowanie temperatury radiatora ze wskaźnikiem przegrzania i odłączenia głośników
- Opcja odłączenia głośników przy użyciu powszechnie dostępnych gniazd słuchawkowych 3PST
- Wykrywanie temperatury radiatora za pomocą termostatów lub termistorów NTC
- Włączanie wentylatora przy ustawionej temperaturze radiatora
- Sześć diod LED na płytce i dwie opcjonalne diody statusu na zewnątrz modułu

eprasa.pl f8592ac359



Bez układu zabezpieczenia poważna usterka we wzmacniaczu dużej mocy może spowodować przepływ prądu przez cewkę głośnika o natężeniu wystarczającym do jego zapalenia się. Te trzy zdjęcia, wykonane w odstępach 3-sekundowych, ilustrują jak szybko może dojść do pożaru po zapaleniu się membrany.

LED, tak że nie będziesz musiał zgadywać, co się stało. Pokazują one obecność zasilania AC i DC (z zasilacza sieciowego), zadziałanie przekaźnika, stan awaryjny lewego i/lub prawego kanału oraz przegrzanie końcówki/-wek mocy. Ułatwia to znacznie testowanie modułu i weryfikację jego normalnej pracy.

Obecny projekt będzie działał w szerokim zakresie napięć zasilających, bez konieczności modyfikacji układu oraz ma uproszczone okablowanie zasilające, częściowo z powodu uwzględnienia w jego układzie własnego prostownika zasilania.

W wielu przypadkach, do zasilania układu wystarczy jedna para przewodów od jednego z uzwojeń wtórnych transformatora zasilającego wzmacniacz. Wszystkie dodatkowe funkcje zmieściły się na mniejszej, niż we wcześniejszych projektach, płytce drukowanej, ponieważ zastosowaliśmy w większości elementy do montażu powierzchniowego (SMD). Są one jednak stosunkowo łatwe do wmontowania i przylutowania.

Opis układu

Układ zabezpieczenia głośników monitoruje siedem sygnałów, aby określić, kiedy należy podłączyć lub odłączyć głośniki lub włączyć wentylator. Odpowiednio do stanu tych sygnałów włączane lub wyłączane są też różnokolorowe diody LED. Te sygnały to: obecność zasilania AC, wartość składowej stałej na wyjściu lewego kanału, to samo dla prawego kanału, mierzona termistorami (jeżeli są zamontowane) temperatura radiatorów lewego i prawego kanału, stan przełącznika gniazda słuchawkowego (jeśli gniazdo ma taki styk) oraz stan styków termostatów na radiatorach (jeśli są zamontowane).

Pełny schemat układu pokazano na **rysunku 1**. Wspomniane sygnały podaje się do układu przez złącza śrubowe: CON1 (zasilanie AC), CON3 (termostaty stykowe), wtyki CON4 i CON5 (odpowiednio termistory z radiatorów prawego i lewego kanału wzmacniacza), CON17 (styk gniazda słuchawkowego) oraz konektory płaskie CON9 i CON13 (pomiar składowej stałej na wyjściach kanałów prawego i lewego). Prześledźmy je po kolei.

Do końcówki 3 złącza CON1 podłączony jest jeden z przewodów przychodzący od wtórnego uzwojenia transformatora zasilającego wzmacniacz. Napięcie to jest podawane przez rezystor 10 kΩ, na emiter tranzystora Q3 (npn) oraz bazę tranzystora Q4 (npn). Rezystor 100 kΩ połączony z masą zwiększa odporność tego obwodu na zakłócenia.

Jeśli napięcie na końcówce 3 złącza CON1 jest większe od około +0,7 V, to złącze baza-emiter tranzystora Q4 przewodzi, tranzystor jest wysterowany i włącza diodę LED2 (AC SENSE), sygnalizującą obecność napięcia przemiennego z transformatora. Podobnie, jeśli napięcie na tej końcówce jest niższe od około −0,7 V, to z kolei przewodzi złącze BE tranzystora Q3 (pracuje on wtedy w układzie wspólnej bazy). Tranzystor Q3 zwiera do masy bazę tranzystora Q12 (pnp), włączając go, a więc efekt jest taki sam – znów zaświeca się dioda LED2.

Dioda ta jest więc włączana, gdy bezwzględna wartość napięcia AC na końcówce 3 złącza CON1 jest większa niż 0,7 V, co ma miejsce przez większość czasu, gdy do transformatora podłączone jest zasilanie sieciowe. Po wyłączeniu zasilania sieciowego napięcie na końcówce 3 spada do zera i dioda LED2 gaśnie w ciągu kilku milisekund.

Gdy Q4 lub Q12 przewodzą, to nie tylko zasilają diodę LED2, ale także przez górną połówkę diody D1 (A-K1) i szeregowy rezystor 100 Ω rozładowują kondensator 470 nF i tym samym wyłączają tranzystor Q9. To z kolei pozwala rozpocząć ładowanie kondensatora 47 µF (wyznaczającego z rezystorem 100 kΩ, podłączonym do +24 V, czas opóźnienia włączenia przekaźnika RLY1), ponieważ nie jest on wtedy zwierany do masy przez Q9 i szeregowy rezystor 100 Ω w obwodzie jego kolektora.

Po kilku sekundach kondensator ten naładuje się do ok. 14 V i złącze baza-emiter tranzystora Q10 (działającego tu jak komparator) zostanie spolaryzowane w kierunku przewodzenia. Dzieje się tak ponieważ na jego emiterze panuje napięcie wynikające z sumy napięcia na diodzie Zenera ZD2 i spadku napięcia na diodzie D3 (BAW56).

Red. EdW: Tu nasuwa się pytanie, czy przy prądzie wynoszącym ok. 0,11 mA dioda ZD2 będzie miała na sobie napięcie 13 V, bo zwykle katalogi podają parametry diod Zenera przy prądzie 5 lub 10 mA, w szczególnych przypadkach 2 mA. Dla wymuszenia prądu ok. 5 mA ten rezystor powinien mieć wartość ok. 2 kΩ dla napięcia zasilania wynoszącego 24 V.

Q10 włączy się więc, obniżając poprzez rezystor 10 kΩ potencjał bazy tranzystora Q15 (pnp), który zaczyna przewodzić i zasila cewkę przekaźnika RLY1.

Red. EdW: Tu brakuje diody tłumiącej przepięcia występujące na cewce przekaźnika przy jego wyłączaniu.

Przy włączonym przekaźniku świeci się również dioda LED3 (jak również każda zewnętrzna dioda LED podłączona do wtyku CON8).

Podczas gdy włączenie przekaźnika jest opóźnione o kilka sekund (ze względu na czas ładowania się kondensatora 47 µF), to wyłącza się on niemal natychmiast po odłączeniu

eprasa.pl f8592ac359

zasilania, ponieważ Q9 rozładowuje kondensator 47 µF przez rezystor 100 Ω, o wiele mniejszy niż ładujący go rezystor 100 kΩ. W ten sposób kolumny są odłączane zanim zanikające napięcie z zasilacza wzmacniacza wywoła na jego wyjściu stany przejściowe powodujące stuk w głośnikach, niezależnie od tego jak długo trwa samo rozładowanie jego kondensatorów filtrujących.

Wykrywanie uszkodzeń wzmacniacza

Wyłączenie przekaźnika musi nastąpić równie szybko, a nawet szybciej, w przypadku, gdy któryś z modułów wzmacniacza mocy (lewy lub prawy kanał) ulegnie uszkodzeniu, w wyniku czego na jego wyjściu pojawi się duże stałe napięcie dodatnie lub ujemne – na przykład na skutek zwarcia tranzystora końcowego. Zrealizowanie tego jest o tyle trudne, że normalnie sygnały wyjściowe mogą zawierać znaczne skoki napięć, wynikające z niskoczęstotliwościowych sygnałów akustycznych o dużych amplitudach.

Rozwiązaniem problemu jest odfiltrowanie składowej zmiennej sygnału użytecznego za pomocą prostego filtru dolnoprzepustowego RC składającego się z rezystorów 22 kΩ i 10 kΩ oraz kondensatora 47 µF (oddzielne filtry dla każdego kanału).

Przefiltrowany i stłumiony sygnał jest podawany do tranzystorów Q5, Q6 i Q13 (prawy kanał) oraz Q7, Q8 i Q14 (lewy kanał), które są połączone w identycznej konfiguracji jak opisane wcześniej tranzystory Q3, Q4 i Q12 i dlatego są również wyzwalane przez napięcia przekraczające około ±0,7 V. Jeśli któryś z kanałów wykrywania składowej stałej zostanie wyzwolony, to zapala się odpowiednia dioda (LED4 lub LED5), a kondensator opóźniający 47 µF jest szybko rozładowywany poprzez jeden z kanałów diody D2 i szeregowy rezystor 10 Ω, odłączając głośniki od wzmacniacza (w analogiczny sposób jak przy wyłączeniu zasilania wzmacniacza, tylko szybciej – zobacz opis powyżej).

Przetestowaliśmy ten układ filtrów używając symulatora LTspice, aby sprawdzić czy typowe przebiegi audio nie spowodują błędnego zadziałania oraz czy poważna usterka wzmacniacza spowoduje szybkie odłączenie jego wyjścia od głośników. Na przykład, sygnał sinusoidalny 15 Hz dostarczający 200 W do 8-omowego obciążenia nie spowoduje wyzwolenia tego układu, nawet zmieszany z innymi sygnałami o wyższej częstotliwości. Jest to równoznaczne z wahaniem napięcia większym niż moduł wzmacniacza Ultra-LD Mk.4 200 W jest w stanie dostarczyć.

Jeżeli jednak składowa stała na wyjściu wzmacniacza zmieni się z 0 V do: +40 V lub –40 V i pozostanie taka przez czas nieokreślony, to obwód wykrywania usterek zareaguje na to w ciągu około 20 ms. Sam przekaźnik również potrzebuje trochę czasu na wyłączenie, ale nawet biorąc to pod uwagę głośniki powinny zostać odłączone w tych warunkach w czasie krótszym niż 50 ms.

Dla porównania, konstrukcja opisana w numerze Silicon Chip z października 2011 roku potrzebuje prawie 50 ms na wykrycie tej usterki, czyli ponad dwa razy więcej, a jeszcze wcześniejsza konstrukcja, z lipca 2007 roku, potrzebuje na to ponad ćwierć sekundy (250 ms)!

W przypadku wykrycia nadmiernego napięcia na wyjściu, wywołanego np. ekstremalnie silnym przesterowaniem wzmacniacza, które następnie samorzutnie zniknie, głośniki zostaną odłączone i ponownie podłączone w ciągu kilku sekund, po tym jak praca wzmacniacza wróci do normy.

Ponadto, gdy głośniki są odłączane od wzmacniacza, to ich zaciski są zwierane na krótko, aby zgasić łuk, który może pojawić się między stykami przekaźnika, z powodu przerwania przepływu prądu stałego o dużym natężeniu w obwodzie zawierającym duże indukcyjności (cewki głośników, dławiki zwrotnicy).

Można zauważyć, że na płytce drukowanej, w pobliżu elementów filtra dolnoprzepustowego znajdują się puste pola lutownicze. Zostały one uwzględnione dla ewentualnego podłączenia kondensatorów 100 nF/100 V równolegle do rezystorów 22 kΩ. Symulacja pokazuje, że przyspiesza to reakcję układu o około 10%. Kondensatory te mogą jednak potencjalnie sprzęgać napięcia tętnień z masy układu, z wyjściami na głośniki i w ten sposób wpływać na poziom zniekształceń, więc zdecydowaliśmy się pominąć je w ostatecznej wersji projektu.

Wykrywanie innych stanów awaryjnych

Podobnie jak we wcześniejszych konstrukcjach, przegrzanie wzmacniacza może być wykryte przez termostaty o stykach normalnie otwartych, przykręcone do każdego radiatora końcówki mocy i podłączone do złącza CON3. Do monitorowania wielu radiatorów można połączyć równolegle styki kilku termostatów. Gdy któryś z nich zadziała, to kondensator 47 µF zostanie rozładowany przez diodę D4 i głośniki zostaną odłączone w sposób opisany wcześniej. Kiedy termostat ochłodzi się i rozewrze styki, to głośniki zostaną ponownie podłączone z normalnym opóźnieniem.

Przedstawiony moduł ma również możliwość nadzorowania temperatury radiatora za pomocą jednego lub dwóch termistorów NTC o rezystancji wynoszącej w temperaturze 25°C ok. 10 kΩ (NTC – Negative Temperature Coefficient – ujemny współczynnik temperaturowy). Są one tańsze i mniejsze od termostatów oraz wymagają jedynie pojedynczej śrubki M3 do montażu na radiatorze. Są też dokładniejsze (zwykle w granicach około 1°C), a ponieważ mierzą one, w przeciwieństwie do dwustanowego termostatu, temperaturę w sposób ciągły, to można je wykorzystać do sterowania wentylatorem, który włączy się przy niższej temperaturze, aby schłodzić radiator i ewentualnie uniknąć odłączenia głośników, nawet jeśli głośność jest „podkręcona”.

Ponadto, ponieważ progi temperatury termistora są ustawiane za pomocą prostego dzielnika rezystancyjnego, to możesz je łatwo zmienić, aby dostosować je do swoich potrzeb. W przypadku termostatów wybór progów temperatury i histerezy jest ograniczony.

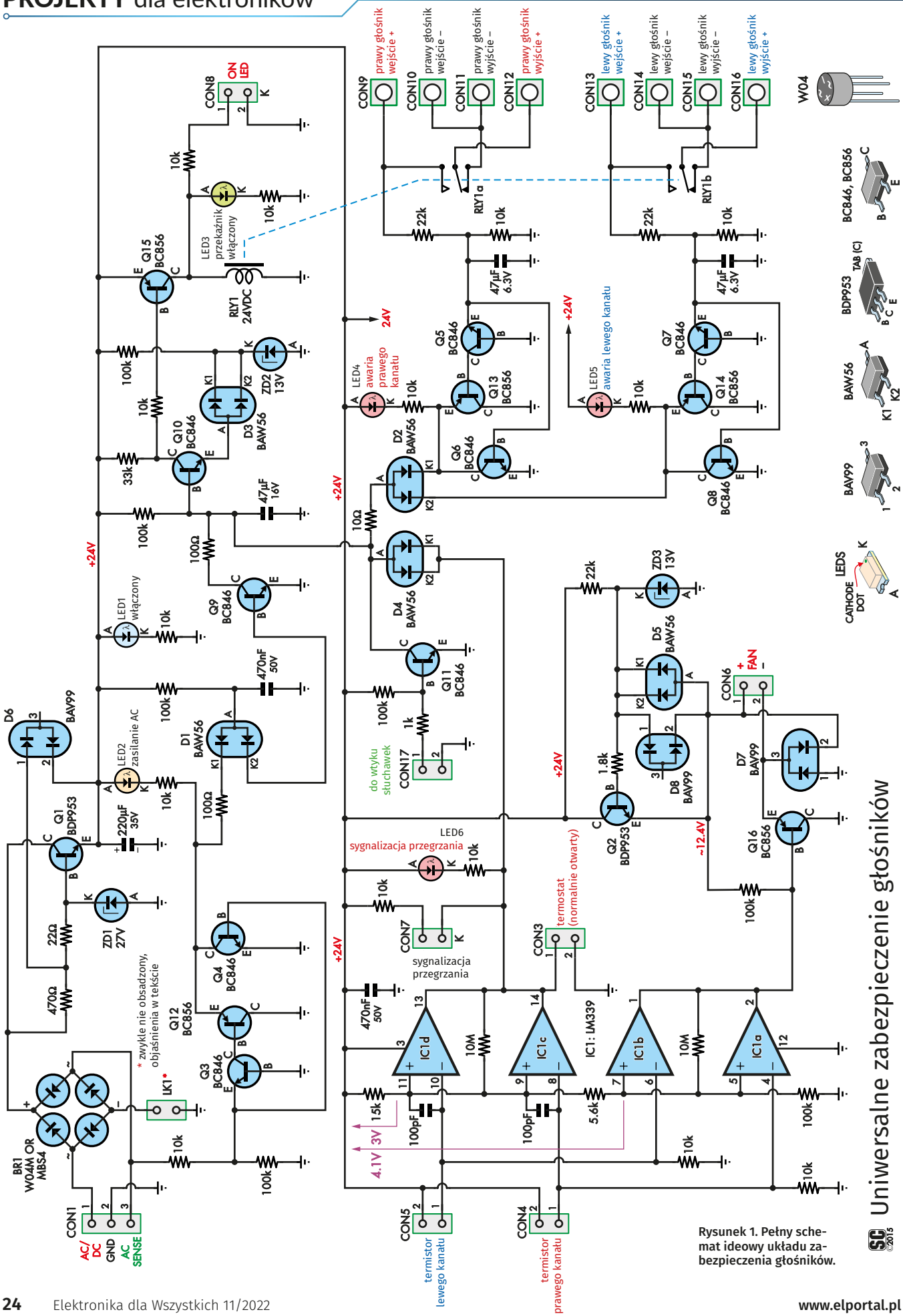
Termistor(y) podłącza się przez wtyk CON4 i/lub CON5. Tworzą one dzielnik napięcia z rezystorami 10 kΩ podłączonymi do masy, zasilany z +24 V. W temperaturze 25°C daje to napięcie około 12 V na wejściu odwracającym komparatora, rosnące w miarę nagrzewania się termistora.

Komparatory IC1a-IC1d porównują te napięcia z progami wyznaczonymi przez rezystorowy dzielnik napięcia. Są one umieszczone w układzie LM339, zawierającym cztery identyczne komparatory o niskim poborze mocy. IC1a porównuje napięcie z termistora podłączonego do CON4 z napięciem odniesienia pobieranym z dzielnika 15 kΩ/5,6 kΩ/100 kΩ zasilanego napięciem 24 V. Napięcie to będzie się zmieniać w zależności od napięcia na szynie zasilającej, ale analogicznie będzie się zmieniać napięcie na termistorze, czyli jest to porównanie proporcjonalne.

Wejście nieodwracające IC1a(5) jest na poziomie około 4,1 V poniżej napięcia szyny 24 V. Zastosowany termistor ma współczynnik beta równy 3970K (dla zakresu od 25 do 100°C). Używając kalkulatora zamieszczonego na stronie https://bit.ly/3RdC61E obliczamy, że jego rezystancja w temperaturze 65°C wynosi ok. 2070 Ω. Na wejściu odwracającym IC1a(4) będziemy więc mieli napięcie o wartości 4,12 V poniżej napięcia szyny 24 V. Zatem w tej temperaturze wyjście IC1a przejdzie w stan niski, analogicznie na poziomie masy znajdzie się baza tranzystora Q16 (pnp), zacznie on więc przewodzić.

Q16 pracuje jako wtórnik emiterowy, zasilając przez złącze CON6 opcjonalny wentylator na napięcie 12 V (patrz rysunek 5). Komparator IC1b współpracuje dokładnie tak samo z drugim termistorem, a ponieważ wyjścia typu „open-collector” są połączone razem, to wentylator włączy się, gdy temperatura na którymś z radiatorów przekroczy 65°C.

eprasa.pl f8592ac359



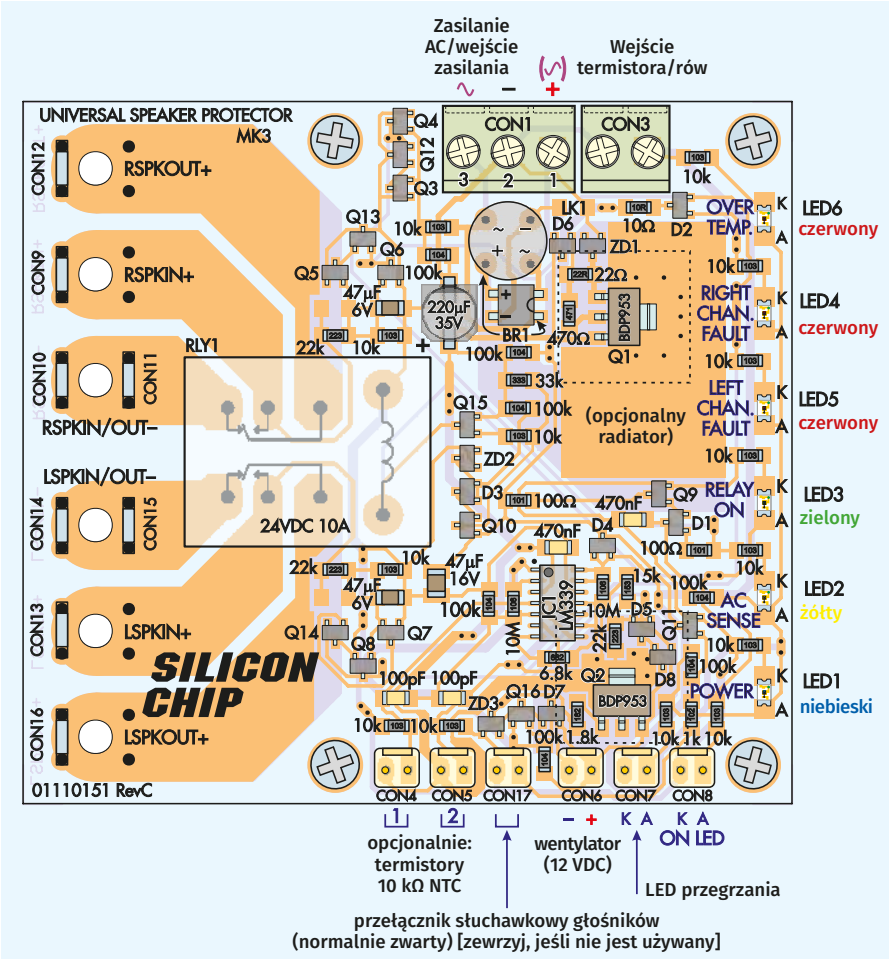
Rysunek 1. Pełny schemat ideowy układu zabezpieczenia głośników.

eprasa.pl f8592ac359

Jeśli temperatura na którymś z nich osiągnie 75°C, to rezystancja znajdującego się na nim termistora spadnie do 1477 Ω. Tak więc wejście odwracające układu IC1c(8) lub wejście odwracające układu IC1d(10) będzie na potencjale zaledwie 3 V poniżej napięcia szyny 24 V. Oba wejścia nieodwracające (końcówki 9 i 11) znajdują się na potencjale 2,98 V poniżej napięcia tej szyny, więc powyżej 75°C wyjście IC1c lub IC1d przejdzie w stan niski. Zapali się wtedy dioda LED6 sygnalizująca przekroczenie temperatury, a kondensator opóźniający 47 µF zostanie rozładowany przez diodę D4, wyłączając RLY1 (jak to zostało opisane wcześniej).

Rezystor 10 MΩ pomiędzy połączonymi wyjściami IC1c/IC1d (końcówki 13 i 14) oraz ich połączonymi wejściami nieodwracającymi (końcówki 9 i 11) zapewnia niewielką histerezę, aby przekaźnik nie włączał się i nie wyłączał bezustannie w okolicy progu przełączania układu. Gdy przekaźnik się wyłączy, temperatura radiatora musi wzrosnąć o kilka stopni, zanim ponownie się włączy. Podobnie, rezystor histerezy 10 MΩ dla IC1a/IC1b zapewnia, że po włączeniu wentylatora temperatura radiatora musi spaść o stopień lub dwa, zanim zostanie on znów wyłączony.

Dwa kondensatory 100 pF odfiltrowują wszelkie zakłócenia o częstotliwości radiowej (RF), które mogą być zbierane przez przewody idące od termistorów. Jeżeli jeden lub oba termistory nie są podłączone, to odpowiednie wejście odwracające zostanie przez rezystor 10 kΩ połączone z poziomem masy co wyłączy monitorowanie temperatury dla tego kanału.



Rysunek 2. Rozmieszczenie elementów na płytce drukowanej układu zabezpieczenia .

Przełączanie słuchawek

Generalnie chcemy odłączać głośniki po podłączeniu słuchawek do wzmacniacza. Sygnał dla słuchawek jest pobierany sprzed przekaźnika zabezpieczającego głośniki, więc nie ma on wpływu na wyjście słuchawkowe.

Większość gniazd typu Jack ma przełączany, przez tuleję wtyku słuchawkowego, dodatkowy styk, który otwiera się, gdy wtyk jest włożony. Stały styk gniazda jest połączony z masą, natomiast ruchomy jest podłączony do końcówki 1 złącza CON17. Gdy wtyczka słuchawek zostanie włożona, to ruchomy styk w gnieździe Jack zostanie odłączony od masy i to samo dotyczy końcówki 1 z.złącza CON17. Rezystor 100 kΩ wprowadza tranzystor Q11 w stan przewodzenia. Tranzystor Q11 rozładowuje kondensator 47 µF i wyłącza przekaźnik RLY1, jak już to opisywano. Po wyjęciu wtyczki baza tranzystora Q11 jest zwierana do masy przez styki w gnieździe Jack i szeregowy rezystor 1 kΩ. Głośniki włączają się ponownie po czasie niezbędnym do naładowania się kondensatora 47 µF. Jeżeli funkcja ta jest niepotrzebna, to zwarcie złącza CON17 (np. za pomocą zworki) powoduje wyłączenie tranzystora Q11 na stałe.

Zasilanie

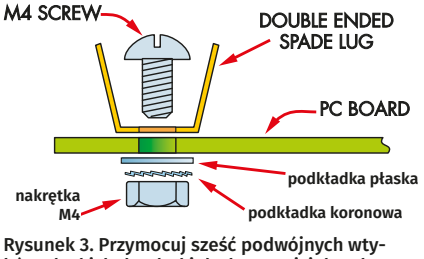
Nasze poprzednie projekty zabezpieczeń głośników wymagały zmiany rezystora w obwodzie zasilania (lub jego usunięcia), by w zależności od stosowanego napięcia zasilania cewka przekaźnika była zasilana odpowiednim napięciem. Obecnie wyeliminowaliśmy ten wymóg poprzez zastosowanie tranzystora Q1 i diody Zenera ZD1 w celu zapewnienia częściowo stabilizowanego napięcia zasilania cewki przekaźnika. Zalecany przekaźnik będzie działał bez problemów mimo niewielkiego tętnienia napięcia na cewce, o ile będzie się ono mieściło w zakresie 18...27 V.

Najprostszym sposobem zasilania tego modułu jest zasilanie go z wtórnego uzwojenia transformatora (lub uzwojeń transformatorów), które są używane do zasilania końcówek

Montaż konektorów płaskich 6,3 mm do płytki drukowanej

Rysunek 3 (po prawej) pokazuje sposób montażu podwójnych konektorów płaskich w wersji do przykręcania. Każda końcówka jest mocowana za pomocą śrubki M4×10, podkładki płaskiej (która przylega do płytki drukowanej), podkładki koronowej i nakrętki.

Sztuczka przy montażu, polega na tym, aby najpierw dokręcić nakrętkę palcami, a następnie obrócić zespół konektorów tak, aby były ustawione pod kątem prostym do krawędzi PCB. Następnie, używając wkrętaka do przytrzymania śruby M4 i konektora, dokręcić nakrętkę za pomocą klucza nasadkowego M4. Dokręć nakrętkę dokładnie i mocno, aby zapewnić dobre połączenie elektryczne i upewnić się, że konektory nie będą się obracać.



Rysunek 3. Przymocuj sześć podwójnych wtyków płaskich do płytki drukowanej, jak pokazano na tym rysunku.

eprasa.pl f8592ac359

mocy wzmacniacza. Jeden przewód od transformatora idzie do styku 3 złącza śrubowego CON1, zarówno w celu detekcji napięcia AC, jak i zasilania mostka prostowniczego BR1, natomiast styk 2 złącza CON1 jest podłączony do masy/uziemienia wzmacniacza, jak pokazano na rysunku 5. Utworzony prostownik półokresowy daje pulsujące napięcie jednokierunkowe na dodatnim zacisku mostka prostowniczego BR1.

Powoduje to ładowanie kondensatora 220 µF poprzez tranzystor Q1. Znajdująca się w jego bazie dioda Zenera 27 V jest polaryzowana z wyjścia mostka BR1 przez dwa połączone szeregowo rezystory: 470 Ω oraz 22 Ω i zapobiega przekroczeniu napięcia 27 V na kondensatorze 220 µF. Kiedy dioda (diody) w BR1 przewodzi, kondensator jest doładowywany przez tranzystor Q1. W pozostałym czasie kondensator ten dostarcza prąd do obciążenia i ładuje się w następnym cyklu prostownika.

Podczas normalnej pracy, spadek napięcia na Q1 powoduje wydzielanie na nim mocy poniżej 1 W lub około 2 W przy podłączonym i pracującym wentylatorze (pobierającym około 100 mA). Płytka drukowana działa jako radiator, aby bezpiecznie odprowadzić wytwarzane ciepło. Q1 jest przystosowany do rozpraszania 3 W mocy (wg karty katalogowej), o ile temperatura płytki drukowanej jest utrzymywana poniżej 100°C.

Przy zastosowaniu miedzianej płaszczyzny rezystancja termiczna złącze-otoczenie wynosi około 40°C/W, przynajmniej więc teoretycznie nie jest wymagany dodatkowy radiator. W praktyce jednak Q1 staje się bardzo gorący w dotyku, jeśli moduł zasila wentylator, więc jeśli on jest podłączony, to zdecydowanie zalecamy przyklejenie małego radiatora na górze Q1. Więcej szczegółów na ten temat znajduje się poniżej.

Podwójna dioda szeregowa D6 wraz z szeregowym rezystorem 22 Ω w bazie tranzystora Q1 ogranicza prąd jego bazy do (0,6 V)/22 Ω=27 mA, co w połączeniu z jego współczynnikiem wzmocnienia prądowego równym około 100 zapewnia w przybliżeniu szczytowy prąd kolektora 3 A. Jest to wartość zbliżona do wartości znamionowej 3 A i znacznie poniżej wartości szczytowej (10 ms) wynoszącej 5 A.

Red. EdW: Przy małym poborze prądu przez układ większość prądu rezystora 22 Ω przepływa przez diodę ZD1, a zakładając, że prąd płynie przez nią przez pół okresu napięcia sieciowego, to wydziela się na niej moc ok. 0,23 W, podczas gdy w spisie elementów jest ona wyspecyfikowana, że ma moc 0,25 W. Czyli nawet zakładając warunki idealne, to mamy tu pracę na granicy wytrzymałości elementu. Przy prostowaniu dwupołówkowym moc wzrośnie dwukrotnie!!! W rzeczywistości prąd diody ZD1 rośnie ze wzrostem napięcia zasilania, bo przecież dioda D6 nie jest idealnym stabilizatorem napięcia.

Jeśli urządzenie jest zasilane z uzwojenia wtórnego transformatora z odczepem środkowym i napięciu AC mniejszym niż 35 V-0-35 V, to oba końce uzwojenia powinny być podłączone do złącza CON1 (styki 1 i 3), dając prostownik pełnookresowy i ładowanie kondensatora 220 µF z częstotliwością 100 Hz. W przeciwnym razie tętnienia mogą być tak duże, że przekaźnik RLY1 nie będzie w stanie pozostawać włączony przez cały cykl napięcia sieci.

Przy wyższych napięciach zasilania jest to nie tylko niepotrzebne, ale prawdopodobnie zwiększy wydzielaną moc przez Q1. Kluczową sprawą jest to, żeby napięcie na kondensatorze 220 µF w żadnym momencie nie spadło poniżej około 18 V, ponieważ napięcie „musi pozostać włączony" RLY1 wynosi 16,8 V.

Red. EdW: Zastosowany przekaźnik, to Hongfa JQX-13F (lub jego nowsza wersja HF13). Karta katalogowa podaje, że przekaźnik ten, w wersji na 24 V i rezystancji cewki 650 Ω, przyciąga przy napięciu 19,2 V, ale zwalnia dopiero gdy napięcie jego zasilania spadnie poniżej 2,4 V.

Zasilanie wentylatora

Większość małych wentylatorów DC działa na napięcie 12 V, więc zaprojektowaliśmy zasilanie na tę wartość i z ograniczeniem prądowym. Można to pominąć, jeśli używany jest model na napięcie 24 V. Użyj go jeśli możesz, ponieważ wentylator będzie pracował z większą mocą i mniej ciepła zostanie rozproszone w zasilaniu modułu.

Red. EdW: można po prostu zastosować 2 identyczne wentylatory 12 V połączone szeregowo. Tak czy inaczej, aby włączyć wentylator, jego ujemny zacisk jest zwierany do masy lub pozostaje odłączony.

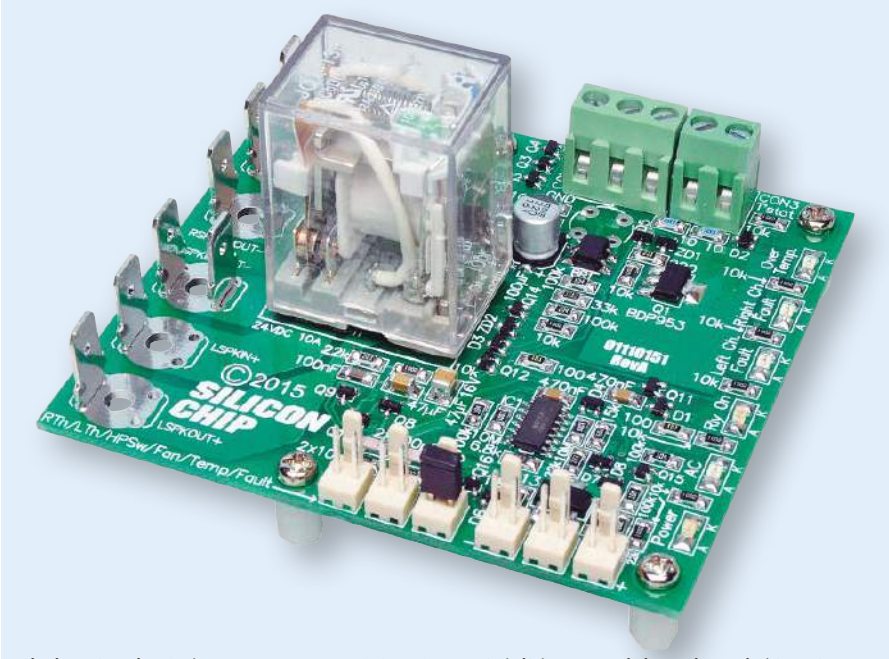
Wykaz elementów, kupuj w sklep.avt.pl (W-wa, ul. Leszczynowa 11, tel. +48222578451, e-mail: handlowy@avt.pl):
1 szt. dwustronna płytka drukowana, kod 01110151, 88×79 mm
8 szt. konektory płaskie 6,3 mm męskie do montażu na płytce drukowanej, raster styków lutowniczych 5 mm (Jaycar PT4914, Altronics H2094) (CON9-CON16) lub
4 szt. konektory płaskie 6,3 mm męskie do montażu na płytce drukowanej + 2 szt. konektory płaskie 6,3 mm męskie podwójne do druku; raster styków lutowniczych 5 mm lub:
6 szt. konektory płaskie przykręcane 6,3 mm męskie podwójne w zestawie z wkrętami M4×10, podkładkami koronowymi, podkładkami płaskimi i nakrętkami
1 szt. zacisk śrubowy 3-drożny, raster 5,08 mm (CON1)
1 szt. zacisk śrubowy 2-drożny, raster 5,08 mm (CON3)
6 szt. wtyk 403-2 pin prosty do druku męski raster 2,54 mm (CON4-CON8, CON17) oraz do zestawu:
6 szt. obudowa gniazda 402-2 pin na przewód raster 2,54 mm + 2 komplety: metalowy pin do gniazd 402-XX
1 szt. przekaźnik przełączający 24 VDC, 10 A DPDT (2 pary styków) – JQX-13F-024-2Z2(D) lub Hogfa HF13F-024-2Z2(D) – do druku, D –wersja z diodą LED – (RLY1)
4 szt. gwintowane tulejki dystansowe M3
8 szt. śrubki M3×6, do przykręcenia modułu do obudowy)
1 szt. zworka raster 2,54 mm
2 szt. termistory NTC 10 kΩ (Altronics R4112) (opcja)
1 szt. wentylator 12 V lub 24 VDC (opcjonalnie)
1 szt. bateria 9 V (do testów)
1 lub 2 małe radiatory z podkładkami samoprzylepnymi (opcjonalnie, patrz tekst)
przewody połączeniowe różnej długości i złącza, zgodnie z wymaganiami.

Półprzewodniki:
1 szt. komparator LM339 SMD (SOIC-14) (IC1)
2 szt. tranzystory NPN o wysokim wsp. wzmocnienia BDP953 100 V 3 A (SOT-223) (Q1, Q2)
9 szt. tranzystory NPN BC846 (SOT-23) (Q3-Q11)
5 szt. tranzystory PNP BC856 (SOT-23) (Q12-Q16)
1 szt. dioda Zenera 27 V 0,25 W (SOT-23) (ZD1)
2 szt. diody Zenera 13 V 0,25 W (SOT-23) (ZD2, ZD3)
1 szt. mostek prostowniczy 400 V 0,5 A SMD, typ MBS4 (BR1) lub
5 szt. podwójnych diod BAW56 ze wspólną anodą (SOT-23) (D1-D5)
3 szt. podwójne szeregowe diody przełączające BAV99 (SOT-23) (D6-D8)
1 szt. niebieska dioda LED o wysokiej jasności, SMD 3216/1206 (LED1)
1 szt. żółta dioda LED o wysokiej jasności, SMD 3216/1206 (LED2)
1 szt. zielona dioda dioda LED o wysokiej jasności, SMD 3216/1206 (LED3)
2 szt. czerwone diody LED o wysokiej jasności, SMD 3216/1206 (LED4, LED5)
1 szt. bursztynowa dioda LED o wysokiej jasności, SMD 3216/1206 (LED6)
1 lub 2 diody LED do montażu w obudowie do sygnalizacji stanu (opcjonalnie, patrz tekst)
1 mostek W04 1 A do montażu przewlekanego (BR1)

Kondensatory: (SMD 3216/1206, o ile nie podano inaczej)
1 szt. kondensator elektrolityczny 220 µF/35 V SMD typ E lub kondensator elektrolityczny do montażu przewlekanego, do 8 mm średnicy (np. Nichicon CW1V221MNL1GS; Digi-Key 493-9430-1-ND)
2 szt. kondensatory ceramiczne 47 µF/6,3 V X5R
1 szt. kondensator ceramiczny 47 µF/16 V X5R (SMD 3224/1210 lub 3216/1206)
2 szt. kondensatory ceramiczne 470 nF/50 V X7R
2 szt. kondensatory ceramiczne 100 pF/50V C0G lub styrofleksowe KSF

Rezystory: (wszystkie 3216/1206, 0,25 W 1%)
2 szt. 10 MΩ
1 szt. 15 kΩ
7 szt. 100 kΩ
1 szt. 33 kΩ
1 szt. 5,6 kΩ
3 szt. 22 kΩ
1 szt. 1,8 kΩ
1 szt. 1,8 kΩ 0,25 W przewlekany (do testów)
1 szt. 1 kΩ 0,25 W przewlekany (do testów)
1 szt. 1 kΩ
2 szt. 100 Ω
1 szt. 470 Ω 0,5 W
1 szt. 22 Ω
2 szt. 10 Ω (jeden opcjonalny dla LK1)
14 szt. 10 kΩ

eprasa.pl f8592ac359



Zdjęcie pokazuje ukończony prototyp modułu ochrony głośników. Zauważ, że możesz użyć konektorów płaskich lutowanych do płytki drukowanej lub użyć podwójnych konektorów przykręcanych na śruby (patrz objaśnienie na stronie 25 w ramce).

Napięcie linii 12 V jest uzyskiwane z 24 V, przez obwód z tranzystorem Q2 (npn), w podobny sposób, jak ustalane jest napięcie samej linii 24 V (podobwód z tranzystorem Q1). Rezystor 1,8 kΩ w obwodzie bazy w połączeniu szeregowym z podwójną diodą D8 ogranicza prąd bazy do (0,6 V): 1,8 kΩ=0,33 mA, co przy współczynniku wzmocnienia prądowego równym 350 daje maksymalny prąd kolektora tranzystora Q2 nieco ponad 100 mA.

Red. EdW: Tu jest jakiś problem układowy, bo w tym samym obwodzie pracuje, włączający wentylator, tranzystor Q16 (BC856), który ma maksymalny prąd ciągły wynoszący –100 mA (pnp)!!! Na schemacie zaznaczono też błędnie biegunowość napięcia na emiterze Q2. Opieranie ograniczenia prądowego, na przyjętym a priori wzmocnieniu stałoprądowym konkretnego tranzystora, przy jednoczesnym braku informacji w tekście o konieczności jego doboru, to też nie jest rozwiązanie optymalne!!! Prąd diody ZD3 też wydaje się być 10× za mały do poprawnej jej pracy!

Zabezpiecza to tranzystory Q1 i Q2 w przypadku zwarcia końcówek wentylatora. Chroni to również oba tranzystory przed nadmiernym nagrzewaniem, w przypadku, gdyby wentylator próbował pobierać prąd większy niż 100 mA (jak wiele wentylatorów 12 V, zwróć uwagę na jego tabliczkę znamionową). Zasadniczo, jeśli tak się stanie, napięcie zasilania wentylatora spadnie i będzie on po prostu wolniej pracował.

Diody D5 i D7 tłumią wszelkie impulsy samoindukcji, które mogą być generowane przez silnik wentylatora, zwłaszcza gdy jest on wyłączany i chronią złącza baza-emiter lub przejście emiter-kolektor tranzystora Q16 przed odwrotną polaryzacją.

Jeśli ma być zastosowany wentylator, to straty cieplne w tranzystorze Q1 będą mniejsze, jeśli moduł będzie zasilany z mającego środkowy odczep wtórnego uzwojenia transformatora o napięciu skutecznym co najmniej 18 V-0-18 V. Przy niższych napięciach, w zależności od poboru prądu przez wentylator, tętnienia zasilania mogą być tak duże, że moduł nie będzie mógł prawidłowo pracować. W takim przypadku należy zasilać urządzenie z uzwojenia transformatora o wyższym napięciu, jak pokazano na rysunku 5.

W przypadku zasilania wentylatora i płytki zabezpieczenia z uzwojenia wtórnego transformatora o znacznie wyższym napięciu, dobrze jest zamontować niewielki radiator na Q1, jak wyjaśniono to wcześniej i opisano w dalszej części tekstu.

W przypadku stosowania wentylatora na 24 V należy pominąć diodę Zenera ZD3, a sąsiedni rezystor 22 kΩ zastąpić rezystorem 0 Ω (lub zworką z drutu).

Zmiana progów ochrony przed przegrzaniem

W przypadku stosowania termistorów NTC progi temperatury włączenia wentylatora i odłączenia głośników, z powodu przegrzania wzmacniacza, można zmieniać poprzez zmianę wartości dwóch rezystorów. Jak wyjaśniono powyżej, wentylator normalnie włącza się przy 65°C (T_{WENT}), a głośniki są odłączane przy 75°C ($T_{PRZEGRZ}$).

Powiedzmy, że zamiast tego chcesz T_{WENT}=60°C i $T_{PRZEGRZ}$=70°C. Najpierw oblicz oczekiwane rezystancje termistora NTC w tych temperaturach, korzystając z podanej wcześniej strony internetowej: https://bit. ly/3RdC61E.

Wstaw beta=3970K, R1=10 kΩ, T1=25°C i T2=60°C, aby otrzymać R_{WENT}=2,468 kΩ. Dla T2=70°C otrzymujemy $R_{PRZEGRZ}$=1,744 kΩ.

Ponieważ obwód dzielnika napięcia odniesienia ma na dole rezystor 100 kΩ, to w porównaniu z rezystorem o wartości 10 kΩ dzielnika z termistorem NTC, całkowita wartość naszych dwóch nowych rezystorów (mających zastąpić istniejące rezystory 5,6 kΩ i 15 kΩ) będzie musiała wynosić R_{WENT}×10, czyli 24,69 kΩ ($R_{CAŁKOWITE}$).

Możemy teraz obliczyć nową wartość dla rezystora w miejsce 15 kΩ jako $(100\ k\Omega + R_{CAŁKOWITE}) \times R_{PRZEGRZ} / (R_{PRZEGRZ}+10{,}000\ k\Omega)$=18,52 kΩ. 18 kΩ jest wystarczającym przybliżeniem. Rezystor o wartości 5,6 kΩ zastępujemy następnie wartością 24,687 kΩ–18,000 kΩ=6687 Ω, co jest bliskie wartości katalogowej 6,8 kΩ. Podstaw inne wartości rezystancji termistora w tych wzorach, aby obliczyć wymagane rezystory dla innych temperatur.

Montaż

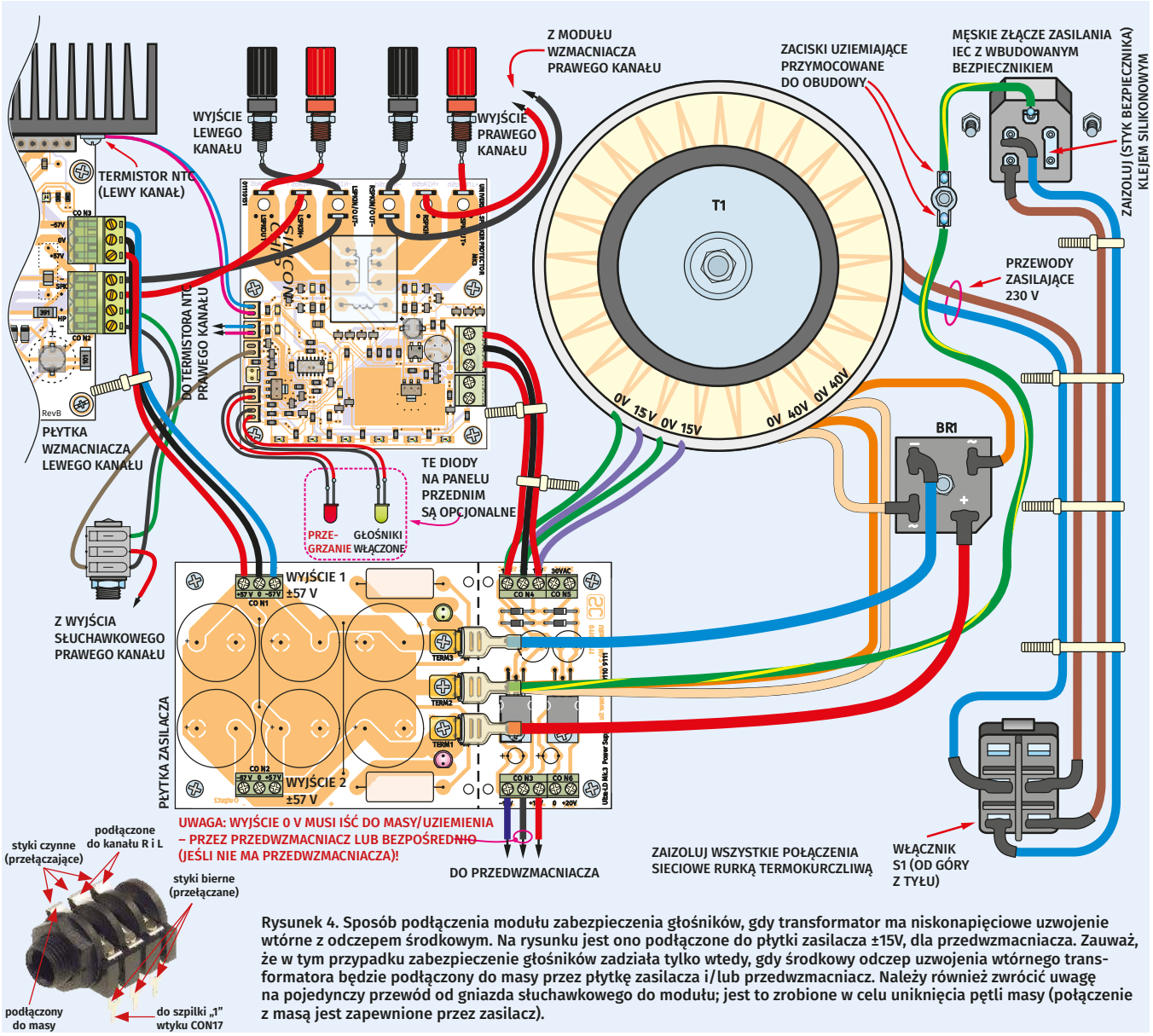
Moduł zabezpieczenia głośników zmontowany jest na dwustronnej płytce drukowanej o kodzie handlowym 01110151 i wymiarach 88×79 mm. Większość komponentów to elementy SMD. Wyjątkami są: złącza, przekaźnik RLY1 i opcjonalnie: mostek prostowniczy BR1 oraz kondensator elektrolityczny 220 µF. Rysunek 2 przedstawia szczegóły montażu.

Zacznij od jedynego układu scalonego, komparatora IC1. Zlokalizuj jego końcówkę nr 1; zwykle będzie ona oznaczony kropką, wgłębieniem lub, w przypadku jego braku, ściętą krawędzią. Obróć układ scalony tak, aby końcówka 1 znajdowała się u góry po lewej stronie, jak pokazano na rysunku. Przylutuj jedną końcówkę układu, a następnie sprawdź, czy wszystkie pozostałe są prawidłowo wyśrodkowane na swoich polach lutowniczych. Możesz lutować je pojedynczo lub dodać pastę lutowniczą z topnikiem po obu stronach układu scalonego, a następnie użyć techniki lutowania gorącym powietrzem.

Po przylutowaniu wszystkich końcówek sprawdź, czy nie ma między nimi zwarć i ewentualnie użyj pasty topnikowej oraz miedzianej plecionki lutowniczej, aby usunąć te zwarcia, które znajdziesz.

Następnym zadaniem jest zamontowanie 27 tranzystorów i diod w obudowach SOT-23. Są one niewielkie, ale styki

eprasa.pl f8592ac359



Rysunek 4. Sposób podłączenia modułu zabezpieczenia głośników, gdy transformator ma niskonapięciowe uzwojenie wtórne z odczepem środkowym. Na rysunku jest ono podłączone do płytki zasilacza ±15V, dla przedwzmacniacza. Zauważ, że w tym przypadku zabezpieczenie głośników zadziała tylko wtedy, gdy środkowy odczep uzwojenia wtórnego transformatora będzie podłączony do masy przez płytkę zasilacza i/lub przedwzmacniacz. Należy również zwrócić uwagę na pojedynczy przewód od gniazda słuchawkowego do modułu; jest to zrobione w celu uniknięcia pętli masy (połączenie z masą jest zapewnione przez zasilacz).

rozmieszczone są dość daleko od siebie. Orientacja każdego z tych elementów jest oczywista ze względu na fakt, że mają jedną końcówkę z jednej strony i dwie z drugiej, ale należy uważać, aby nie pomylić sześciu różnych typów komponentów i upewnić się, że nie są one zamontowane do góry nogami, tzn. ich wyprowadzenia powinny stykać się z polami lutowniczymi na PCB.

Podstawowa technika montażu jest taka sama jak w przypadku układu scalonego – przylutuj jeden styk, sprawdź położenie, przylutuj pozostałe dwie końcówki, a następnie przelutuj początkowe połączenie lutownicze za pomocą odrobiny pasty z topnikiem lub lutu.

Teraz można przylutować dwa większe tranzystory: Q1 i Q2 (BDP953). Mają one obudowy typu SOT-223, które doskonale radzą sobie z przenoszeniem ciepła do płytki drukowanej dzięki ich dużym, cienkim podstawom-radiatorom, na których zamontowana jest struktura krzemowa.

Najprostszą techniką (z wyjątkiem lutowania gorącym powietrzem, w piecu lub podczerwienią) jest nałożenie odrobiny topnika na największe pole lutownicze, a następnie umocowanie elementu jedną z mniejszych końcówek. W takiej pozycji można już przylutować dużą końcówkę; zajmie to trochę czasu zanim ta część i PCB nagrzeją się wystarczająco, aby utworzyć prawidłowe połączenie lutownicze, ale topnik powinien pomóc w rozpływie lutu pomiędzy elementem i polem lutowniczym. Używaj tylko dobrze nagrzanej lutownicy! Następnie, bezzwłocznie, lutujemy środkowy mały styk (który jest połączony elektrycznie i mechanicznie z radiatorem tranzystora, więc jest już nagrzany) i na koniec dwie zewnętrzne końcówki.

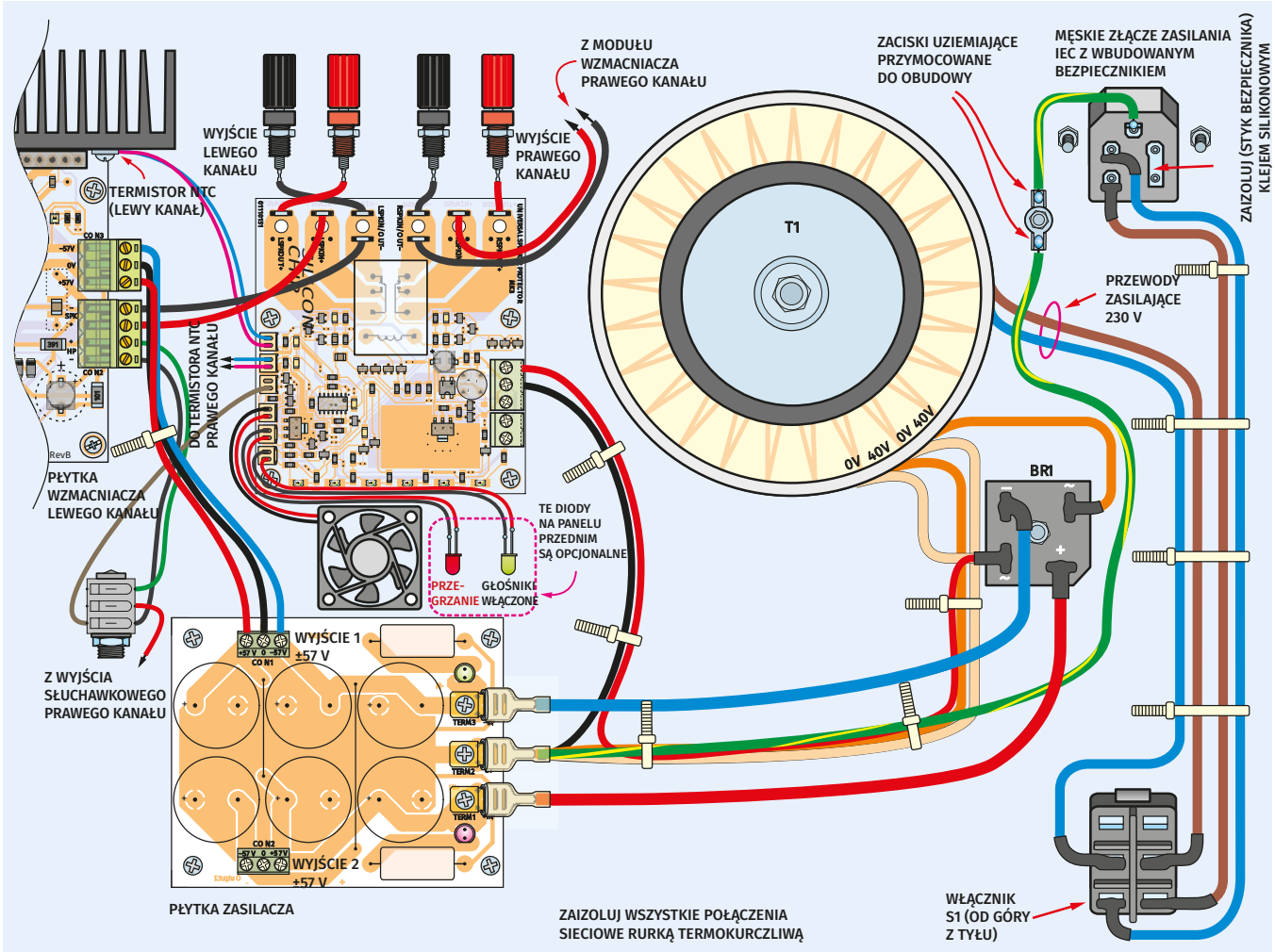
Montaż diod LED

W module zamontowane są diody LED o pięciu różnych kolorach. Pierwszym krokiem, przed wlutowaniem każdej z nich, jest sprawdzenie jej polaryzacji. Użyj multimetru cyfrowego w trybie testu diod i ostrożnie dotykaj sondami równocześnie obu styków obudowy diody LED. Jeżeli dioda się zaświeci, to czerwona sonda znajduje się na anodzie, a czarna na katodzie. Polaryzacja diod jest oznaczona na płytce drukowanej i pokazana na rysunku 2, więc należy przylutować diodę do odpowiedniego pola lutowniczego w prawidłowej orientacji.

Często katoda jest oznaczona zieloną kropką – ale nie zawsze, trzeba więc uważać!

Ponieważ dioda LED1 jest niebieska i ma napięcie przewodzenia powyżej 3 V to, w zależności od posiadanego DMM, może się nie zaświecić. W takim przypadku będziesz

eprasa.pl f8592ac359



Rysunek 5. Sposób podłączenia modułu zabezpieczenia przy jego zasilaniu z tego samego uzwojenia wtórnego transformatora, z którego zasilane są moduły wzmacniaczy mocy. Jest to sytuacja, gdy transformator ma tylko jedno uzwojenie wtórne (z odczepem środkowym), np. we wzmacniaczu bez przedwzmacniacza, lub jeśli chcesz mieć możliwość zasilania wentylatora. Wymagana jest wtedy tylko jedna para przewodów zasilających, chyba że napięcie wtórne transformatora jest mniejsze niż 35 V-0-35 V. Zwróć uwagę na sposób poprowadzenia przewodów zasilających – są one skręcone – ma to na celu zminimalizowanie przydźwięku i zakłóceń spowodowanych pulsacyjnym poborem prądu przez moduł.

musiał zaufać oznaczeniu katody lub użyć baterii 9 V z szeregowym rezystorem ograniczającym prąd i dwoma krótkimi odcinkami drutu, aby ją sprawdzić. Przylutuj diody zwykłą metodą polegającą na przylutowaniu najpierw jednego końca, potem przylutowaniu drugiego, a następnie przelutowaniu pierwszego. Staraj się lutować je tak, by leżały płasko na PCB.

Teraz, przy użyciu tej samej podstawowej techniki, mogą zostać zamontowane rezystory i kondensatory ceramiczne. Rezystory będą miały nadrukowany 3- lub 4-cyfrowy kod wskazujący ich wartość (np. 10 kΩ=103 lub 1002), natomiast kondensatory nie mają żadnych oznaczeń i będziesz musiał sprawdzić ich wartość na ich opakowaniu zbiorczym. **Upewnij się, że nie pomylisz kondensatora 47 µF/16 V z dwoma kondensatorami 47 µF/6,3 V; ten pierwszy będzie prawdopodobnie większy**. Podobnie, kondensatory 470 nF będą cieńsze od kondensatorów 47 µF, a 100 pF jeszcze cieńsze.

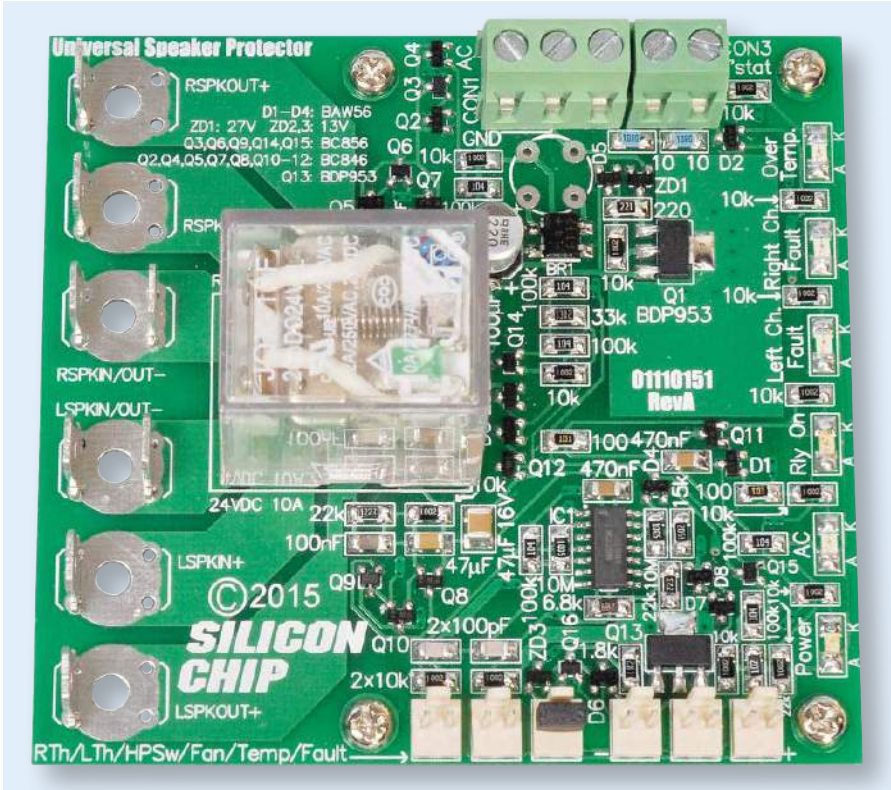
Następnie przylutuj kondensator elektrolityczny, w położeniu pokazanym na rysunku 2. Zazwyczaj będzie on miał ściętą podstawę wskazującą na jego dodatnią końcówkę i czarny pasek na ujemnej stronie obudowy. Przylutuj jego dwa metalowe styki podobnie jak w przypadku kondensatorów ceramicznych. Możesz też użyć zwykłego kondensatora elektrolitycznego do montażu przewlekanego, ponieważ PCB posiada odpowiednie otwory montażowe. W tym przypadku, dłuższy drut (tj. dodatni) przechodzi przez podkładkę na dole płytki.

Mostek prostowniczy może być typu SMD lub przewlekanego: W02/W04. Typ SMD będzie miał wycięcie na prawym końcu (pomiędzy dwoma zaciskami AC), natomiast typ przelotowy ma nadrukowane oznaczenie „+” nad jednym z wyprowadzeń (dłuższym niż pozostałe), które wchodzi w zaznaczony otwór w PCB. Montujemy TYLKO jeden z nich. Teraz należy wlutować 6 sztuk wtyków męskich typu 403 2-szpilkowych prostych do druku (dostępne w sklepie AVT), w miejscach pokazanych na rysunku 2, a następnie dwa bloki zacisków śrubowych, z ich otworami wejściowymi na przewody skierowanymi na zewnątrz górnej części płytki. Zauważ, że nie są one połączone na jaskółczy ogon, tzn. są montowane oddzielnie.

Następne w kolejności są płaskie męskie złącza konektorowe 6,3 mm w ilości 8 sztuk. Wymagane są po dwa dla ujemnych końcówek głośników i po jednym dla dodatnich. Spróbuj wlutować je pod kątem prostym do płytki drukowanej, ale nie trzymaj ich ręką podczas lutowania, bo są wtedy bardzo gorące co grozi nieprzyjemnym oparzeniem!

Alternatywnie, można przymocować do płytki drukowanej specjalne podwójne konektory do przykręcenia do chassis. Mocujemy je za pomocą śrubek M4×10, podkładek

eprasa.pl f8592ac359



Oto kolejny widok na w pełni zmontowaną płytkę prototypową. Pamiętaj, aby wlutować wszystkie elementy SMD przed zainstalowaniem większych elementów z końcówkami przewlekanymi (patrz tekst). Zauważ zwarty zworką wtyk CON17 – zrezygnowano z odłączania głośników wtykiem słuchawkowym. W module wlutowano mostek prostowniczy SMD, dlatego 4 otwory do montażu mostka przewlekanego pozostają niewykorzystane. Możesz zauważyć różnicę wielkości pól lutowniczych/chłodzących tranzystorów Q1 i Q2 (Red. EdW: nie wiadomo dlaczego oznaczonego na PCB jako Q13, jest więcej takich niezgodności oznaczeń pokazanego prototypu i schematu montażowego na rysunku 2. Prawdopodobnie dlatego, że prototyp był lutowany na PCB Rev.A, natomiast rysunek 2 przedstawia PCB Rev.C).



Czujniki temperatury

Czujniki temperatury są nazywane różnie: „wyłącznikami termostatycznymi", „termostatami" lub „wyłącznikami termicznymi" i są dostępne w zakresie temperatur zadziałania od 50...100°C. Oferowane są zarówno czujniki temperatury typu NO (normalnie otwarte) jak i NC (normalnie zamknięte), ale czujnik temperatury używany z tym modułem musi być typu NO. Odpowiednim dla modułu zabezpieczenia głośników we wzmacniaczu Ultra-LD Mk.4 (i dla wcześniejszych wersji) jest wyłącznik termiczny o temperaturze włączenia 70°C (np. Jaycar ST3833) Alternatywnie można użyć wyłącznika termicznego KS-D301B-70 (Piekarz, nr 33905).

i nakrętek, jak to pokazano na rysunku 3. Użyj podkładek płaskich i koronowych, aby zapewnić dobre połączenia elektryczne pomiędzy konektorami a ścieżkami PCB oraz by mieć pewność, że się nie poluzują.

Pozostał już tylko przekaźnik. Upewnij się, że jest on wciśnięty do końca w otwory płytki PCB przed wlutowaniem jego końcówek. Da się on wstawić tylko w jednej orientacji. Użyty w projekcie przekaźnik ma symbol: JQX-3F-024-2Z2(D) lub nowszy jego typ H13F-024-2Z2 (producent HONGFA). W oznaczeniu są ważne: „024" – napięcie pracy – stałe!, „**2Z2**" – montaż do druku, „D" – ewentualnie wbudowana dioda LED.

Zmiana wartości komponentów

Pamiętaj, że możesz zmienić wartości kilku elementów, aby dostosować moduł do swoich wymogów. Należą do nich: rezystory 15 kΩ i 5,6 kΩ, jeśli zmieniasz progi temperaturowe zadziałania zabezpieczeń termicznych oraz dioda Zenera ZD3 i związany z nią rezystor 22 kΩ, jeśli używasz wentylatora 24 V.

Zauważ, że zwora LK1 NIE jest normalnie montowana. Zamontuj LK1 wtedy i tylko wtedy, gdy spełnione są oba poniższe warunki: uzwojenie transformatora zasilającego moduł nie jest podłączony do masy ani do niczego innego (w tym do żadnych innych odczepów na tym samym uzwojeniu) i całkowite napięcie AC uzwojenia podłączonego do modułu nie jest większe niż 24 V. W razie potrzeby możesz użyć jako LK1 rezystora SMD 10 Ω. Zasadniczo, jeśli nie jesteś pewien, czy potrzebujesz zworę LK1, pomiń ją!

Montaż radiatora

Chociaż z pewnością nie zaszkodzi dołączyć małego radiatora do Q1, jak wspomniano wcześniej, to nie jest to absolutnie konieczne, chyba że używasz wentylatora. Moc strat tranzystora Q2 wynosi zazwyczaj mniej niż 1,5 W, ale ma on także mniejsze miedziane pole lutownicze na PCB i będzie się dość mocno nagrzewał, gdy wentylator będzie pracował, więc możesz chcieć założyć na niego mały radiator.

Odpowiedni będzie każdy mały radiator. W naszym prototypie użyliśmy radiatora z barwionego anodowo aluminium. Został on zaprojektowany do zamocowania na obudowie układu scalonego DIP-14 (lub podobnego). Mamy go z firmy Rockby (nr katalogowy 26001) i przymocowaliśmy za pomocą wyciętego kawałka samoprzylepnej silikonowej podkładki izolacyjnej.

Również radiator Jaycar HH8580 powinien być odpowiedni. Jest dostarczany z przyklejoną podkładką. Wystarczy odkleić taśmę ochronną i mocno docisnąć do Q1, a powinien tam pozostać. Wokół Q2 jest mniej miejsca, więc musiałbyś go nieco przesunąć, ale zastosowanie ma ten sam komentarz.

Red. EdW: można tu zastosować dostępny w TME radiator o oznaczeniu HS-DIL12.

Testowanie

Testowanie modułu jest dość proste dzięki wbudowanym diodom sygnalizacyjnym. Najpierw należy umieścić zworkę na wtyku CON17 (czujnik podłączenia słuchawek do wzmacniacza). Następnie podłącz źródło średniego napięcia AC lub DC do styków 1 i 2 CON1 (środkowy i prawy zacisk, patrząc na płytkę jak na rysunku 2). Jeśli używasz napięcia stałego, to upewnij się, że ujemny zacisk jest podłączony do styku 2, w przeciwnym razie zasilanie zostanie zwarte przez mostek BR1.

Idealnie byłoby użyć napięcia 18...25 V AC lub około 30 V DC. Można podłączyć szeregowy rezystor o wartości powiedzmy 100 Ω, 5 W, aby zabezpieczyć zasilanie i płytkę drukowaną w przypadku błędu montażowego.

Podłącz zasilanie i sprawdź czy zaświeci się dioda LED1 (Power). Żadna z pozostałych diod nie powinna jeszcze świecić. Jeśli to możliwe, zmierz prąd zasilania (np. mierząc napięcie

eprasa.pl f8592ac359

na rezystorze zabezpieczającym). Powinieneś uzyskać odczyt około 10 mA. Jeśli diody LED nie świecą zgodnie z oczekiwaniami lub pobór prądu jest nadmierny, wyłącz zasilanie układu i sprawdź, czy nie ma błędów w lutowaniu lub rozmieszczeniu elementów.

Zakładając, że wszystko jest w porządku, zmierz napięcie na kondensatorze elektrolitycznym, dotykając sondami miernika uniwersalnego do styków na górze płytki. Jeśli napięcie zasilające jest wystarczająco wysokie, aby zadziałała regulacja napięcia, to powinieneś uzyskać odczyt zbliżony do 27 V. Teraz podłącz tymczasowo jakiś rezystor (np. 1 kΩ 0,25 W) pomiędzy styki 1 i 3 złącza CON1, np. dotykając jego końcówkami łbów śrub.

Powinieneś zobaczyć, że dioda LED2 (AC SENSE, żółta) świeci się, gdy rezystor jest podłączony i gaśnie natychmiast po jego odłączeniu. Przytrzymaj ten rezystor na stykach CON1 przez kilka sekund, a wtedy powinieneś usłyszeć kliknięcie załączającego się przekaźnika RLY1. W tym samym momencie powinna zapalić się dioda LED3 (Relay On, zielona). Usuń rezystor i przekaźnik powinien natychmiast się wyłączyć, a dioda LED3 zagasnąć.

Wyłącz zasilanie i przenieś przewód zasilający ze styku 1 złącza CON1 (po prawej) na styk 3 (po lewej). Ponownie włącz zasilanie i poczekaj aż przekaźnik się włączy. Następnie podłącz dodatkową baterię 9 V pomiędzy masę zasilania (tj. pin 2 CON1) a zacisk L_{SPKIN+}. Dioda LED5 (Left Channel Fault, czerwona) powinna się natychmiast zaświecić a przekaźnik powinien się wyłączyć, podobnie jak dioda LED3. Odwróć polaryzację baterii i sprawdź czy dzieje się to samo.

Teraz wykonaj te same testy, ale tym razem z zaciskiem R_{SPKIN+}. Dioda LED4 (Right Channel Fault, czerwona) powinna się zaświecić, a przekaźnik powinien się ponownie wyłączyć dla obu polaryzacji podłączenia baterii.

Jeśli używasz wentylatora, podłącz go teraz, a następnie podłącz rezystor 1,8 kΩ do jednego z wtyków termistora – CON4 lub CON5. Wentylator powinien się włączyć, ale przekaźnik RLY1 powinien pozostać załączony, a dioda LED3 nie powinna zgasnąć. Przetestuj drugi zacisk termistora; powinien zachowywać się tak samo. Teraz wykonaj ten sam test na obu zaciskach z rezystorem 1 kΩ. W obu przypadkach przekaźnik RLY1 i dioda LED3 powinny się wyłączyć, a dioda LED6 (Over Heat, czerwona) powinna się zaświecić.

Możesz również sprawdzić, czy zwarcie zacisków złącza CON3 daje ten sam efekt, tzn. przekaźnik RLY1 i dioda LED3 wyłączają się, a dioda LED6 świeci.

Podłączenie

Moduł montuje się w obudowie wzmacniacza na czterech gwintowanych tulejkach dystansowych. Zaznacz otwory, używając płytki drukowanej jako szablonu i wywierć je wiertłem ∅ 3 mm. Podstawowy układ okablowania pokazano na rysunkach 4 i 5. Na rysunku 4 pokazano układ, gdy transformator ma odpowiednie, niskonapięciowe uzwojenie wtórne, natomiast na rysunku 5 pokazano okablowanie w przypadku zasilania urządzenia z tego samego uzwojenia wtórnego transformatora, co zasilanie modułu(ów) wzmacniacza.

Należy pamiętać, że w zasilaczu występują wysokie napięcia AC i DC – patrz ostrzeżenia na stronach 27 i 35 EdW w numerach, odpowiednio, 6/2022 i 7/2022.

Do połączeń głośnikowych należy używać kabli dwużyłowych (linka) w izolacji i dużej obciążalności prądowej, np. o przekroju 2×4 mm², wykonanych z miedzi beztlenowej (OFC – Oxygen Free Copper). Ostrzegamy przed stosowaniem kabli CCA (Cu Coated Al – aluminium powleczone miedzią). Nie ma znaczenia, czy zamienisz ze sobą lewy i prawy kanał, jeśli uprości to okablowanie, ale tak czy inaczej, upewnij się, że polaryzacja (±) jest prawidłowa. Można to sprawdzić za pomocą multimetru cyfrowego, sprawdzając ciągłość obwodu pomiędzy zaciskami L_{SPKIN-} i R_{SPKIN-} a masą obudowy (po wykonaniu okablowania zasilającego wzmacniacza mocy).

Należy zwrócić uwagę na sposób, w jaki pokazaliśmy okablowanie zasilające na rysunku 5. Minimalizuje to pole magnetyczne prądu zmiennego wokół przewodów. Należy również pamiętać, że połączenie zasilania AC musi być doprowadzone do styku 3 złącza CON1, jak pokazano na rysunku. W przypadku połączenia z przewodem środkowym (jak na rysunku 4) należy użyć trzech odcinków przewodu skręconych razem w osłonce z rurki termokurczliwej. Prąd zasilania wynosi zwykle 50...150 mA, więc nie jest potrzebny przewód o dużej obciążalności prądowej.

Jeśli używasz termostatu(ów), podłącz je równolegle do złącza CON3. Ich polaryzacja nie ma znaczenia. Jeśli używasz termistorów NTC, podłącz je do wtyków CON4 i CON5, jak pokazano na rysunkach 4 i 5. Termistory również nie mają polaryzacji.

Aby odłączyć głośnik po włożeniu słuchawek, należy poprowadzić pojedynczy przewód od przełączanego styku w gnieździe Jack do szpilki 1 wtyku przełącznika słuchawek (CON17) na płytce drukowanej i podłączyć go przy użyciu gniazda typu 402- 2, jak to pokazano na rysunku. Połączenie z masą jest już wykonane za pośrednictwem przewodów zasilających. Jeśli nie korzystasz z tej funkcji, zewrzyj obie szpilki wtyku CON17 zworką, widoczną na fotografii modułu.

Diody LED wskaźników

Dwie diody LED na panelu przednim są opcjonalne i można je montować wg uznania: wcale, jedną lub obie. Rezystor szeregowy nie jest potrzebny, ponieważ rezystory 10 kΩ są już na płytce. Dostarczają one po około 2 mA do każdej diody, co jest wystarczające dla diod LED o wysokiej jasności, ale w razie potrzeby można zmniejszyć ich wartość, jeśli to konieczne, aby zasilać mniej wydajne diody LED. ■

Nicholas Vinen

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

REKLAMA

AVT kits



AVTEDU3PAKIET
– 71,00 zł

AVTEDU3PAKIET – to zestaw 3 kitów DIY do nauki lutowania:
- AVTEDU621 – Stroboskop policyjny LED
- AVTEDU634 – MigoLEDki
- AVTEDU637 – Pikająca kostka do gry

sklep.avt.pl / Allegro Sklep-AVT
lub 03-197 Warszawa,
ul. Leszczynowa 11

epr.pl f8592ac359

Frezarka CNC, część 9

To już ostatnia część projektu frezarki. W dziewiątym odcinku skupimy się na geometrii frezarki, prawidłowym mocowaniu obrabianego przedmiotu i utworzeniu pliku sterującego.

Ustawianie geometrii maszyny CNC

Mając już wstępnie uruchomioną część elektroniczną i mechaniczną frezarki należy ustawić geometrię maszyny CNC. Ustawienie geometrii frezarki polega na takim ustaleniu osi maszyny i płaszczyzny stołu frezarki, aby zapewnić jak największą dokładność obróbki przedmiotu. Prawidłowe ustawienie geometrii frezarki wymaga dużo czasu i cierpliwości. Opisana przez autora metoda ustawienia geometrii frezarki jest odpowiednia do jakości zastosowanych komponentów. Pierwszą czynnością jaką musimy wykonać jest wypoziomowanie podstawki frezarki. Czynność tę należy wykonać po postawieniu frezarki na płaskiej, równej powierzchni. Autor postawił swoją frezarkę na blacie wypoziomowanego biurka i wypoziomował podstawę frezarki za pomocą poziomicy obracając nóżki w podstawie frezarki. Po osiągnięciu zadowalających rezultatów poziomowania zabezpieczył nóżki przed odkręcaniem wpuszczając od góry gwintu parę kropli kleju do gwintów tak by wypełnił on powierzchnie pomiędzy gwintem. Po zaschnięciu kleju zabezpieczył nóżki przed odkręcaniem drugą nakrętką. Stół krzyżowy został przymocowany do blachy przyspawanej do podstawy ramy frezarki za pomocą śrub. Śruby powinny być przykręcone dość mocno, jednak w taki sposób, aby umożliwiać jego przemieszczanie na powierzchni podstawy frezarki. Do przykręcania śrub mocujących stół krzyżowy najlepiej użyć klucza dynamometrycznego, umożliwiającego dokręcanie wszystkich śrub z taką samą siłą. Do powierzchni stołu krzyżowego, na której mocuje się obrabiany przedmiot, autor przykleił kartkę papieru do drukarki tak, by ściśle przylegała do stołu krzyżowego. Powierzchnia stołu powinna być płaska bez odkształceń mechanicznych gdyż uniemożliwi to prawidłowe wypoziomowanie powierzchni stołu krzyżowego. W uchwycie wrzeciona zamocował frez. Przesuwając ostrożnie osie x, y i z i obserwując ślad zostawiany przez frez (mikrozadarcia na kartce papieru) zidentyfikował najwyżej położony róg stołu krzyżowego. Czynność tę należy wykonywać ostrożnie by nie doprowadzić do uszkodzenia powierzchni stołu krzyżowego przez frez. Przesuwając osie x, y i z ustawił frez w najwyżej położonym elemencie stołu krzyżowego. Usunął kartkę przyklejoną do stołu krzyżowego i zastąpił ją nową. Podkładając cienkie blaszki pod powierzchnię stołu doprowadził do sytuacji, w której frez pozostawiał na całej powierzchni stołu krzyżowego w przybliżeniu taki sam ślad. Po wykonaniu tej czynności uznał powierzchnię stołu krzyżowego za wstępnie wypoziomowaną. Następnie sprawdził równoległość przesuwu stołu względem frezu obserwując mikrozadarcia na kartce papieru przymocowanej do bocznych powierzchni krawędzi stołu, zostawiane przez frez. Korektę równoległości krawędzi stołu względem stołu uzyskiwał przez lekkie uderzenia w lewy lub prawy róg podstawy stołu, w zależności od wymaganej korekty. Uderzenie następowało poprzez kawałek drewna, który przekazywał siłę uderzenia w podstawę stołu krzyżowego. Po każdym uderzeniu kontrolował dokręcenie śrub mocujących podstawę stołu kluczem dynamometrycznym. Czynność poziomowania i korekty równoległości stołu należy dokonać kilkukrotnie, aż do momentu otrzymania akceptowalnych rezultatów. Po wypozycjonowaniu stołu najlepiej podstawę stołu z mocowaniem zalać żywicą epoksydową, aby usztywnić podstawę frezarki. Po ustawieniu korekty stołu możemy uznać naszą maszynę CNC za gotową do użycia.

Aby móc obrabiać materiał, należy zaopatrzyć się w odpowiednie frezy. Szeroki przegląd typów frezów i omówienie ich właściwości zainteresowani znajdą na stronie https://bit.ly/3EnyYgT i kolejnych podstronach. Do swojego wrzeciona autor zakupił komplet uchwytów do frezów, umożliwiających mocowanie frezów o różnych średnicach – **fotografia 1**. Wrzeciono autora posiada uchwyt typu ER11. Średnica zewnętrzna tulei zaciskowej (uchwytu frezu) zależy od jej oznaczenia liczbowego następującego po frazie ER. Średnica otworu w tulei powinna być dostosowana do średnicy frezu. Autor używa najczęściej frezów z węglika wolframu o średnicy mocowania 3,175 mm. Stosowane przez autora frezy podczas prób z frezarką pokazano na **fotografii 2**. Obrabiając materiał za pomocą frezarki, nie należy dopuszczać by frez zbierał naraz zbyt dużo materiału, a materiał nie był przesuwany za szybko, gdyż grozi to złamaniem frezu. Autor używa swojej frezarki do frezowania tworzyw sztucznych,



1

stosując frezy jednopiórowe. Liczba piór na frezie mówi o liczbie powierzchni tnących na nim. Frezy o większej średnicy wymagają większego momentu siły, niż te o mniejszej średnicy, przy takiej samej prędkości obrotowej, za jednym obrotem zbierają więcej materiału. Pierwsze eksperymenty z frezarką najlepiej rozpocząć z frezami ze stali szybkotnącej (HSS). Frezy takie trudniej ulegają złamaniom niż frezy z węglika wolframu spajanego kobaltem (widiowe). Przy obróbce tworzywa sztucznego Autor zbiera za jednym przesuwem mało materiału, stosując jednocześnie wysoką prędkość przesuwu, zapobiega to nadtapianiu tworzywa. Nadtapianiu tworzywa zapobiega również chłodzenie obrabianego materiału cieczą. W następnej swojej konstrukcji autor na pewno zastosuje wrzeciono z silnikiem BLDC, a nie zasilane napięciem stałym z modulacją PWM. Główną zaletą wrzeciona z silnikiem BLDC jest możliwość regulowania prędkości obrotowej wrzeciona bez utraty momentu siły (momentu obrotowego). W przypadku wrzeciona zasilanego napięciem stałym zmniejszaniu prędkości obrotowej



2

eprasa.pl f8592ac359

wrzeciona za pomocą modulacji PWM towarzyszy spadek momentu siły.

Mocowanie przedmiotu

Obrabiany przedmiot mocujemy do stołu krzyżowego. Przedmiot unieruchamiamy za pomocą uchwytów mocujących. Siła docisku przedmiotu powinna być na tyle duża, by zapobiec przesuwaniu się przedmiotu podczas frezowania. Frez podczas obróbki materiału nigdy nie powinien dotykać do powierzchni stołu, gdyż grozi to jego uszkodzeniem. Należy pamiętać, że frezy mają różną długość, a w związku z tym zmieniając frez należy każdorazowo przed zaczęciem frezowania odpowiednio ustawić (ograniczyć) zakres przesuwu osi z. Obrabiając powierzchnie płaskie (wycinając w nich otwory) autor mocuje obrabiany element na równej podkładce z twardego grubego materiału podobnego do kartonu, co zapobiega uszkodzeniu stołu krzyżowego podczas frezowania. Przed frezowaniem ustawiamy frez w ściśle określonej pozycji względem obrabianego przedmiotu tak, by program sterujący wyliczał wszystkie ruchy maszyny względem tego punktu. Operację tę nazywa się **bazowaniem**.

Tworzenie pliku sterującego dla maszyny CNC

Obsługa programów do tworzenia pliku sterującego wybiega poza zakres tego artykułu. Szereg przewodników tworzenia plików dla maszyn CNC można znaleźć w internecie oraz na Youtube. Autor poda tylko ogólne uwagi o tworzeniu pliku wykonawczego do maszyny CNC. Pierwszą czynnością, jaką należy wykonać, jest stworzenie rysunku przedmiotu. W przypadku gdy chcemy obrabiać powierzchnie płaskie, np. wykonać płytę czołową, tworzymy odpowiedni rysunek w formacie, który możemy przetłumaczyć na polecenia zrozumiałe dla frezarki CNC. Mogą to być pliki DXF (programy typu Autocad) a także pliki w formatach graficznych, jak SVG, JPEG czy PNG. W przypadku przedmiotów trójwymiarowych („płaskorzeźb") musimy stworzyć obraz trójwymiarowy przedmiotu i wyeksportować go do pliku STL, a następnie „przetłumaczyć" go na język poleceń zrozumiały dla frezarki.

Jednym z najprostszych programów umożliwiających stworzenie pliku dla maszyny CNC jest program Estlcam. Tworzy on G-kody z plików DXF, SVG, STL, JPEG i PNG. W skład pakietu Estlcam wchodzi również program CNC Controller, umożliwiający sterowanie maszyną CNC ze sterownikami GRBL, MACH. Wersja darmowa programu jest nieco kłopotliwa w użyciu, ze względu na wydłużone czasy oczekiwania pomiędzy operacjami, jednak jest w pełni funkcjonalna. Na stronie producenta programu Estlcam umieszczone są filmy instruktażowe pokazujące obsługę programu.

Autor w najbliższym czasie obniży i skróci oś Z oraz rozsunie łożyska liniowe osi Z w celu poprawy sztywności tej osi.

Na zakończenie artykułu autor chciałby podziękować Waldkowi 3Z6AEF za uwagi do tego tekstu oraz poprosić czytelników mających większą wiedzę z obróbki CNC o podzielenie się swoją wiedzą z czytelnikami EdW. ■

Jerzy Wilczewski
Rafał Orodziński
sq4avs@gmail.com

REKLAMA

Sięgnij po archiwalne wydania
ELEKTRONIKI dla WSZYSTKICH



Zamów wygodnie na
www.UlubionyKiosk.pl

eprasa.pl f8592ac359

Regulator obrotów silników DC: 12 do 60 V przy 40 A, część 2

Kontynuując opis z zeszłego miesiąca prezentujemy wszystkie szczegóły dotyczące budowy i ustawień. Ponieważ układ ten steruje tak dużą mocą, sensowne było podzielenie go na dwie sekcje i dwie płytki drukowane.

Materiały dodatkowe dostępne są na stronie Silicon Chip: https://bit.ly/3emR4EM
Materiały dodatkowe są również dostępne na stronie edw.elportal.pl:
https://bit.ly/3qjim1m



Jedna płytka zawiera sekcję sterowania, przede wszystkim mikrokontroler PIC16F88 IC1 i sterownik przełączania po stronie zasilania, IC2.

Druga płytka to elementy przełączające lub zasilające układu, obejmująca dwa lub (opcjonalnie) trzy MOSFET-y i wszystkie opcje łączenia, aby umożliwić przełączanie po stronie masy lub po stronie zasilania.

W rzeczywistości, druga płytka może być traktowana jako pojedynczy tranzystor MOSFET dużej mocy, który może być okablowany do sterowania silnikiem albo od strony zasilania albo od strony masy.

Montaż układu regulatora

Budowa tego regulatora polega po prostu na zmontowaniu dwóch płytek drukowanych i połączeniu ich razem wewnątrz kompaktowej obudowy o wymiarach 119×94×57 mm z odlewu aluminiowego.

Płytka sterująca, o kodzie handlowym 11112161 o wymiarach 107×82 mm znajduje się na dnie obudowy.

Płytka drukowana mocy, o kodzie handlowym 11112162 i ma wymiary 111×85 mm. Jest ona zainstalowana na spodzie pokrywy obudowy, a obie płytki są połączone ze sobą pięcioma przewodami. Pomiędzy oboma płytkami nie płyną duże prądy, więc nie potrzebujemy wysokoprądowego okablowania do połączeń.

Nie ma też żadnego grubego okablowania pomiędzy płytką mocy a poszczególnymi zaciskami: do zasilania DC i do silnika.

Zamiast tego, wszystkie prądy o dużym natężeniu przepływają ścieżkami płytki PCB, która jest wykonana z zastosowaniem folii miedzianej o grubości 70 µm, czyli dwukrotnie większej niż zwykle (2 uncje folii Cu na stopę kwadratową, stąd potoczna nazwa „płytki dwuuncjowe"). Ponadto, cztery zaciski o obciążalności 50 A są zamontowane bezpośrednio na płytce drukowanej, z dużymi, pocynowanymi „oblewami", aby zapewnić niską rezystancję połączeń.

Ponadto, ponieważ sześć złączy (zworek) na płytce MOSFET-ów również przenosi duże prądy, każde z nich ma cztery równoległe połączenia z pocynowanego drutu miedzianego, tzn. LK1, LK2 i LK3 do przełączania po stronie zasilania albo LK4, LK5 i LK6 do przełączania po stronie masy.

Schemat rozmieszczenia elementów na obu płytkach drukowanych pokazano na rysunku 4, końcówkę mocy na górze, a część sterującą poniżej.

Montaż rozpocznij od płytki sterującej. Na początku przylutuj IC2, jedyny w tym projekcie element montowany powierzchniowo. Wyrównaj układ scalony na polach lutowniczych i przylutuj jedno narożne wyprowadzenie do płytki. Przed przylutowaniem pozostałych wyprowadzeń sprawdź, czy układ scalony jest prawidłowo ustawiony. Możesz łatwo skorygować położenie układu scalonego, topiąc spoinę lutownicą i ponownie regulując ustawienie. Sprawdź, czy żadna z końcówek układu scalonego nie jest zwarta lutem z sąsiednimi. Nadmiar lutu można usunąć za pomocą miedzianej plecionki lutowniczej i topnika.

Następnie można wlutować rezystory. Zalecamy w trakcie ich montażu użycie multimetru cyfrowego do sprawdzenia wartości każdego z rezystorów. Należy pamiętać, że wartości R1 i R2 są zależne od napięcia

Tabela 1. Rezystory, diody Zenera i ustawienia zworek dla poszczególnych napięć zasilania.

Zasilanie	R1	R2	JP1	Dioda ZD4
12 V	22 kΩ	10 kΩ	Zworka	Bez diody Zenera
24 V	56 kΩ	27 kΩ	Otwarte	10 V/1 W
36 V	82 kΩ	47 kΩ	Otwarte	20 V/1 W
48 V	91 kΩ	68 kΩ	Otwarte	30 V/3 W

Uwaga. Zaznaczono różnice w stosunku do tabeli 1 opublikowanej w poprzednim numerze.

eprasa.pl f8592ac359

zasilania, jak pokazano to w **tabeli 1**, która została nieco zmodyfikowana w stosunku do tej z zeszłego miesiąca.

Następnie można zainstalować diody D2 i D3 oraz ZD2 i ZD3. **Uwaga:** D2, to dioda szybka UF4004, a D3 jest standardową 1N4004. Wyglądają podobnie ale mają różne parametry. Muszą być one włożone z właściwą polaryzacją, z końcówką paskową (katoda, k) zorientowaną tak, jak pokazano na schemacie montażowym.

Dioda Zenera ZD4 jest używana tylko wtedy, gdy napięcie akumulatora jest wyższe niż 12 V; tabela 1 pokazuje wymagane napięcie i moc diody Zenera dla akumulatorów 24 V, 36 V lub 48 V, odpowiednio. Zadaniem tej diody jest obniżenie napięcia na wejściu regulatora/stabilizatora napięcia REG1.

Dla akumulatora 12 V, gdy ZD4 jest zbyteczna, zamiast niej zwiera się styki JP1. Jeśli używasz przełączania po stronie masy, załóż od razu zworkę na JP2, w przeciwnym razie należy ją pominąć.

Istnieje pięć punktów pomiarowych, TP1, TP2, TPGND, TPS i TPV. Aby ułatwić korzystanie z nich, sugerujemy zainstalowanie w każdym punkcie kołków lutowniczych do druku, np. ∅ 1×10. Następnie zainstaluj w otworkach PCB precyzyjną podstawkę DIL-18 dla IC1. Upewnij się, że jest ona prawidłowo zorientowana.

Następnie możesz umieścić kondensatory, zwracając uwagę, że te elektrolityczne muszą być wlutowane z polaryzacją pokazaną na schemacie montażowym. Zwróć uwagę, że kondensator 10 µF znajdujący się tuż obok REG1 po lewej stronie ma napięcie znamionowe 63 V, jak pokazano na schemacie.

REG1 i REG2 montuje się poziomo na płytce drukowanej, a ich wyprowadzenia wygina pod kątem 90°, co pozwala na ich włożenie do otworów. Metalowe blaszki radiatorów są przymocowane do płytki drukowanej za pomocą śrubek M3×6 i nakrętek M3. Przykręć każdy radiator przed przylutowaniem końcówek.

Następne w kolejności są potencjometry nastawcze VR1 do VR7. VR1 do VR6 mają rezystancję po 10 kΩ i mogą być oznaczone kodem 103. VR7 ma wartość 50 kΩ i może być oznaczony jako 503. Mikroprzycisk S2 jest montowany bezpośrednio na płytce drukowanej.

Listwy zaciskowe i diody LED

Listwy zaciskowe CON7 i CON8 wykonuje się przez połączenie na pióro-wpust mniejszych fragmentów. Listwa CON7 składa się z zacisku trójdrożnego z zamocowaną z każdej strony sekcją dwudrożną. Listwa CON8 składa się z zacisku trójdrożnego i dwudrożnego. Należy je ustawić tak, aby strona do podłączenia przewodów była skierowana na zewnątrz płytki PCB.



To zdjęcie pokazuje obie płytki regulatora prędkości silnika DC. Prąd o dużym natężeniu płynie tylko w obwodach górnej płytki drukowanej; dlatego całe okablowanie punkt do punktu może być wykonane za pomocą zwykłego izolowanego przewodu połączeniowego.

Końcówki diod LED1-LED4 muszą być wygięte tak, aby ich soczewki mogły wystawać przez otwory z przodu obudowy. Każda dioda LED jest zamontowana tak, aby wewnętrzna strona jej górnego wyprowadzenia znajdowała się 15 mm nad płytką drukowaną.

Otwory w obudowie

Teraz włóż płytkę sterującą do wnętrza obudowy. Zaznacz miejsca otworów montażowych i wywierć je wiertłem o średnicy 3 mm.

Korzystając z tych otworów przykręć do dna obudowy w każdym narożniku kołek dystansowy o długości 9mm z nagwintowanym otworem M3 przy pomocy śrubek M3×6. Jeśli używasz śrubek z łbem stożkowym, to otwory w dnie obudowy dodatkowo rozwierć od zewnątrz.

Pozostałe otwory w bokach i pokrywie obudowy pokazane są na **rysunku 5**. Wymagane otwory dla diod LED mają średnicę 5 mm i są oddalone o 25 mm od zewnętrznej dolnej krawędzi obudowy. Należy pamiętać o wywierceniu otworu dla przepustu kablowego z lewej strony obudowy, tam gdzie na PCB jest złącze CON7. Wywierć ten otwór 25 mm poniżej górnej krawędzi.

Zamontuj płytkę drukowaną na kołkach dystansowych na dnie obudowy za pomocą śrubek M3×6 tak, aby diody LED trafiły do właściwych otworów z przodu.

Montaż płytki końcówki mocy

Przed montażem czegokolwiek na płytce MOSFET-ów skorzystaj z podpowiedzi zawartej w opisie rysunku 5 i używając „gołej" płytki

eprasa.pl f8592ac359

PCB jako szablonu zaznacz położenie sześciu otworów w pokrywie obudowy. Płytkę należy przyłożyć spodnią stroną do dolnej strony pokrywy. **To jedyny naprawdę krytyczny moment montażu urządzenia.**

Montaż tej płytki drukowanej można rozpocząć od zamontowania rezystorów bramkowych 4,7 Ω dla MOSFET-ów Q1 i Q2 oraz diody Zenera 15 V ZD1.

Jak już zaznaczono, zworki wysokoprądowe do przełączania po stronie masy lub po stronie zasilania składają się każda z czterech odcinków pocynowanego drutu miedzianego. Powtarzamy teraz jeszcze raz: instaluj tylko LK1, LK2, LK3 i LK7 dla przełączania po stronie zasilania (HSS) lub LK4, LK5, LK6 i LK8 dla przełączania po stronie masy (LSS). Zworki dla HSS są pokazane w kolorze czerwonym, dla LSS w kolorze niebieskim. Nie instaluj obu zestawów, w przeciwnym razie doprowadzisz do krótkiego spięcia, które spowoduje efektowne zniszczenie bezpiecznika!

Należy pamiętać, że każdy zestaw zworek HSS lub LSS musi być przylutowany zarówno na górze jak i na spodzie płytki drukowanej.

Q1 i Q2 są zamontowane bezpośrednio na PCB i przykręcone śrubkami M3 z nakrętkami. Wygnij ich wyprowadzenia, aby włożyć je do otworów w PCB i przylutuj do górnej i dolnej części płytki.

Dioda D1 jest montowana w ten sam sposób, przy pomocy śrubki M3 i nakrętki. W naszym prototypie była ona zamontowana inaczej, ale ten szczegół został zmieniony.

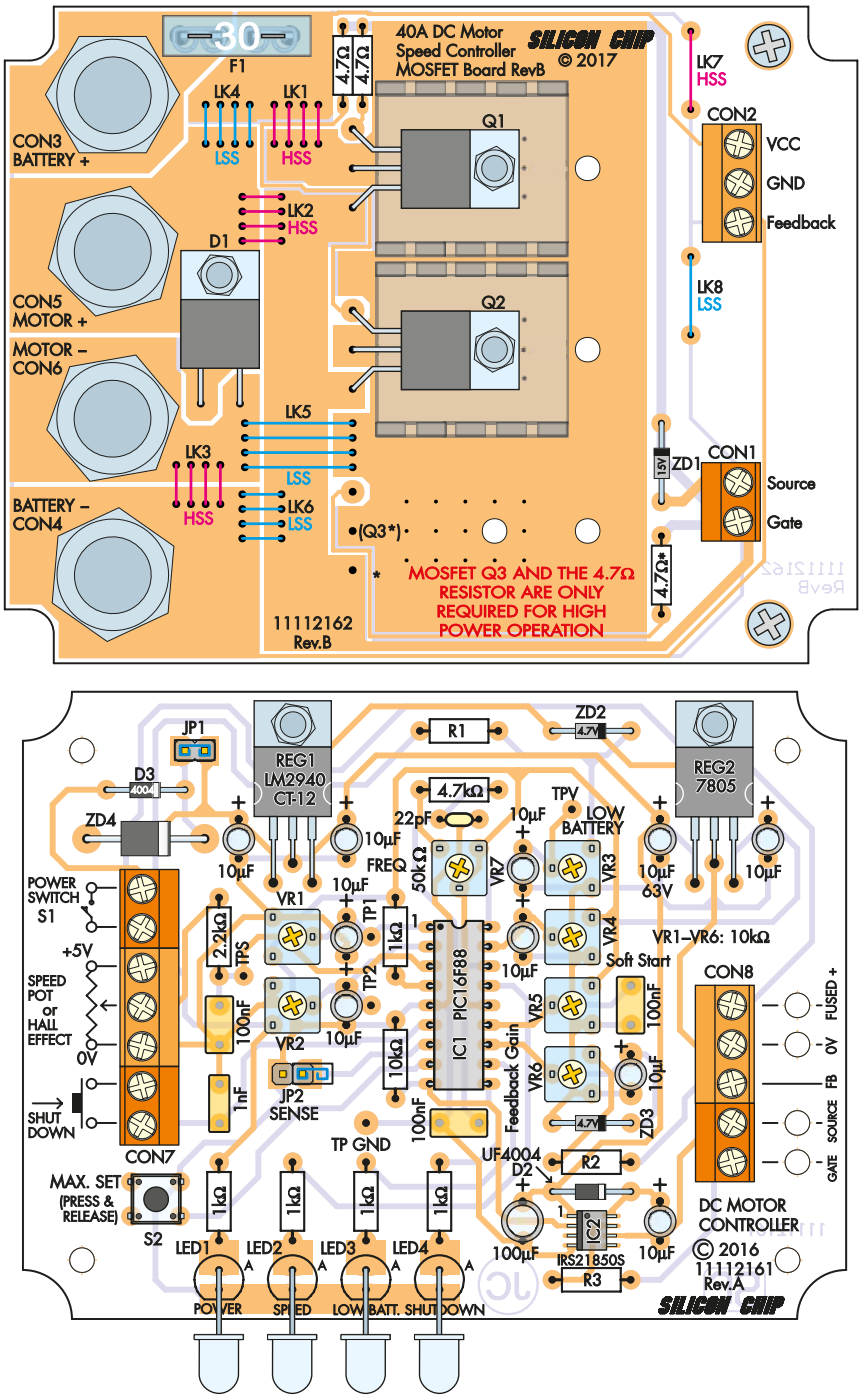
Bezpiecznik i jego gniazdo

A teraz kilka uwag na temat bezpieczników i ich gniazd. Uchwyty bezpiecznika na PCB są przystosowane do ciągłego obciążenia prądem do 30 A, choć możliwe jest włożenie do nich nawet bezpiecznika 40 A.

Jeśli silnik, którego zamierzasz używać z tym sterownikiem, jest przystosowany do ciągłego obciążenia prądem do 30 A, to nie ma problemu. Przylutuj oprawki bezpieczników po obu stronach PCB.

Z drugiej strony, jeśli silnik ma prąd znamionowy do 40 A lub więcej, montowane na PCB oprawki bezpieczników nie będą odpowiednie. W tym przypadku, prawidłowym podejściem jest stosowanie oprawki bezpiecznika w linii przewodu wysokoprądowego (np. Jaycar SZ-2065) oraz wkładki bezpiecznikowej 5AG 40 A zamiast wkładki 30 A. Otwory w płytce drukowanej, przeznaczone na końcówki lutownicze gniazda bezpiecznika 30 A, mogą wymagać lekkiego powiększenia, aby zmieścić w nich grube przewody do pojemnika bezpiecznika 5AG 40 A.

Zaciski CON1 i CON2 są zamontowane tak, aby strona do podłączenia przewodów była skierowana na zewnątrz płytki PCB.



Rysunek 4. Rozmieszczenie komponentów dla dwóch płytek PCB – płytki mocy (zasilającej) na górze i płytki sterującej na dole. Ponownie musimy podkreślić, że tylko jeden zestaw zworek (z zestawu LK1- LK6) do przełączania po stronie zasilania (czerwony) lub po stronie masy (niebieski) może być zamontowany, w przeciwnym razie czas życia bezpiecznika może być mierzony w milisekundach! Na rysunku: MOSFET (Q3*) i rezystor 4,7 Ω* są stosowane tylko w przypadku pracy z dużymi mocami.

Następnie należy przykręcić dwa słupki dystansowe, o długości 12 mm, z gwintowanym otworem M3, na spodniej stronie płytki drukowanej za pomocą śrubek M3

Należy rozkręcić 4 przyłącza Jumbo i zamontować na górze i na spodzie pokrywy zestaw tulei izolacyjnych, przez które przekłada się od góry pokrywy gwintowany dolny kołek złącza, a następnie zakłada się i przykręca nakrętkę każdego złącza. Użyj koloru czerwonego dla zacisków Motor+ i Battery+ oraz czarnego dla zacisków Motor– i Battery–. Drugą nakrętkę zakłada się po przełożeniu płytki PCB odpowiednimi otworami przez trzpienie zacisków, tak, aby spód płytki był skierowany do spodniej strony pokrywy.

Na końcu możesz przeciwległą do zacisków stronę płytki mocy przytwierdzić do pokrywy obudowy, wykorzystując

eprasa.pl f8592ac359

wcześniej zainstalowane kołki dystansowe M3×12, otwory w pokrywie i dwie śrubki M3.

Rysunek 6 pokazuje połączenia przewodowe pomiędzy oboma płytkami drukowanymi.

Należy upewnić się, że długość każdego przewodu jest wystarczająca, aby strona zaciskowa płytki mocy mogła znaleźć się nad zaciskami CON8. Przewody są zabezpieczone opaskami zaciskowymi.

W przypadku płytki sterującej, na płytce przed zaciskami śrubowymi znajdują się otwory, w których można zamocować opaski kablowe w celu odciążenia przewodów.

W naszym prototypie zamontowaliśmy wyłącznik zasilania z przodu obudowy obok diody LED „Power" i podłączyliśmy go do CON7. Przepustnica może być tak samo zainstalowana w obudowie, po ew. zmianie średnicy otworu do jej zamocowania.

Podczas testów przełącznik i przepustnica byłyby zazwyczaj używane oddzielnie od obudowy, z przewodami wychodzącymi z CON7 przez przepust kablowy do potencjometru lub przepustnicy. Opcjonalne okablowanie wyłącznika bezpieczeństwa również przechodziłoby przez ten przepust.

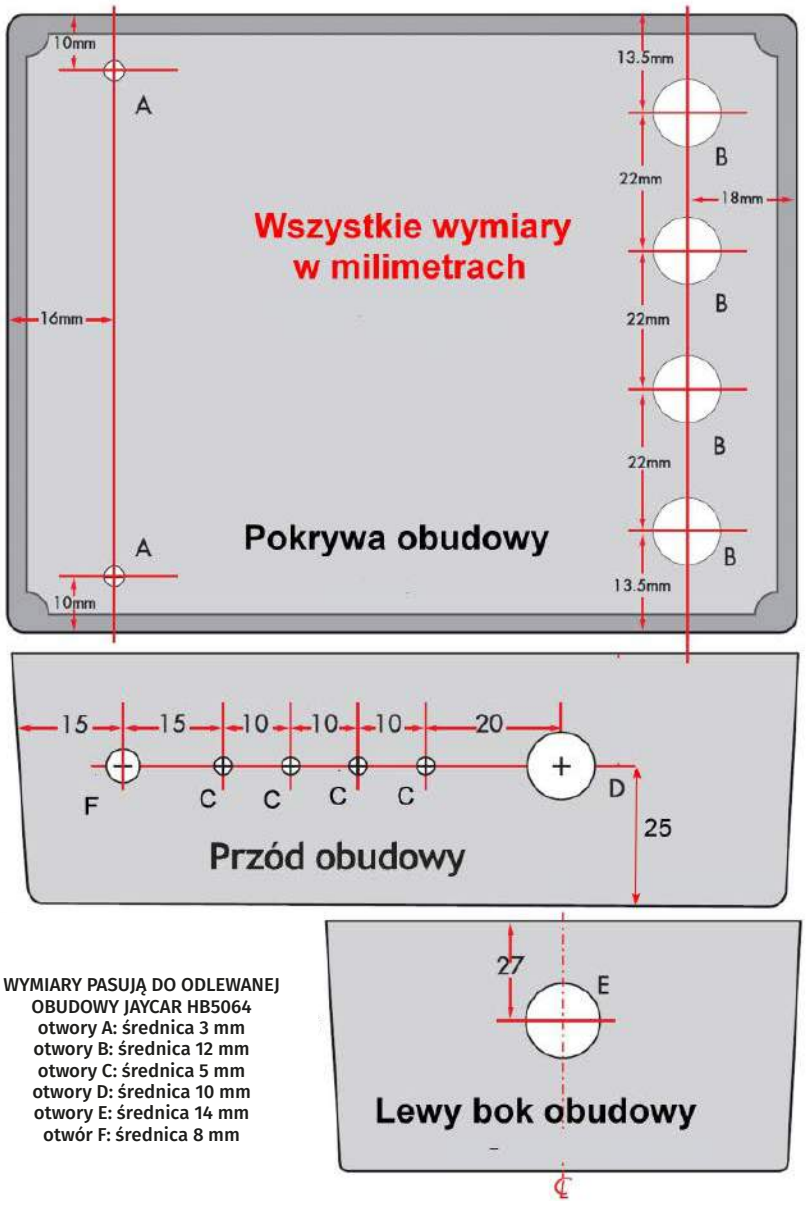
Okablowanie silnika

Jeżeli nie jest przewidziana praca silnika w sposób ciągły przy prądzie obciążenia 30 A, to do wykonania połączeń akumulatora i silnika można użyć przewodu o obciążalności prądowej 25 A.

Zazwyczaj przewód ten składa się z 41 żył pocynowanego drutu miedzianego o średnicy 0,3 mm.

Dla większego prądu użyj podwójnej plecionki 56 A (żyły 7×95×0,12 mm).

Przewód ten nie będzie pasował do otworu w zacisku. Można zaprasować kable w zaciskach końcówek oczkowych o średnicy 8 mm i zamocować je na przyłączach nakrętkami.



WYMIARY PASUJĄ DO ODLEWANEJ OBUDOWY JAYCAR HB5064
otwory A: średnica 3 mm
otwory B: średnica 12 mm
otwory C: średnica 5 mm
otwory D: średnica 10 mm
otwory E: średnica 14 mm
otwór F: średnica 8 mm

Rysunek 5. Szczegóły wiercenia otworów w aluminiowym odlewie obudowy. Być może najłatwiej będzie umieścić „gołą" płytkę mocy na pokrywie (od spodu) i użyć jej jako szablonu do zaznaczenia otworów w pokrywie – tylko one są naprawdę krytyczne.

Testy

Bez wkładania IC1 do gniazda, podłącz zasilanie pomiędzy zaciski Battery+ i Battery–. Sprawdź, czy na wyjściach REG1 i REG2 są odpowiednio napięcia około 12 V i 5 V.

Obróć VR2 i VR3 całkowicie w prawo, a VR1, VR4, VR5 i VR6 całkowicie w lewo. Ustaw VR7 w środkowym położeniu.

Jeśli używasz przepustnicy z efektem Halla, monitoruj napięcie na TP3, gdy przepustnica jest obracana od minimum do maksimum. Zanotuj minimalne i maksymalne napięcie. Następnie ustaw VR1 na minimalne napięcie, a VR2 na maksymalne.

Sprawdź, czy te ustawienia mieszczą się w dopuszczalnym zakresie. Zobacz specyfikację opublikowaną w części 1 w zeszłym miesiącu, aby zapoznać się z ustawieniami napięcia odniesienia. Teraz wyłącz zasilanie i włóż układ IC1.

Wyłączanie awaryjne

Wyłączania awaryjnego można używać w jednym z dwóch trybów. Tryb 1 to tryb, w którym normalna praca sterowania prędkością silnika jest przywracana po skręceniu potencjometru/przepustnicy do zera.

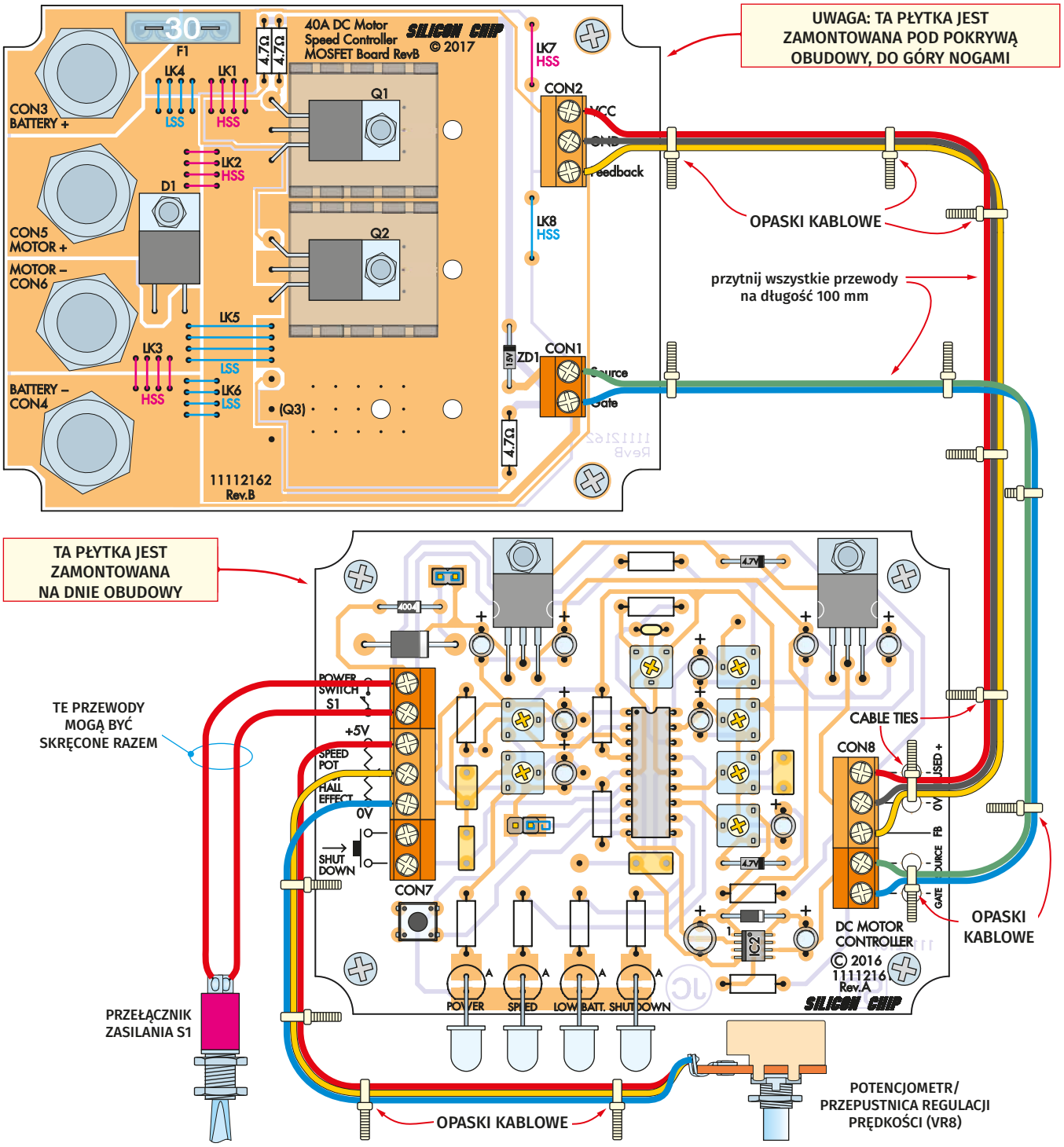
Drugi tryb to taki, w którym działanie regulacji prędkości silnika jest przywracane tylko po wyłączeniu i ponownym włączeniu zasilania. Wyłączenie awaryjne sygnalizowane jest przez diodę LED4. Należy zwrócić uwagę, że wyłącznik awaryjny ma blokadę, którą trzeba zwolnić przed ponownym uruchomieniem silnika.

Przy każdym włączeniu zasilania dioda LED4 zaświeci się również na chwilę, aby wskazać, który tryb jest ustawiony. W przypadku pierwszego trybu dioda miga raz, a w przypadku drugiego trybu miga dwa razy.

Aby zmienić tryb pracy, należy podczas włączania zasilania nacisnąć i przytrzymać przycisk chwilowy (S2) (należy pamiętać, że podczas włączania zasilania to nie wyłącznik awaryjny jest naciskany).

Tryb pracy zmieni się z jednego na drugi. Dioda LED4 wyłączenia awaryjnego będzie również migać raz, jeżeli wybrany został pierwszy tryb, lub dwa razy w przypadku drugiego trybu. Wybrany tryb jest zapisywany w IC1 i może być uruchamiany później, aż do następnej zmiany.

eprasa.pl f8592ac359



Rysunek 6. Schemat połączeń pomiędzy płytką mocy a płytką sterującą. Jak wspomniano wcześniej, przez żadne z tych przewodów nie płyną duże prądy, więc można użyć zwykłego kabla połączeniowego (ale nie używaj tęczowej taśmy komputerowej!).

Ustawienie prędkości maksymalnej

Naciśnij przycisk S2 i ustaw potencjometr/przepustnicę na maksymalną prędkość obrotową wymaganą od silnika. Przy tej prędkości zwolnij przełącznik.

W trakcie użytkowania, nastawienie potencjometru/przepustnicy przekraczające granicę prędkości maksymalnej zostanie zasygnalizowane zapaleniem się diody LED4 wyłączenia awaryjnego/ograniczenia prędkości.

Próg niskiego napięcia akumulatora

Próg niskiego napięcia akumulatora ustawia się poprzez regulację VR3 i pomiar napięcia w punkcie testowym TPV.

Aby dokonać regulacji, należy najpierw ustalić poziom niskiego napięcia akumulatora w momencie wyłączenia; zazwyczaj jest to około 11,5 V dla akumulatora kwasowo-ołowiowego o napięciu znamionowym 12 V. Następnie zmierz napięcie na zaciskach S1 przełącznika lub na zaciskach CON7, gdy przełącznik jest włączony i zanotuj je. Na koniec zmierz rzeczywiste napięcie zasilania 5 V na zacisku wyjściowym REG2 (nominalne wynosi ono 5 V, faktycznie może się wahać od 4,95 V do 5,05 V).

eprasa.pl f8592ac359

Podziel napięcie zmierzone na zacisku zasilania S1 przez wymaganą wartość progu niskiego napięcia akumulatora. Następnie pomnóż wynik przez połowę rzeczywistego napięcia zasilania 5 V.

$$TPV = \left(\frac{U_{S1}}{U_{niskieAkum}}\right) * \left(\frac{U_{5Vrzecz}}{2}\right)$$

Powiedzmy przykładowo, że zmierzone napięcie na S1 wynosi 13 V, a wymagane napięcie wyłączenia przy niskim napięciu akumulatora to 11,5 V. Teraz podziel 13 V przez 11,5 V. Wynik obliczeń to 1,13. Jeśli rzeczywiste napięcie zasilania 5 V wynosi 4,95 V, to połowa jego wartości to 2,475 V. Pomnożenie tego przez 1,13 daje wynik 2,80 V.

Należy pamiętać, że jeśli zdecydujesz się na zmianę progu niskiego napięcia akumulatora, należy ponownie zmierzyć napięcie na S1 i ponownie obliczyć i ustawić napięcie TPV.

Regulacja sprzężenia zwrotnego

Jeżeli nie chcesz, aby regulator pracował z sygnałem sprzężenia zwrotnego prędkości silnika, obróć potencjometr wzmocnienia VR5 całkowicie w lewo.

W przeciwnym razie ustaw regulator sprzężenia zwrotnego VR6 skręcony całkowicie w prawo do przełączania po stronie zasilania (i skręcony całkowicie w lewo do przełączania po stronie masy) oraz potencjometr wzmocnienia VR5 w pozycji około jednej trzeciej od skrajnego lewego położenia.

Następnie przy pracującym silniku obracaj regulator sprzężenia zwrotnego w lewo (w prawo do przełączania po stronie masy), aż silnik zacznie zwiększać swoją prędkość. Obracaj teraz lekko w prawo (w lewo w przypadku przełączania po stronie masy), aż prędkość silnika ponownie spadnie. Następnie ustaw regulację wzmocnienia sprzężenia zwrotnego VR5 na wymagany zakres regulacji prędkości obrotowej obciążonego silnika.

Regulację łagodnego startu potencjometrem VR4 i regulację częstotliwości sygnału PWM potencjometrem VR7 można dostosować do danego silnika i jego zastosowania. ■

John Clarke

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

REKLAMA

AVT kits

Elektronika pod choinkę

EDW A09



EDW AKPLMAXI



AVTPSE



sklep.avt.pl / Allegro Sklep-AVT lub 03-197 Warszawa, ul. Leszczynowa 11

eprasa.pl f8592ac359

Szkoła Konstruktorów

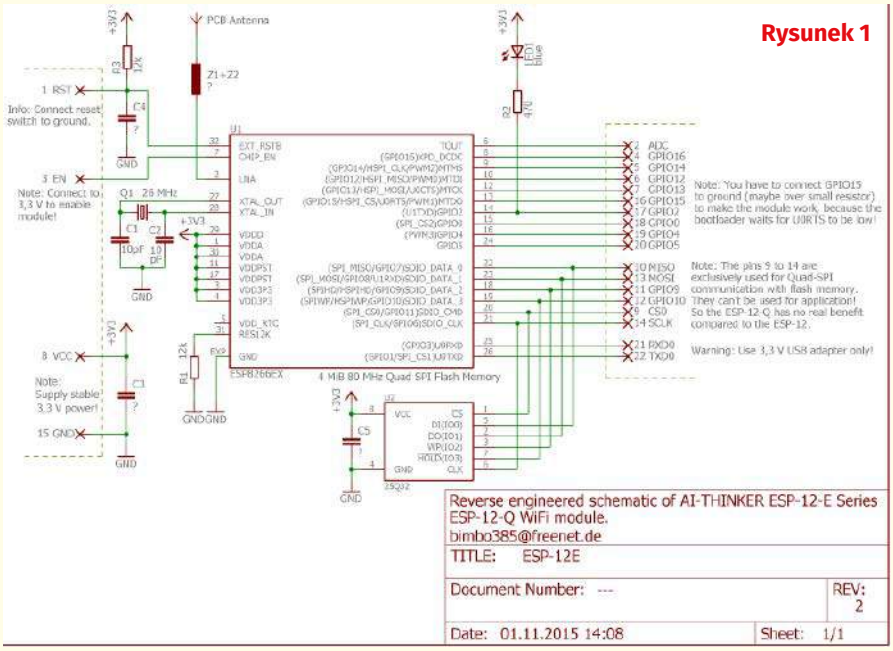
Rozwiązanie zadania głównego 315

Temat czerwcowego zadania 315 brzmiał: ***Zaproponuj wykorzystanie i modyfikacje gotowych modułów woltomierzy i amperomierzy, przede wszystkim tych zawierających precyzyjny 18-bitowy przetwornik ADC typu MCP3421***.

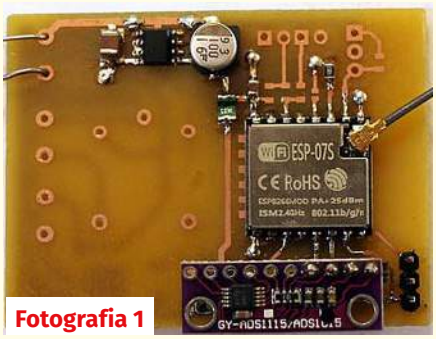
13-letni **Jakub Jakubczyk** z Kluczborka napisał: *Dzień dobry (...) Według mnie najciekawszym zastosowaniem przetwornika analogowo-cyfrowego jak np. MCP3421 byłoby podłączenie go do Arduino i wykorzystanie tego do pomiaru temperatury używając do tego termopary, bo dzięki takiej dokładności przetwornika można by wykonywać pomiary z dokładnością do nawet 1/500 stopnia.*

Młodziutkiemu Autorowi przydzielam upominek. Rzeczywiście, przetwornik MCP3421 mógłby być wykorzystany do pomiaru napięcia z termopary. W takich przypadkach stosujemy też dodatkowe obwody dopasowujące, ponieważ termopara z zasady działania, nie mierzy temperatury wprost, tylko mierzy różnicę temperatur. Dlatego trzeba uwzględnić temperaturę otoczenia (tak zwaną temperaturę zimnego końca termopary). Już choćby to uniemożliwia uzyskanie wysokiej precyzji przy pomiarach z wykorzystaniem termopar, niezależnie od ich rodzaju. A tych rodzajów, oprócz najpopularniejszej termopary K – jest kilka. Ponadto w grę wchodzi też nieliniowość charakterystyk termopar.

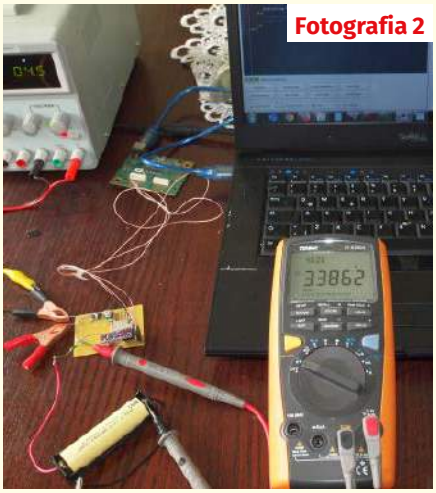
Dlatego do bardzo precyzyjnych pomiarów temperatury w zakresie do kilkuset stopni nie wykorzystuje się termopar, tylko czujniki rezystancyjne, w literaturze oznaczane RTD, najczęściej platynowe czujniki Pt100. Także te czujniki charakteryzują się pewną nieliniowością, którą jednak można skorygować zarówno sprzętowo, jak i programowo, ponieważ nieliniowość ta jest dokładnie określona, znana. Czujniki platynowe też nie są idealne, a w handlu są różne ich wersje, o różnej dokładności. W każdym razie to właśnie platynowe czujniki Pt100 nie tylko dla hobbystów okazują się najlepszym rozwiązaniem do bardzo precyzyjnych pomiarów temperatury. I właśnie przetwornik MCP3421 mógłby być użyty do współpracy z czujnikiem Pt100, ale do rozwiązania jest szereg problemów, między innymi precyzyjna kalibracja temperatury. W warunkach amatorskich można względnie prosto zrealizować tylko wzorzec temperatury 0 stopni Celsjusza, natomiast nie sposób zrealizować wzorca innej temperatury. Nieprawdą jest bowiem popularne stwierdzenie, że temperatura +100°C to temperatura wrzenia wody. Owszem, tak jest, ale tylko przy określonym ciśnieniu, a ciśnienie atmosferyczne silnie wpływa na temperaturę wrzenia, dlatego ten na pozór dobry sposób jest bezwartościowy, jeśli chodzi o kalibracje precyzyjną.



Rysunek 1



Fotografia 1


Fotografia 2

eprasa.pl f8592ac359

Temat dokładnych pomiarów temperatury jest fascynujący, ale niestety bardzo trudny. Nie ma mowy o ***dokładności*** 1/500 stopnia. Można mówić o ***rozdzielczości*** rzędu 1/500 stopnia, ale dokładność zawsze będzie dużo gorsza. Niemałym sukcesem jest uzyskanie dokładności ±0,1°C. W przypadku hobbystów jak na razie najprostsze sposoby w miarę dokładnego pomiaru temperatury to wykorzystanie gotowych, scalonych przetworników, w tym dobrze znanych DS18B20. Zachęcam nie tylko Jakuba do praktycznych działań w tym zakresie. Samodzielna realizacja dokładnego termometru to źródło ogromnej satysfakcji!

Wierny długoletni uczestnik Szkoły **Michał Stach** z Kamionki Małej napisał: *Dzień dobry (...) Po początkowym zachwycie nad możliwościami modułów z rodziny ESP8622 szybko przyszła refleksja wywołana ich ograniczeniami. Jednym z nich i to poważnym, są możliwości przetwornika ADC. Wbudowany przetwornik posiada jeden kanał o rozdzielczości 16 bitów, single-ended i zakresie pomiarowym 0...1 V. Tyle o ograniczeniach mówi oficjalna dokumentacja. Pozostałe wychodzą w czasie pracy. Uciążliwym i wymagającym programowej korekcji jest błąd ofsetu. Wystarczy przeszukać fora wpisem „Nodemcu ADC inaccurate". Jak się okazało, wartość ofsetu zależy od stanu w jakim znajduje się moduł. W moim przypadku wartość ofsetu zmieniała się od 4 ziaren w trybie IDLE do 16 po nawiązaniu połączenia WiFi. Proszę sobie wyobrazić pomiar nasłonecznienia, który ciemną nocą pokazuje 4 W/m² (400 lux)! Konieczna była łatka programowa. Wyjaśnień dostarcza* ***rysunek 1*** *gdzie pokazany jest wewnętrzny schemat modułu. Można przekonać się, że sygnał ADC nie jest kondycjonowany czy zabezpieczony przed indukowaniem się napięć od pracującego modułu radia. Trudno to będzie poprawić, bo większość modułu przykrywa blaszka ekranu. Wybawieniem są zewnętrzne moduły ADC.* ***Fotografia 1*** *przedstawia płytkę z modułem ESP07S uzupełnioną modułem ADS1115/1015. Szesnasto- lub 12-bitowym 4-kanałowym przetwornikiem produkcji Texas Instruments. Zestawiony układ testowy widoczny jest na* ***fotografii 2****. Modułem ESP07S steruje prosty skrypt (init.lua) napisany w środowisku NodeMCU. Skrypt (widoczny na* ***listingu 1****) inicjuje obiekt ADC1 z klasy ADS1115, po czym konfiguruje go do pracy ciągłej w zakresie o najniższej czułości na kanale 0. Resztę roboty wykonuje timer, który co sekundę odczytuje wynik konwersji i wysyła go po porcie szeregowym. Moduł ADS1115 działa stabilnie i powtarzalnie, policzmy jego dokładność. Przy zwarciu AI0 do GND odczyt to +0,000 V, a dla 3,3862 V odczyt wynosi: 3384 mV zatem błąd to 0,065%. Nadspodziewanie mało, a więc dobrze! W podsumowaniu warto podkreślić, że dodając prosty i tani moduł usunęliśmy wady wbudowanego w ESP8266 przetwornika ADC, zyskując przy okazji 4 wejścia o programowalnym wzmocnieniu. Pozdrawiam serdecznie*

```lua
local id, sda, scl = 0, 2, 1
i2c.setup(id, sda, scl, i2c.SLOW)
ads1115.reset()
adc1 = ads1115.ads1015(id, ads1115.ADDR_GND)
-- continuous mode
adc1:setting(ads1115.GAIN_6_144V, ads1115.DR_128SPS, ads1115.SINGLE_0, ads1115.CONTINUOUS)
-- TIMERY --
tmr.create():alarm(1000, tmr.ALARM_AUTO, function() -- -- co 10 sek. pomiar
    -- read adc result with read()
    volt, volt_dec, adc, sign = adc1:read()
    --print(volt, volt_dec, adc, sign)
    -- format value in int build
    if sign then
        -- int build
        print(string.format("Channel 0 = %s%d.%03d mV", sign >= 0 and "+" or "-", volt, volt_dec))
    else
        -- float build
        -- just use V as it is
    end
end)
```

Listing 1

Problem fatalnej precyzji przetwornika ADC dotyczy nie tylko modułów ESP8266, ale praktycznie wszystkich popularnych, tanich modułów, gdzie wykorzystywany jest przetwornik ADC wbudowany w mikrokontroler. W szczególności dotyczy płytek Arduino, gdzie ten problem wygląda jeszcze gorzej. Warto od początku przyzwyczajać się do stosowania zewnętrznych przetworników ADC,

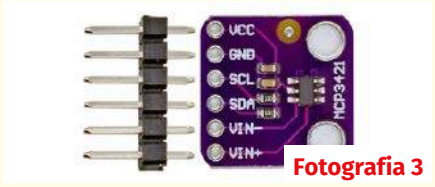
Punktacja Szkoły Konstruktorów



Michał Stach Kamionka Mała	103	Piotr Grzegorczyk Siedlce	25
Sławomir Węgrzyn Dziekanowice	92	Jacek Rączka Połomia	25
Daniel Turbasa Kraków	88	Marian Gabrowski Polkowice	23
Łukasz Dachowski Cymbark	72	Roman Baumberger Bytom	21
Rafał Orodziński Białystok	72	Jakub Gajda Kraków	20
Artur Bereit Barcin Wieś	69	Marian Caruk Lubań	17
Aleksander Bernaczek Magnuszowice	69	Bogdan Kosiński Szczecin	16
Krzysztof Smoliński Poznań	68	Łukasz Kojro Gdańsk	15
Szymon Trygar Szczecin	66	Artur Rolewski Żydowo	15
Radosław Smalec Zabrze	64	Marcin Malich Wodzisław Śl.	13
Paweł Hoffmann Wrocław	62	Paweł Sablik Pisarzowice	13
Circuit Chaos Warszawa	61	Szymon Wójtowicz Warszawa	13
Robert Szolc Bytom	58	Piotr Wyderski	13
Łukasz Olszok Tarn. Góry	54	Michał Zięba Poznań	13
Andrzej Herbut Siekierczyn	52	Andrzej Adamczyk Ostrowiec Św.	11
Adam Ples Jaworzno	51	Piotr Świerczek Bielsko-Biała	11
Sebastian Jarmosiewicz Motwica	50	Zygmunt Flisak Opole	10
Adam Sobczyk Warszawa	50	Michał Lis Gdynia	9
Michał Pędzimąż Stara Słupia	48	Maciej Skrodzewicz Szczecin	9
Rafał Równiak Maciejów	46	Paweł Błaszczak	8
Krzysztof Kawa Lubcza	44	Adam Sosnowski Koluszki	8
Dawid Placha Rdzawa	44	Andrzej Kubiak Rumia	7
Szymon Czepiel Pisarzowice	43	Michał Słomkowski Poznań	7
Piotr Gajdosz Grybów	41	Marcin Bambynek Kalety	6
Maciej Zieliński Kraków	41	Piotr Chrobok Piekary Śląskie	6
Teodor Woźniak Łódź	35	Wojciech Goliszewski Szczecin	6
Jarosław Węgliński Warszawa	34	Piotr Graffstein Warszawa	5
Tomasz Zaorski Kalinówka	34	Michał Grzemski Grudziądz	5
Łukasz Nowak Gdańsk	33	Mariusz Hejto Łowczówek	5
Andrzej Nowicki Warszawa	29	Janusz Pańczyk Poręba	5
Jakub Jakubczyk Kluczbork	27	Tomasz Zygmunt Szczecin	5
Jacek Konieczny Poznań	26		

Imię i nazwisko	Miejscowość	Punkty	Publikacja	Nagroda	Talon AVT PLN
Damian Zakrzewski za pomysł zadania 320	–	–	–	–	100
Jakub Jakubczyk	Kluczbork	3	–	U	-
Michał Stach	Kamionka Mała	6	-	–	150

eprasa.pl f8592ac359



Fotografia 3


Fotografia 4


Fotografia 5


Fotografia 6

ponieważ zaoszczędzi to mnóstwa kłopotów. A dziś dostępnych jest szereg bardzo tanich modułów ADC o zaskakująco dobrych parametrach, jak na ich cenę. Bez problemu dostępne są też biblioteki dla różnych takich przetworników. Zachęcam do zainteresowania się właśnie gotowymi modułami zewnętrznych przetworników ADC, bowiem są dużo łatwiejsze do wykorzystania, niż same układy scalone, które mają zwykle maleńkie obudowy, nieprzyjazne dla hobbysty. **Fotografia 3** pokazuje moduł z przetwornikiem MCP3421.

Oprócz modułów zawierających jedynie przetwornik ADC bardzo przydatne są bardziej złożone wersje, zawierające nie tylko przetwornik, ale cały, kompletny miernik cyfrowy. Porównanie mniej i bardziej precyzyjnych modułów woltomierzy i amperomierzy przedstawiałem niedawno w cyklu „Modułowe mierniki...". Niektóre z dostępnych modułów mają zaskakująco dobrą dokładność, także przy pomiarach bardzo małych prądów.

Niedawno sam zrealizowałem prostą przystawkę do monitorowania napięcia i prądu. Jej parametry widać na fotografiach. **Fotografia 4** pokazuje przykład pomiaru małego prądu 1,1 mA, płynącego przy napięciu 5,42 V przez rezystor 5,1 kilooma. Dokładniejszy pomiar prądów i napięć przy obciążeniu rezystorem 1 kΩ pokazuje **fotografia 5**. Jak widać i rozdzielczość (0,1 mA), i dokładność pomiaru jest wręcz znakomita. Bez żadnego przełączania ta sama przystawka może mierzyć wielokrotnie większe prądy, też ze znakomitą dokładnością, o czym świadczy **fotografia 6**. Prąd obciążenia wynosi prawie 5 amperów, a różnica wskazań przystawki względem wskazań przyzwoitego multimetru to zaniedbywane 0,3%! Nie wiadomo zresztą, czy to jest błąd przystawki, czy amperomierza w multimetrze. Przy dużych prądach widać różnicę wskazań napięcia, co wynika ze spadków napięć na przewodach i stykach, ale najprawdopodobniej można ją skorygować w module w przystawce. Przystawka ta będzie szerzej opisana, ale nie tutaj. Jej konstrukcja jest genialnie prosta, a kluczową kwestią jest dobór odpowiedniego modułu woltomierza i amperomierza, bowiem to jego parametry decydują o finalnych możliwościach przystawki.

Aktualne informacje o punktacji oraz rozdziale nagród, upominków i kuponów podane są w tabelkach. Osoby nagrodzone kuponami otrzymują z AVT stosowny e-mail z informacją i wskazówkami, a dopiero potem zamawiają w sklepie AVT (wrzucają do koszyka pod adresem ***www.sklep.avt.pl***) towary za przydzieloną sumę, a w uwagach piszą, że jest to talon ze Szkoły Konstruktorów. Talonów za zadania **nie można** sumować. Istnieje możliwość dopłaty w przypadku zamówienia o większej wartości niż przydzielony talon. Ale uwaga: **talon ważny jest tylko 30 dni**. Po tym terminie traci ważność i przepada.

Piotr Górecki

Co tu nie gra? Rozwiązanie zadania 315

Na **rysunku A** pokazany jest zamieszczony w EdW 6/2022 schemat prostego eksperymentalnego odbiornika sygnałów świetlnych i podczerwieni z fotodiodą, który może wzmacniać i sygnały stałe, i zmienne.

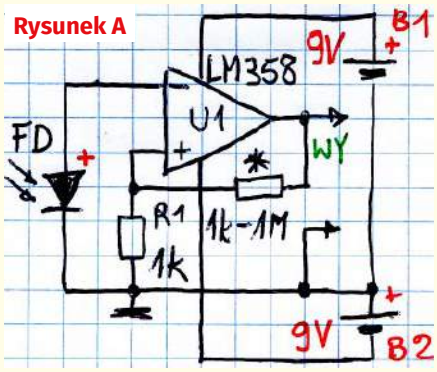
Zadanie nie było trudne, ale wymagało znajomości podstawowych cech fotodiody. Także i w tym przypadku to ja jestem autorem tego schematu, który powstał tylko na potrzeby tego zadania *NieGra315*. W prostym schemacie zawarłem kilka błędów i usterek. Słusznie jeden z uczestników napisał, że jest to „pomieszanie z poplątaniem".

Najprostszą usterką jest brak oznaczenia jednego z rezystorów, który powinien mieć oznaczenie R2, co słusznie zgłosili niektórzy uczestnicy. Tu jednak kończą się zagadnienia najłatwiejsze. Aby wykryć i prawidłowo opisać inne błędy, trzeba wrócić do fundamentalnych właściwości fotodiody.

Otóż fotodioda to maleńkie ogniwo fotowoltaiczne. Na co dzień mamy do czynienia z potężnymi panelami fotowoltaicznymi, które wytwarzają napięcie i energię elektryczną. Każda mała fotodioda po oświetleniu też wytwarza napięcie i też może być źródłem energii elektrycznej, tylko w nieporównanie mniejszej skali.

Jeżeli chodzi o wartość wytwarzanego napięcia, to jest ono małe. W przypadku fotodiod i fotoogniw krzemowych wynosi co najwyżej 0,7 V, a w praktyce mniej:

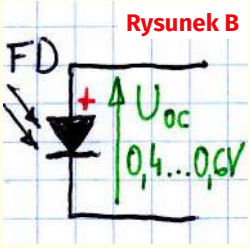
Rysunek A



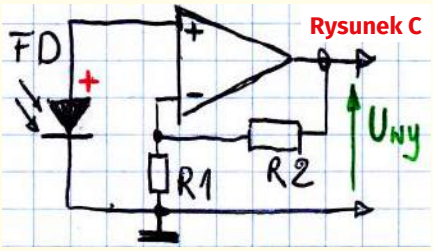
eprasa.pl f8592ac359

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

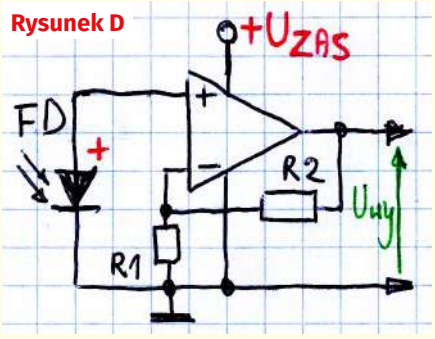
Rysunek B



Rysunek C



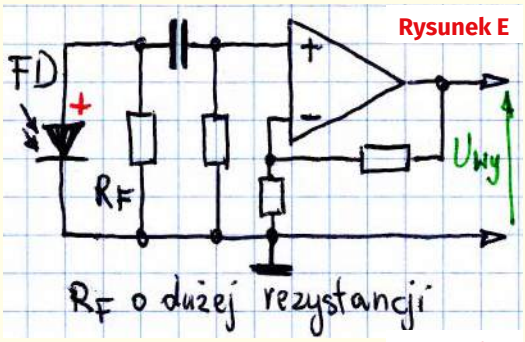
Rysunek D



od 0,4 V do 0,6 V. Co bardzo ważne, nawet bardzo duże zmiany natężenia oświetlenia powodują bardzo małe zmiany wytwarzanego napięcia. Wynika to z fundamentalnych zjawisk kwantowych – tu możemy przypomnieć, że Albert Einstein otrzymał nagrodę Nobla właśnie za odkrycie, a raczej wyjaśnienie efektu fotoelektrycznego.

Niemniej napięcie wytwarzane przez fotodiodę zależy od natężenia oświetlenia i można byłoby zrealizować „eksperymentalny odbiornik sygnałów świetlnych", gdzie użytecznym sygnałem byłoby napięcie wytwarzane przez fotodiodę. Napięcie w granicach 0,4...0,6 V według **rysunku B**, oznaczane U_{OC} lub V_{OC}, gdzie OC pochodzi od Open Circuit, czyli otwarty, rozwarty obwód. Zmiany wytwarzanego napięcia byłyby malutkie, dlatego trzeba byłoby je wzmocnić. Pierwszym pomysłem może być wersja ze wzmacniaczem nieodwracającym według **rysunku C**, gdzie celowo nie zaznaczyłem obwodów zasilania. Po chwili zastanowienia można powiedzieć, że taki układ mógłby być zasilany napięciem pojedynczym, pod warunkiem zastosowania wzmacniacza operacyjnego, którego wejścia mogą prawidłowo pracować 0,5 wolta powyżej ujemnej szyny zasilania w układzie według **rysunku D**. Jednak po następnej chwili zastanowienia dochodzimy do wniosku, że w takim przypadku interesują nas tylko drobne zmiany napięcia w granicach 0,5...0,6 V, czyli składowa zmienna. Tu otwiera się szerokie pole do modyfikacji, a jedną z najprostszych jest wersja z **rysunku E** z rezystorem R_F o dużej rezystancji. Tu znów wracamy do zasilania i kwestii, czy w wersji ze wzmacniaczem typu Single Supply lub Rail-to-rail wystarczyłoby zasilanie pojedyncze. Nie będę tłumaczył potrzeby wprowadzenia obciążającego fotodiodę rezystora R_F i innych szczegółów, ponieważ to odrębny, szeroki temat, dotyczący zresztą też wersji z rysunku B....D.

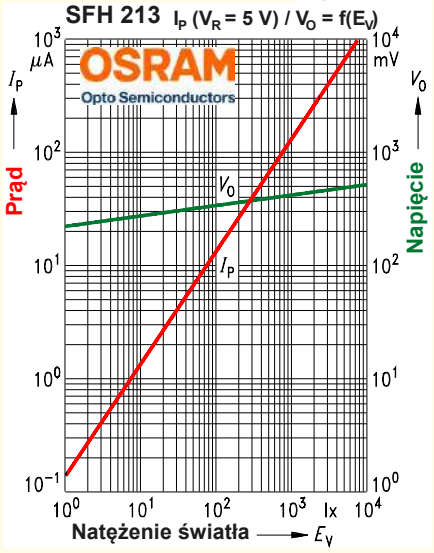
Rysunek E



Niektórzy uczestnicy przypuszczali, że symetryczne zasilanie nie byłoby potrzebne, a podstawowym błędem na rysunku A byłaby zamiana oznaczeń plusa i minusa przy wejściach wzmacniacza operacyjnego. Jednak taka koncepcja raczej nie da się obronić!

Podstawą jest tu bowiem założenie, że sygnałem wyjściowym z fotodiody jest wytwarzane przez nią napięcie. A to byłoby fatalne rozwiązanie, gdyby układ miał służyć jako odbiornik sygnałów świetlnych. Podkreślam: wprawdzie istnieje zależność między natężeniem światła, a napięciem wytwarzamy przez fotodiodę, ale w przypadku odbiornika raczej nie ten parametr należy wykorzystywać! I nie w takim trybie powinna pracować fotodioda! Niezdecydowanie należy wykorzystać zależność prądu fotodiody od natężenia światła. Najprościej biorąc, prąd fotodiody jest wprost proporcjonalny do natężenia oświetlenia w bardzo szerokim zakresie. Zależności te w skali podwójnie logarytmicznej są pokazane na **rysunku F** – to fragment karty katalogowej fotodiody OSRAM Opto Semiconductors SFH213, ale w innych zależności są praktycznie takie same. Warto więc kontrolować

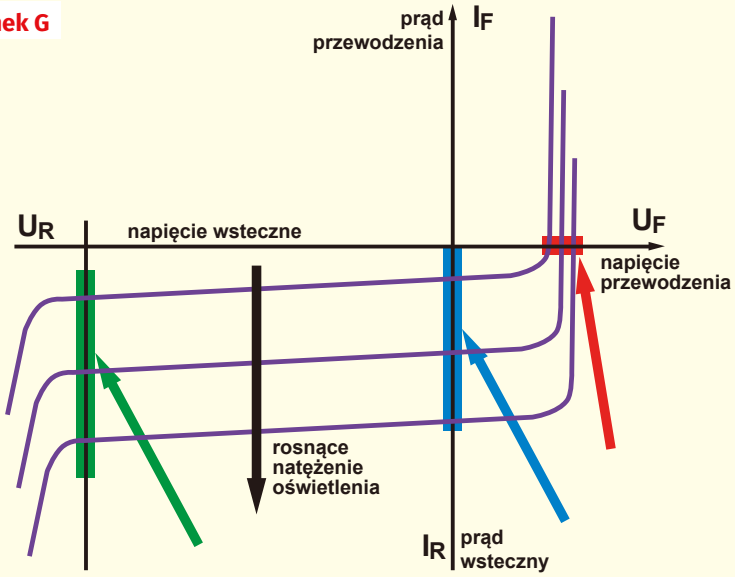
Rysunek E

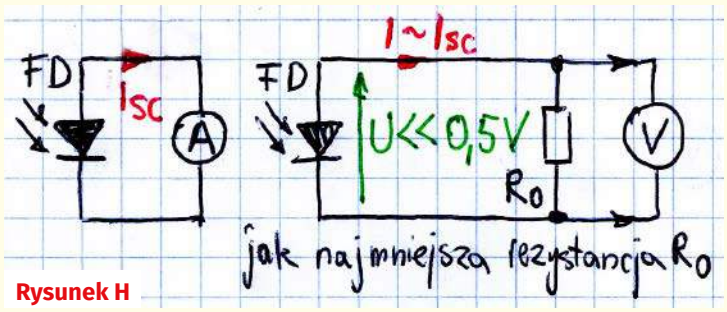


REKLAMA


eprasa.pl f8592ac359

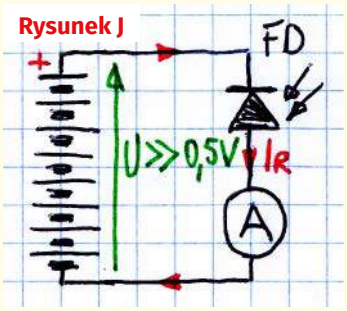
Rysunek G



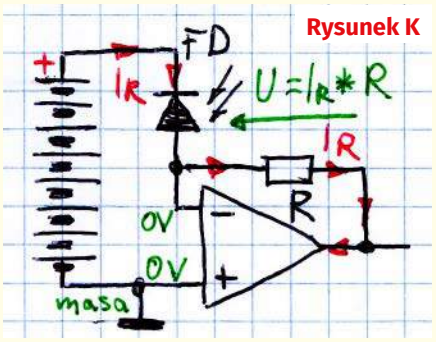


Rysunek H

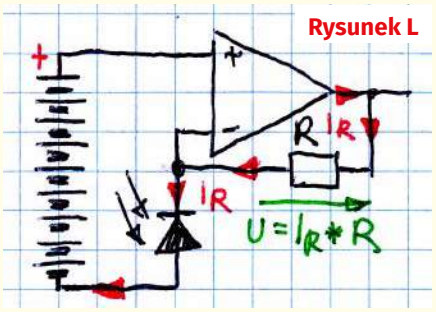
Rysunek J



Rysunek K



Rysunek L



prąd fotodiody, a nie wytwarzane przez nią napięcie. I tu pojawia się słabo rozumiany problem napięcia na fotodiodzie.

W podręcznikach przedstawiane są charakterystyki fotodiody w postaci takiej jak na **rysunku G**. Jednak potem, gdy analizujemy karty katalogowe konkretnych fotodiod, takich rysunków nie ma, a za to jest wiele innych. Dla porządku przypomnijmy więc najpierw, że w przypadku pomiaru napięcia według rysunku C, pracujemy przy zerowym prądzie i mierzymy niewielkie zmiany napięcia, jak na rysunku G pokazuje strzałka i podkładka w kolorze czerwonym. To najgorszy sposób.

Drugi to sposób, pokrewny, to pomiar prądu przy napięciu bliskim zeru, w praktyce prądu zwarcia fotodiody, oznaczanego często I_{SC} od Short Circuit – zwarty obwód, zwarcie. W zasadzie fotodiodę należałoby zewrzeć i mierzyć prąd, ale w praktyce zgodnie z **rysunkiem H** obciążamy ją jakąś malutką rezystancją R_0, by napięcie na tej rezystancji było dużo mniejsze niż 0,5 V. Wtedy mierzymy prąd przez pomiar napięcia na tym małym rezystorze, a fotodioda pracuje praktycznie w warunkach zwarcia. Na rysunku G ten tryb pracy zaznaczony jest strzałką i podkładką koloru niebieskiego. Podkreślmy: tu pracujemy w warunkach zwarcia, czyli przy zerowym napięciu.

Jest i trzeci, pod pewnymi względami najlepszy tryb pracy fotodiody. W tym trybie podajemy na fotodiodę możliwie duże napięcie w kierunku zaporowym i mierzymy prąd, co przedstawione jest na **rysunku J**. Na rysunku G ten tryb pracy zaznaczony jest kolorem zielonym. Na diodzie cały czas występuje jakieś duże napięcie wsteczne, niewiele mniejsze od jej napięcia przebicia, a prąd wsteczny diody liniowo zależy od natężenia oświetlenia. Omówienie wad i zalet tych trzech konfiguracji wykracza poza zakres zadania NieGra316, bowiem obejmowałoby analizę właściwości dynamicznych, w tym pojemności i pewnych stałych RC.

Po tym koniecznym przypomnieniu kontynuujemy analizę dziwnego schematu z rysunku A. Już wiemy, że gdyby błędem było oznaczenie wejść wzmacniacza, to realizowany byłby sposób pomiaru według rysunków B...D. Zapewne tak jednak nie jest. Zdecydowanie lepsza jest praca fotodiody w trybie zwarcia według rysunku H, a jeszcze lepiej w trybie fotoprzewodzenia według rysunku J. I właśnie wtedy pomiar (foto)prądu realizowany jest z wykorzystaniem wzmacniacza operacyjnego.

Łatwe do zrozumienia jest działanie wersji według **rysunku K**. Zacząć należy od tego, że podczas normalnej, liniowej pracy wzmacniacza operacyjnego, oba jego wejścia z zasady mają jednakowe napięcie, w tym przypadku równe zeru, czyli potencjałowi masy. A jeżeli tak, to fotodioda jest stale spolaryzowana zaporowo, w tym przypadku dodatnim napięciem zasilania. Załóżmy dla uproszczenia, pomijając tzw. prąd ciemny, że bez zewnętrznego oświetlenia przez diodę i przez rezystor nie płynie prąd. Napięcie wyjściowe jest równe zeru. Jeżeli fotodioda zostanie oświetlona, popłynie przez nią prąd wsteczny i prąd ten popłynie przez rezystor, wywołując na nim spadek napięcia. Na wyjściu wzmacniacza operacyjnego pojawi się napięcie ujemne względem masy. Wartość tego napięcia będzie równa iloczynowi prądu diody i rezystancji R.

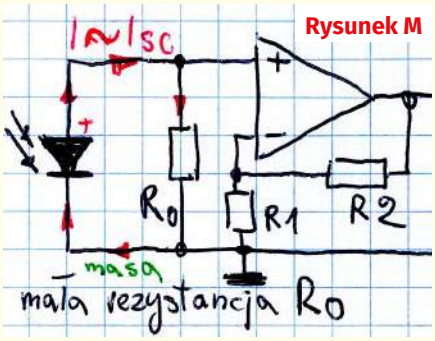
Dokładnie tak samo działa wersja według **rysunku L,** gdzie dioda dołączona jest do minusa zasilania. Tu oświetlenie fotodiody spowoduje pojawienie się na wyjściu napięcia o wartości I_R*R, dodatniego względem masy.

W tych wersjach niezbędne jest zasilanie wzmacniacza operacyjnego napięciem symetrycznym względem masy. I taki sposób zasilania na rysunku B może sugerować, iż miał to być właśnie układ według rysunku K czy raczej L, tylko wkradły się istotne błędy.

Ale można, a nawet trzeba rozważyć jeszcze inną wersję. Otóż dość często wzmacniacz

eprasa.pl f8592ac359

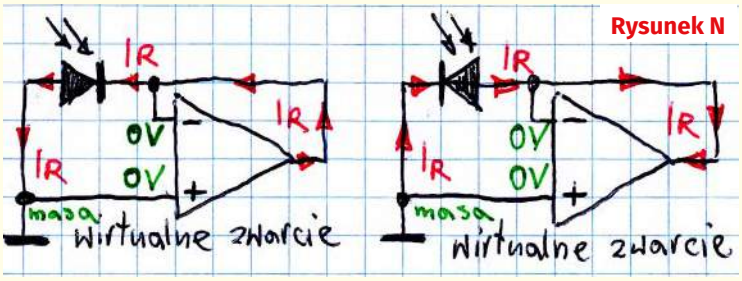
Rysunek M



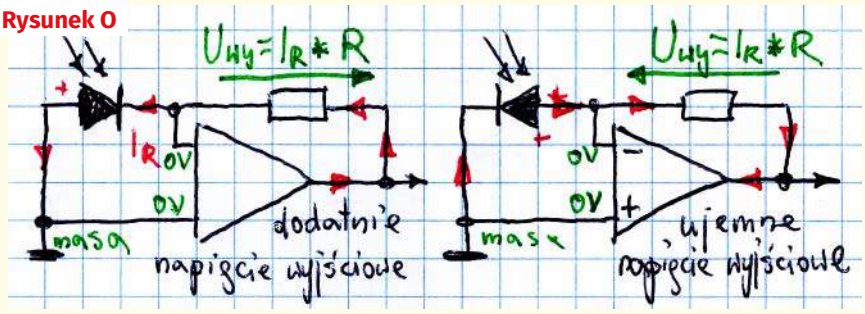
operacyjny jest wykorzystywany do realizacji koncepcji pracy w warunkach zwarcia według rysunku J. Ale nie według **rysunku M**. W praktyce stosuje się dużo lepsze, sprytne rozwiązanie.

Otóż wzmacniacz operacyjny realizuje zwarcie, ale wirtualne. Znów przypominamy, że podczas normalnej pracy wzmacniacza jego oba wejścia mają ten sam potencjał. Zacznijmy od dwóch wersji z **rysunku N**. Niezależnie od kierunku włączenia fotodiody, wzmacniacz realizuje wirtualne zwarcie, bo z zasady stara się utrzymać jednakowe napięcie na obu swych wejściach. Oświetlona fotodioda wytwarza prąd. W każdym przypadku płynąc przez diodę prąd ten ma kierunek, który nazywany wstecznym, co w pełni zgadza się z rysunkiem G. Najprościej biorąc, wyjście wzmacniacza albo pochłania, albo dostarcza do diody prąd o takiej właśnie wartości, by napięcie na diodzie było równe zeru. Aby taką sprytną koncepcję uczynić praktycznie użyteczną, należy w obwód sprzężenia zwrotnego włączyć rezystor. Dwie wersje pokazane są na **rysunku O**.

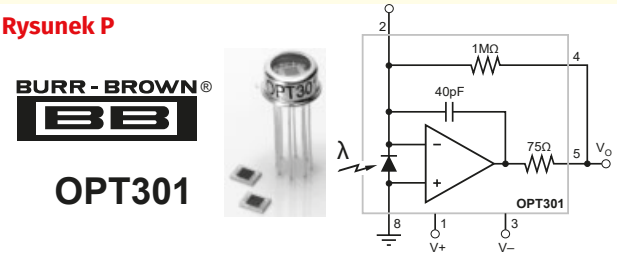
Rysunek N



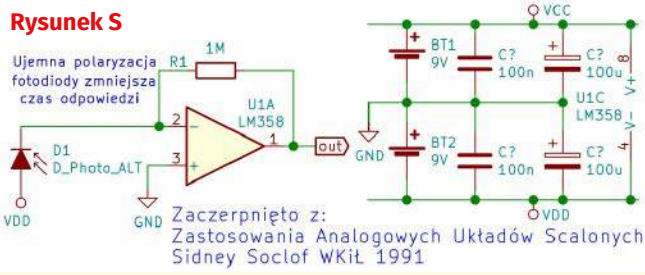
Rysunek O



Rysunek P

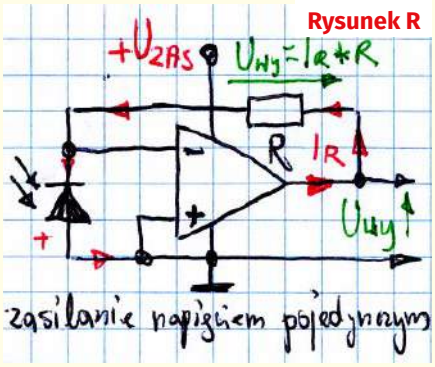


Rysunek S



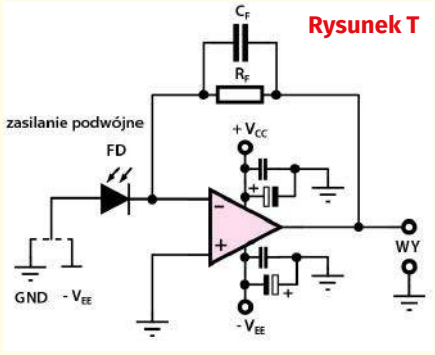
Nie jest to żadne dziwactwo – tak realizowane są realne odbiorniki sygnałów świetlnych. **Rysunek P** to fragmenty karty katalogowej BurrBrown OPT301. To niemłody już układ scalony, zawierający i fotodiodę, i właśnie tak skonfigurowany wzmacniacz operacyjny. Ten wzmacniacz zasilany ma być napięciem symetrycznym, ale włączenie fotodiody w dziwny na pozór sposób, według **rysunku R** otwiera drogę do realizacji odbiornika zasilanego napięciem pojedynczym.

Rysunek R

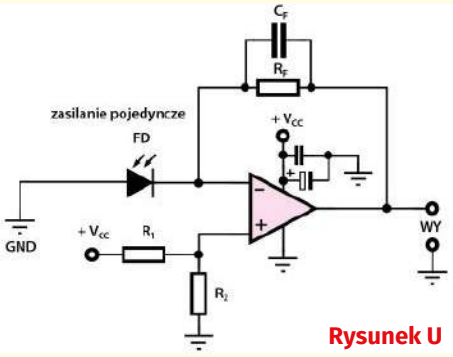


Także i tym razem mogłem uznać wszystkie nadesłane rozwiązania, ponieważ w każdym prawidłowo został wskazany co najmniej jeden błąd. Nieliczni uczestnicy przedstawili szerszą analizę. Słusznie stwierdziliście, że to powinien być konwerter prądu na napięcie. Jeden z Kolegów przysłał **rysunek S**. Natomiast inny stały uczestnik po analizie błędów zaproponował dwa rozwiązania pokazane na **rysunkach T** i **U**. Pojawił się też odręczny **rysunek W**.

Rysunek T



Rysunek U



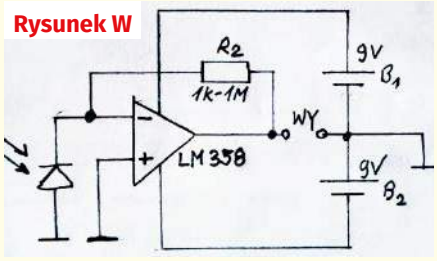
Nagrody-upominki za zadanie *NieGra315* otrzymują:

Jerzy Kornaszewski – Radom,
Paweł Sobótka – Szydłowiec,
Andrzej Kubiak – Rumia.

Wszystkich uczestników dopisuję do listy kandydatów na bezpłatne prenumeraty. ■

Piotr Górecki

Rysunek W



eprasa.pl f8592ac359

Policz – rozwiązanie zadania 315

W EdW 6/2022 przedstawione było zadanie Policz315, które było kontynuacją wcześniejszego zadania 310 i brzmiało: *(...) do wstępnego sprawdzenia, czy w ogóle wzmacniacz operacyjny działa, czy jest uszkodzony chcemy zrobić przystawkę z podstawką według* ***rysunku A****. W ramach zadania Policz315 należy:*
zaproponować wartości elementów takiego prostego testera*.*

Zadanie nie było trudne, bowiem chodziło o zaprojektowanie prostego generatora o klasycznym wręcz schemacie, a kwestie obciążenia wyjścia nie były skomplikowane. Na początek przedstawię rozwiązanie nadesłane przez jednego ze stałych uczestników konkursów EdW. Napisał on: (...) Tester w zadaniu jest oparty na generatorze przebiegu prostokątnego. Nie wnikając w analizę tego układu, zgodnie z oznaczeniami w zadaniu, okres T przebiegu wyjściowego jest określony zależnością:

$$T = 2R_4C_1 \times \ln\left(\frac{1+\beta}{1-\beta}\right)$$

gdzie:

$$\beta = \frac{R_1 \parallel R_2}{R_3 + R_1 \parallel R_2}$$

Jest to współczynnik sprzężenia zwrotnego ustalony przez dzielnik napięcia R1|R2 i R3. Dzielnik ustala poziom napięcia odniesienia na wejściu IN+.

W oparciu o tę zależność można oszacować częstotliwość f przebiegu wyjściowego.

$$f = \frac{1}{T}$$

Na częstotliwość f ma wpływ nie tylko stała czasowa R4, C1 ale również wartość rezystorów R1, R2, R3 (ich wzajemna relacja), a także wielkość napięcia nasycenia WO (tym samym wartość napięcia zasilania testera). Wzrost napięcia zasilania powoduje zmniejszenie częstotliwości przebiegu. Zmiana wartości rezystorów R1, R2 w relacji do R3 również powoduje zmianę częstotliwości. Wartości rezystorów R1=R2 mogą się zawierać w przedziale 10 kΩ...200 kΩ. Wartość R3 również możemy wybrać z przedziału 10 kΩ...200 kΩ. W moim przypadku wybrałem **R1=R2=200 kΩ, R3=100 kΩ. C1=68 nF** a wartość **R4=1,62 kΩ**. Dla tych przyjętych wartości z teoretycznych wyliczeń uzyskamy częstotliwość f=4,131 kHz. W praktyce wartość użytych w doświadczeniu elementów wynosiła, kondensatora C1=70 nF a rezystora R4=1,572 kΩ co odpowiada obliczonej częstotliwości f=4,135 kHz.

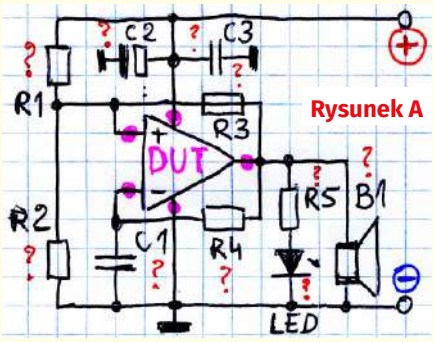
Wybór wartości elementów, (w tym R4 i C1) a tym samym częstotliwości został podyktowany użytym buzzerem, którego częstotliwość rezonansowa wynosi **4 kHz**. Jest to **buzzer bez generatora 3...16 V, pobór prądu maks. 7 mA, głośność 80 dB**. Model: EAK-02609. **Napięcie zasilające** układu wybrałem **6 V**. Ze względu, że minimalne napięcie zasilania niektórych WO wynosi 5 V wybrałem bezpiecznie 6 V. Rezystor **R5** należy dobrać do wartości prądu płynącego przez diodę LED. **Wybrałem diodę zieloną**. Dla wartości napięcia zasilania 6 V może to być rezystor o wartości **200 Ω**. **C2=47 uF, C3=100 nF**.

Układ został przetestowany na 11 WO: uA741, LM358, LT1013, LM201A, TL082, TL071, LF355N, LM833N, NE5534, LM2904N, RC4558. Zmiana testowanego WO wiązała się również ze zmianą częstotliwości f przebiegu wyjściowego. Generalnie te zmiany nie były duże i mieściły się w przedziale ±500 Hz, a więc blisko częstotliwości rezonansowej brzęczyka. Dzięki temu dźwięk był wyraźnie słyszalny. Dla WO TL071 uzyskałem f=3,1 kHz. Być może powodem takiej zmiany częstotliwości jest impedancja wyjściowa WO. We wszystkich przypadkach dioda LED sygnalizowała świeceniem pracę testowanych WO bez względu na uzyskaną częstotliwość f przebiegu.

Układ się sprawdził, gdyż przy okazji został sprawdzony WO, który był podejrzany o uszkodzenie. Test potwierdził to przypuszczenie. Natomiast wymienione wcześniej 11 WO zostały przetestowane z wynikiem pozytywnym. Na **rysunku B** pokazano wartości elementów dla rozpatrywanego przypadku.

Autor przedstawionego rozwiązania postanowił zastosować brzęczyk piezo bez generatora, czyli po prostu membranę piezo. Wziął pod uwagę fakt, że elementy piezoelektryczne wykazują właściwości rezonansowe. I spróbował dostosować częstotliwość pracy generatora do częstotliwości rezonansowej przetwornika piezo.

To jedna z dróg. Inna to zastosowanie brzęczyka piezo z generatorem. Wtedy częstotliwość pracy generatora na wzmacniaczu operacyjnym musi być wielokrotnie mniejsza. Wtedy przy prawidłowej pracy brzęczyk wytworzy impulsy dźwiękowe lub terkot. Przy małej częstotliwości generatora można też wykorzystać brzęczyk bez generatora – membranę – ona też wytworzy terkot o małej częstotliwości pracy



Rysunek A

generatora. Co dość istotne, przy niskiej częstotliwości pracy, mniejszej niż 50 Hz, będzie także widać migotanie diody LED. Można więc zastosować niską częstotliwość pracy generatora i obserwować jasność diody LED. Przy prawidłowej pracy sprawnego wzmacniacza operacyjnego dioda będzie na przemian gasnąc i zaświecać się ze znaczną jasnością. Brak migotania diody będzie dodatkową informacją o przyczynach problemu, bo jeżeli generator nie będzie pracował, stan diody pokaże, jakie napięcie panuje na wyjściu wzmacniacza operacyjnego.

Nie znaczy to, że wersja o dużej częstotliwości jest zdecydowanie gorsza. Nie. Otóż przy dużej częstotliwości pracy generatora średnie napięcie na wyjściu wzmacniacza operacyjnego zapewne będzie zbliżone do połowy napięcia zasilania i dioda LED będzie świecić w sposób ciągły z jakimś niedużym natężeniem. Gdy natomiast generator nie będzie pracował, to zapewne dioda albo zgaśnie (gdy wyjście wzmacniacza wejdzie w „dolne" nasycenie), albo będzie świecić jaśniej (gdy wyjście wzmacniacza będzie pozostawać w „górnym" nasyceniu). Różnica jasności diod będzie też zależeć od wartości całkowitego napięcia zasilania. Będzie mniej wyraźna przy wysokim napięciu zasilania.

Niezależnie od przyjętych założeń, w szczególności częstotliwości pracy, warto było zastanowić się, jakim napięciem ma być zasilany taki tester. To bowiem wpłynie na wartości niektórych rezystorów. Warto pamiętać, że liczne wzmacniacze operacyjne mogą być zasilane napięciem ±18 V, czyli w sumie 36 V, a niektóre, jak popularne NE5532 nawet ±22 V, czyli w sumie 44 V. Czy tester ma być przystosowany do aż tak wysokich napięć zasilania?

Raczej nie. Trudno sobie wyobrazić sytuację, choć nie jest ona wykluczona, że wzmacniacz operacyjny prawidłowo pracuje przy niższych napięciach zasilania, a coś się w nim zmienia przy wyższych. Takie hipotetyczne

eprasa.pl f8592ac359

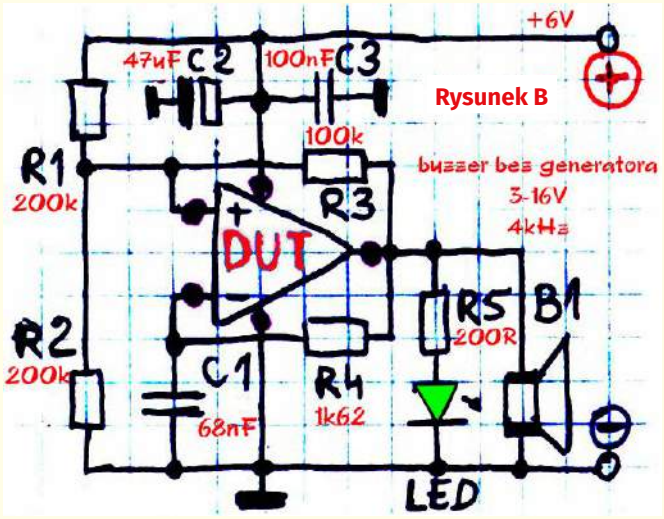
sklep.semicon.com.pl
■ Montaż elektroniki ■ Konwerting materiałów ■ Komponenty elektroniczne
■ Szablony SMT ■ Chemia dla elektroniki
■ Moduły laserowe ■ Podzespoły ■ Narzędzia
SEMICON®

sytuacje można pominąć i ustalić, że tester będzie pracował przy niższych napięciach zasilania, powiedzmy do 12 V, co odpowiada ±6 V przy zasilaniu symetrycznym. Wtedy całkowicie znika problem maksymalnego napięcia na brzęczyku z generatorem. Nie jest to zresztą znaczący problem, bo gdyby ktoś chciał jednak przeprowadzać testy przy napięcia zasilania ponad 30 V, może po prostu w szereg z brzęczykiem włączyć rezystor ograniczający o indywidualnie dobranej wartości. Wartość takiego rezystora trzeba byłoby dobrać, do właściwości użytego brzęczyka.

Planując pracę przy takich wysokich napięciach zasilania należałoby też rozsądnie dobrać wartość rezystora R5 ograniczającego jasność diody. Trzeba bowiem pamiętać, że liczne nowoczesne wzmacniacze operacyjne, w tym prawie wszystkie popularne, łatwe do zdobycia MCPxxx produkcji Microchip, mają maksymalne zalecane napięcie zasilania tylko 5,5 wolta. A niektóre wzmacniacze jeszcze mniej. Dziś dostępne są wzmacniacze operacyjne, które przeznaczone są to pracy przy bardzo małych napięciach zasilania 1...2 V, niektóre nawet poniżej 1 wolta! Przy takim zasilaniu oczywiście dioda LED na wyjściu świecić nie będzie. Także i wtedy można byłoby na wyjściu dodać podwajacz lub powielacz napięcia z diodami Schottky'ego, ewentualnie prostą przetwornicę (joule thief), co umożliwiłby zaświecenie diody LED nawet przy tak niskim napięciu zasilania. Takie niskonapięciowe wzmacniacze to oczywiście rzadkość wśród hobbystów, ale przestają być rzadkością wzmacniacze operacyjne zasilane napięciem około 3 V. I właśnie napięcie 2,7...3,0 V należałoby przyjąć jako minimalne napięcie zasilania. A powiedzmy 12 V jako maksymalne napięcie zasilania testera.

Aby dioda LED zaświeciła przy zasilaniu 2,7...3 V, na pewno nie może to być dioda biała ani niebieska. Być może trzeba byłoby to sprawdzić i zastosować taką diodą czerwoną, która ma jak najniższe napięcie przewodzenia, rzędu 2 V. Należałoby to sprawdzić, ponieważ teoretycznie diody czerwone mają najniższe napięcie przewodzenia, jednak w praktyce w grę wchodzi użyty materiał półprzewodnikowy i niektóre nowoczesne diody czerwone mają zaskakująco wysokie napięcie pracy.

Wartość rezystora R5 ograniczającego prąd diody LED należałoby dobrać dla maksymalnego napięcia zasilania (12 V). Prąd diody LED nie powinien być zbyt duży. Wprawdzie dla większości wzmacniaczy operacyjnych maksymalny prąd wyjściowy to kilkadziesiąt miliamperów, ale istnieją też wzmacniacze mikromocowe, które i pobierają znikomy prąd zasilania, rzędu mikroamperów, ale też mają mały maksymalny prąd wyjściowy, nawet poniżej 1 miliampera, zwłaszcza wzmacniacze CMOS przy niższych napięciach zasilania. Jeśli ktoś chciałby też testować wzmacniacze mikromocowe, to być może powinien zastosować zworkę, pozwalającą zmieniać wartość rezystancji ograniczającej R5.



Rysunek B

Następna kwestia to wybór wartości R1, R2 oraz R3. Wręcz oczywiste wydaje się zastosowanie rezystorów R1, R2 o jednakowej wartości. Nie ma przekonujących powodów, żeby było inaczej. Jednakowe rezystory R1, R2 zapewnią, że współczynnik wypełnienia generowanego przebiegu prostokątnego będzie równy 50%. Ściślej biorąc – zbliżony do 50%, co będzie zależeć od tego, czy jednakowe są napięcia nasycenia wyjścia: „dolne" i „górne".

Kolejny krok podczas projektowania to dobór wartości rezystora R3. Tu nie ma sztywnej reguły. Wartość R3 mogłaby być znacząco mniejsza od R1, R2. Gdyby była zdecydowanie mniejsza, to nawet można byłoby przy okazji testować zakres użytecznych napięć wejściowych i wyjściowych wzmacniacza operacyjnego. Ale jeżeli tester ma być uniwersalny, to wartość R3 nie powinna być zbyt niska. Można zastosować R1= R2=2*R3, co jest rozwiązaniem, można powiedzieć – klasycznym, ale niekoniecznie najlepszym. Można bowiem przyjąć, że dla sygnałów zmiennych rezystancje R1, R2 są połączone równolegle, a wtedy uzyskujemy wersję z jednakowymi rezystancjami wyznaczającymi progi przełączania, co może ułatwić korzystanie z podręcznikowych wzorów na częstotliwość tego rodzaju generatora.

Najmniejszą sensowną wartością i najprostszym rozwiązaniem wydaje się R3=R2=R1=R, a do tego także R4=R. Zastosowanie rezystancji R3 dwa razy większej od równoległego połączenia R1, R2 zmniejsza histerezę,

REKLAMA
KEY PRODUCENT AUTOMATYKI GRZEWCZEJ
11-200 Bartoszyce ul. Bohaterów Warszawy 67 pwkey@onet.pl
tel. (89)7635050 fax (89)7635051
TANIE REGULATORY
DO KOTŁÓW WĘGLOWYCH I NA DREWNO
z wbudowanym termostatem pokojowym
zapewniającym komfort i oszczędność


REGULATORY DO KOTŁÓW Z PODAJNIKIEM
REGULATORY POGODOWE
• Prosta obsługa, bogate możliwości programowania
• Możliwość dopasowania do każdego kotła i rodzaju paliwa
• Wysoka jakość • Gwarancja 24 miesiące
www.pwkey.pl

eprasa.pl f8592ac359

a to nieco utrudnia uzyskanie małej częstotliwość pracy generatora. Na pewno nie należy stosować rezystancji R3 większej niż R1, R2 – nie ma to żadnego uzasadnienia. Także nadmierne zmniejszanie R3, poniżej wartości połowy R1 i R2 nie ma mocnego uzasadnienia, ponieważ może się wiązać z kłopotami w przypadku niektórych wzmacniaczy.

Pozostaje dobrać wartości tych rezystorów R1 i R2 mogą mieć rezystancje od kilku do kilkuset kiloomów. Bezpieczne wartości to kilkadziesiąt do 100 kiloomów. Także wartość R4 może być taka, co umożliwi uzyskanie małej częstotliwości generatora przy zastosowaniu kondensatora C1, który nie jest „elektrolitem", tylko kondensatorem stałym, na przykład foliowym o pojemności 100 nF do 1 mikrofarada. Oczywiście kondensator C1 może mieć dowolnie mniejszą pojemność.

Na koniec jeszcze C2 i C3. Tu oczywiście typowe rozwiązanie: „elektrolit" 10...100 µF, a C2 to 100 nF ceramiczny montowany jak najbliżej nóżek układu scalonego.

Z tym „najbliżej nóżek" może być pewien kłopot, ponieważ aby tester był uniwersalny, należałoby przewidzieć możliwość testowania wersji pojedynczych, np. TL081, OP27, LM741, podwójnych, jak na przykład LM358, TL072, NE5532 i poczwórnych, na przykład LM324, TL064. A wtedy właśnie sprawa kondensatorów umieszczonych „najbliżej nóżek" się komplikuje. Czy dla wzmacniaczy poczwórnych należałoby zrobić cztery takie generatory z czterema diodami LED, a dwa dla wzmacniaczy podwójnych? Czy w oddzielnych podstawkach jako niezależne układy – testery, czy może połączyć je jakoś w jeden uniwersalny tester?

Z jednej strony w grę wchodzi pojedynczy tester, który można byłoby dołączyć do poszczególnych wzmacniaczy w kostkach poczwórnych i podwójnych. Z drugiej strony wygodniejszy byłby tester uniwersalny dla dowolnych wzmacniaczy, czterokanałowy, w którym włożenie w podstawkę kostki poczwórnej pozwalałoby na jednoczesne sprawdzenie wszystkich czterech wzmacniaczy.

W praktyce ujawnią się więc dodatkowe okoliczności i dylematy, których nie widać na schemacie ideowym. Ceramiczne kondensatory C3 można umieścić przy każdej podstawce, a C2 mógłby być wspólny. I jeszcze jedno pytanie: jeżeli miałby powstać tester czterokanałowy, to czy miałby zawierać cztery brzęczyki piezo? Czy może tylko jeden albo wcale? To jednak kwestie wykraczające poza ramy tego zadania.

Nagrody-upominki za zadanie ***Policz315*** otrzymują:

Krzysztof Jabłoński – Szymaki,
Marcin Ratajczyk – Wrocław,
Dariusz Milewski – Kanie.

Wszystkich uczestników dopisuję do listy kandydatów na bezpłatne prenumeraty. ■

Piotr Górecki

REKLAMA

Zaproś elektronikę na święta



AVT1988

ozdób swoje święta



AVT3250

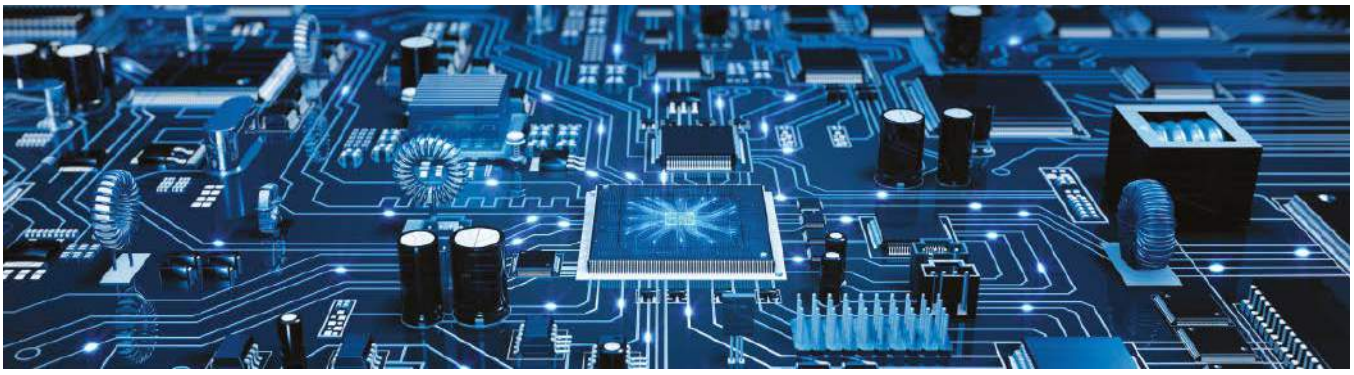


AVT5750

AVT kits

sklep.avt.pl / Allegro Sklep-AVT lub 03-197 Warszawa, ul. Leszczynowa 11

eprasa.pl f8592ac359

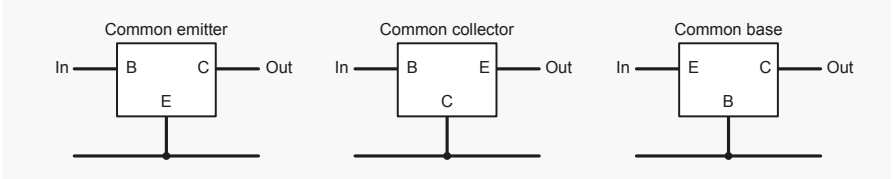


Zrozumieć tranzystory bipolarne, część 4

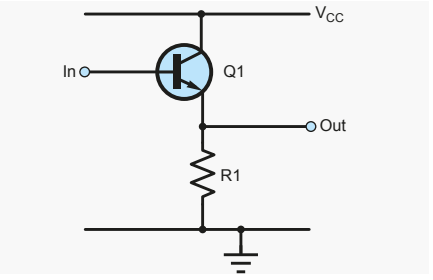
W tym odcinku, zainspirowani pytaniem na forum EEWeb, kontynuujemy nasze rozważania na temat konfiguracji obwodów tranzystorów bipolarnych – ze wspólnym emiterem, wspólną bazą i wspólnym kolektorem. W poprzednich odcinkach przyjrzeliśmy się konfiguracjom ze wspólnym emiterem i wspólną bazą – a konkretnie podstawowym układom wzmacniacza jednotranzystorowego, które wykorzystują te konfiguracje. W niniejszym odcinku skupimy się na wzmacniaczu ze wspólnym kolektorem, znanym również jako wtórnik emiterowy. Aby ułatwić dyskusję na temat konkretnych projektów układów, poruszymy kilka ogólnych tematów, w tym polaryzację, model małosygnałowy oraz zachowanie tranzystora przy wysokich częstotliwościach. Poprzednim razem przyjrzeliśmy się również impedancji wejściowej i wyjściowej, do których wracamy dziś w kontekście wzmacniacza ze wspólnym kolektorem.

Wspólny kolektor

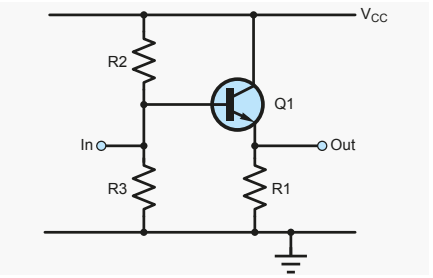
Patrząc na **rysunek 1** widzimy, że w przeciwieństwie do omawianych wcześniej obwodów ze wspólnym emiterem i bazą, wyjście w konfiguracji ze wspólnym kolektorem stanowi emiter, a nie kolektor. **Rysunek 2** przedstawia podstawowy wzmacniacz ze wspólnym kolektorem bez układu polaryzacji. Podobnie jak w pozostałych układach, od zacisku wyjściowego do zasilania podłączamy rezystor, ale ze względu na polaryzację tranzystora musimy włączyć ten rezystor wyjściowy między emiter a masę. Pełni on taką samą funkcję jak rezystor kolektorowy w pozostałych konfiguracjach – dołącza zasilanie do tranzystora i zamienia prąd wyjściowy tranzystora na napięcie wyjściowe. Wspólny zacisk – kolektor – jest podłączony bezpośrednio do zasilania. Może się to wydawać dziwne, ponieważ zwykle kojarzymy wspólne połączenie dla sygnału z masą, ale przypomnij sobie z naszej poprzedniej dyskusji na temat modeli małosygnałowych, że linie zasilania rozważamy jako zwarcie dla sygnału zmiennego. Z perspektywy sygnału, kolektor jest bezpośrednio podłączony do masy na rysunku 2. Podobnie jak w innych konfiguracjach, aby układ działał, musimy zapewnić odpowiednią polaryzację tranzystora. Ponownie, aby uzyskać odpowiednie wartości komponentów możemy użyć dzielnika potencjału na bazie (patrz **rysunek 3**) i postępować podobnie jak w przypadku innych konfiguracji. Wybieramy więc prąd polaryzacji dla emitera (I_E) jako prąd roboczy, biorąc pod uwagę takie czynniki jak optymalna wydajność tranzystora i pobór mocy. Następnie wybieramy bezsygnałowe napięcie wyjściowe (emiterowe) (V_E), a połowa zasilania daje nam największą potencjalną amplitudę wyjściową. W razie potrzeby możemy oczywiście użyć innych wartości. Wybrane V_E i I_E ustalają wartość rezystora



Rysunek 1. Konfiguracje tranzystorów – dotyczą one zarówno tranzystorów NPN, jak i PNP. Rzeczywiste układy wymagają dodatkowych elementów.

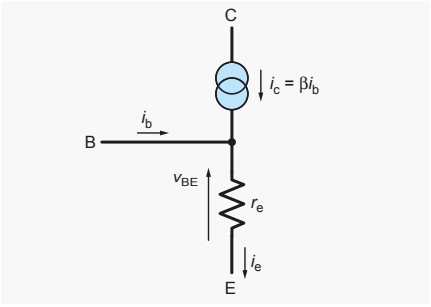


Rysunek 2. Podstawowy wzmacniacz ze wspólnym kolektorem bez układu polaryzacji.



Rysunek 3. Układ wzmacniacza ze wspólnym kolektorem z układem polaryzacji DC.

eprasa.pl f8592ac359



Rysunek 4. Model małosygnałowy tranzystora z r_e.

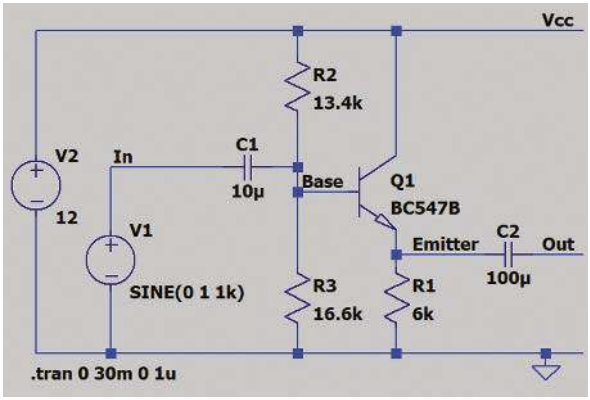
emiterowego ($R_1=V_E/I_E$). Zależność napięcia baza-emiter (V_{BE}) od prądu emitera tranzystora – zgodnie z równaniem diody Ebersa-Molla, które omawialiśmy w części 2 – mówi nam o wymaganym V_{BE} w oparciu o wybraną przez nas wartość I_E.

Obliczenia dotyczące polaryzacji

Jeśli użyjemy podobnych wartości jak w obwodzie ze wspólnym emiterem omawianym w części 2, czyli I_E=1 mA przy V_{CC}=12 V oraz bezsygnałowym napięciu emitera $V_{CC}/2$=6 V, to otrzymamy R_1=6 kΩ. W części 2 omówiliśmy szczegółowo nieliniową zależność między V_{BE} a I_E i dla użytego przykładowego tranzystora (BC547B) stwierdziliśmy, że dla prądu emitera 1 mA wymagane jest V_{BE} równe 0,635 V. Jest to oparte na modelu dostarczonym z LTspice i oczywiście będzie się różnić w przypadku poszczególnych tranzystorów. Po znalezieniu wymaganego V_{BE} możemy wybrać odpowiednie rezystory do dzielnika potencjału polaryzacji. Przy potencjale emitera wynoszącym 6 V potrzebujemy 6,635 V na bazie aby uzyskać V_{BE}=0,635 V. Wiele kombinacji rezystorów może być odpowiednich, ale nie powinniśmy używać wartości zbyt małych ze względu na pobór mocy i wpływ na impedancję wejściową. Wartości nie powinny być również zbyt duże – powinniśmy uzyskać prąd płynący przez rezystory polaryzacyjne o wartości większej niż dziesięciokrotność prądu bazy. Możemy wybrać rozsądną rezystancję całkowitą (R_T), powiedzmy 30 kΩ, i użyć wymaganej proporcji napięcia zasilającego do napięcia bazy, aby znaleźć rezystor R_3 (na rysunku 3), czyli

$$R_3 = \frac{V_B}{V_{CC}} \cdot R_T = \frac{6,635}{12} \cdot 30\ \text{k}\Omega = 16,6\ \text{k}\Omega$$

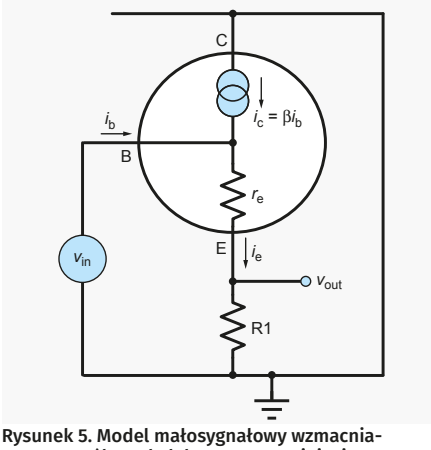
Druga rezystancja to po prostu obliczona wartość odjęta od wybranej wcześniej wartości całkowitej R_T (w naszym przypadku będzie to 13,4 kΩ). Różnice w poszczególnych tranzystorach i zmiany warunków temperaturowych oznaczają, że starannie obliczone ustawienia polaryzacji mogą się znacznie różnić dla poszczególnych tranzystorów lub zmieniać się podczas pracy. Aby temu zaradzić, możemy zastosować sprzężenie zwrotne w celu stabilizacji polaryzacji – zastosowaliśmy już ten pomysł dla obwodu ze wspólnym emiterem, gdzie dodaliśmy rezystor w obwodzie emitera. Układ ze wspólnym kolektorem ma już rezystor emiterowy, więc obwód na rysunku 3 ma ustabilizowaną polaryzację bez potrzeby stosowania dodatkowych elementów. Innym problemem związanym z elementami polaryzującymi jest ich potencjalny wpływ na impedancję wejściową – do dyskusji na ten temat wrócimy później.



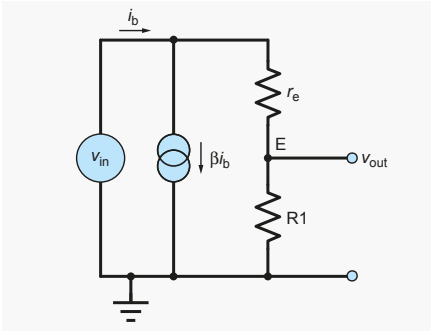
Rysunek 7. Schemat LTspice dla podstawowego wzmacniacza ze wspólnym kolektorem.

Analizy

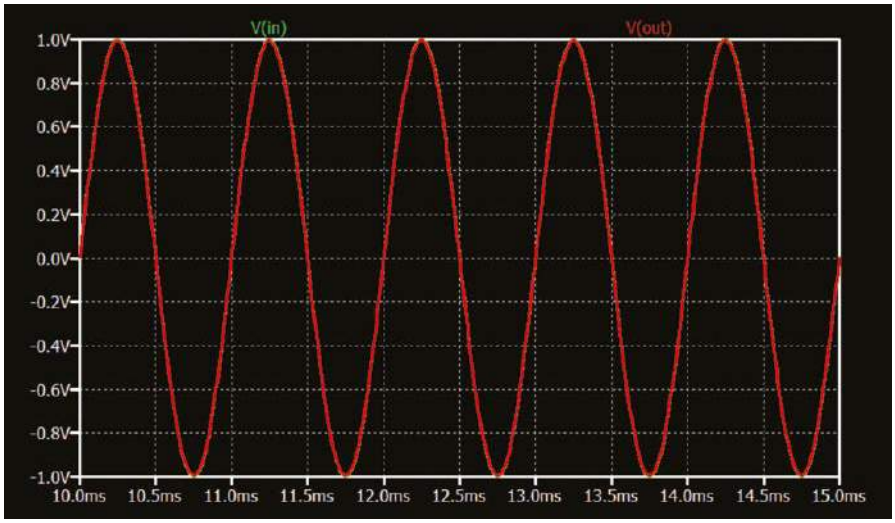
Możemy przeanalizować obwód używając modelu małosygnałowego, tak jak to robiliśmy z poprzednimi układami, którymi się zajmowaliśmy. W tym przypadku użyjemy modelu z r_e zamiast r_{be} (patrz **rysunek 4**) – tak jak zrobiliśmy to dla obwodu ze wspólną bazą w poprzednim odcinku. Aby wszystko było jak najprostsze, pominiemy elementy polaryzujące i zastosujmy model tranzystora z rysunku 4, dodając źródło sygnału. Użyjemy również idealnego źródła wejściowego o zerowej rezystancji źródła. W rezultacie otrzymujemy model małosygnałowy pokazany na **rysunku 5** – zwróćmy uwagę na zasilanie i masę połączone razem, jak wspominaliśmy wcześniej.



Rysunek 5. Model małosygnałowy wzmacniacza ze wspólnym kolektorem z pominięciem elementów układu polaryzacji.

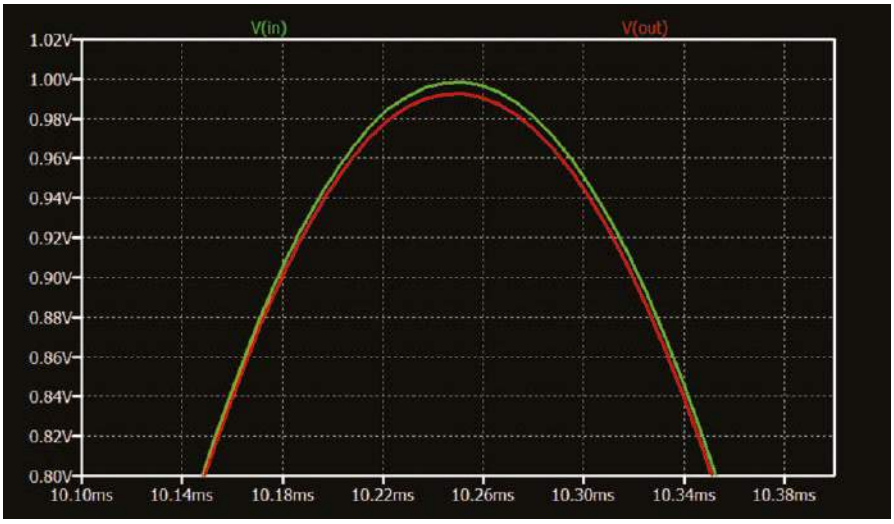


Rysunek 6. Model z rysunku 5 przerysowany w alternatywnym układzie.

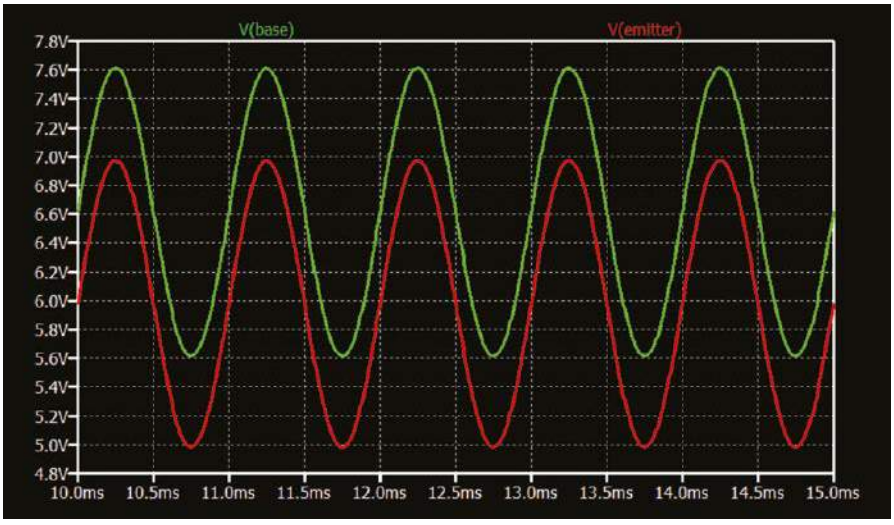


Rysunek 8. Symulowane przebiegi wejściowe i wyjściowe dla układu z rysunku 9. Napięcia te są prawie równe.

eprasa.pl f8592ac359



Rysunek 9. Powiększenie jednego z pików z rysunku 8, w celu zilustrowania, iż amplituda wyjściowa jest nieco mniejsza od wejściowej.



Rysunek 10. Symulowane przebiegi dla układu z rysunku 7 bezpośrednio na emiterze. Widzimy sygnały wraz z napięciami polaryzującymi tranzystor.

Możemy przerysować ten schemat w alternatywny układ, jak pokazano na **rysunku 6**. Odnosząc się do tego rysunku, można w miarę prosto zauważyć, że r_e i R_1 tworzą dzielnik potencjału, a więc:

$$V_{out} = \frac{R_1}{R_1 + r_e} v_{in}$$

Zatem wzmocnienie wynosi:

$$\frac{R_1}{R_1 + r_e} \approx 1$$

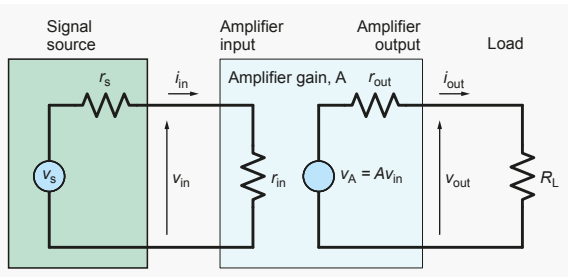
Wartość ta jest zwykle typowo bliska (a zawsze nieco mniejsza od) jedności, ponieważ w typowym układzie r_e będzie znacząco mniejszy od R_1. Wartość r_e wynosi około $25/I_E$ w temperaturze pokojowej, więc przy prądzie pracy wynoszącym 1 mA, r_e wynosi około 25 Ω. Daje to wzmocnienie 6000/(6000+25)=0,996 przy R_1 równym 6 kΩ. Jest ono zgodnie z oczekiwaniami bliskie jedności. Zastosowany model obwodu jest uproszczony – pominęliśmy rezystancję źródła wejściowego (v_{in}), elementy polaryzujące oraz rezystancję wyjściową tranzystora. Uwzględnienie tych elementów skutkuje bardziej złożoną matematyką konieczną do analizy takiego obwodu, ale daje zasadniczo ten sam wynik: wzmocnienie bliskie jedności, przy założeniu, że wzmocnienie tranzystora jest zwykle „duże" (np. 100 lub więcej) i że rezystancja elementów polaryzujących jest znacząco większa niż rezystancja źródła.

Symulacja

Na **rysunku 7** przedstawiono schemat LTspice dla podstawowego wzmacniacza ze wspólnym kolektorem, z wejściowymi i wyjściowymi kondensatorami odsprzęgającymi, oraz wartościami elementów jak wyliczono dla układu z rysunku 3. Wyniki symulacji układu przedstawiono na **rysunku 8** – widzimy tu, że amplituda napięcia wyjściowego jest bardzo zbliżona do napięcia wejściowego i jest w fazie z sygnałem wejściowym. Wzmacniacz ze wspólnym kolektorem jest nieodwracający, w przeciwieństwie do układu ze wspólnym emiterem. Fakt, że sygnał napięcia wyjściowego jest bardzo podobny do wejściowego prowadzi do tego, że powszechnie używa się dla tego układu nazwy „wtórnik napięcia". Jeśli przybliżymy przebieg w okolicach szczytu, jak na **rysunku 9**, to zobaczymy, że (zgodnie z oczekiwaniami) amplituda sygnału wyjściowego jest nieco mniejsza od sygnału wejściowego. Pomiar tej symulacji kursorami wskazuje na wzmocnienie wynoszące 0,994, co biorąc pod uwagę ilość zastosowanych uproszczeń jest akceptowalnie bliskie wartości obliczonej wcześniej. Na **rysunku 10** pokazano napięcia bezpośrednio na bazie i kolektorze. Są to te same przebiegi sygnałów co na rysunku 8, ale zawierają stałe napięcia polaryzujące wokół tranzystora, które są blokowane przez kondensatory sprzęgające. Widzimy, że poziomy sygnałów na emiterze i bazie mają stałą różnicę 0,66 V DC między sobą – napięcie V_{BE} ustalone jest bowiem przez polaryzację.

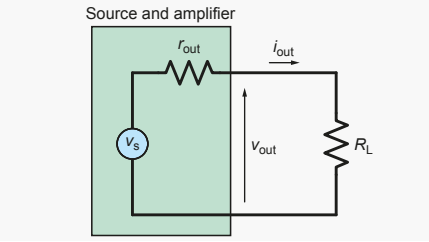
Impedancja wejściowa i wyjściowa

Na pierwszy rzut oka, wzmacniacz o wzmocnieniu napięciowym wynoszącym 1 może wydawać się niezbyt użyteczny, jednak jest to wniosek mylny. Wzmacniacz ze wspólnym kolektorem ma bowiem wzmocnienie prądowe znacznie większe od jedności – może więc dostarczyć sygnał wyjściowy ze znacznie większym natężeniem prądu niż pobiera ze swojego wejścia. Prowadzi nas to nieuchronnie do dyskusji na temat impedancji wejściowej i wyjściowej wzmacniaczy. W poprzednim odcinku przyjrzeliśmy się impedancji wejściowej wzmacniacza w kontekście tego, jak może się ona zmieniać w zależności od częstotliwości, potencjalnie zmniejszając amplitudę sygnału przy wysokich częstotliwościach. Użyliśmy ogólnego schematu,



Rysunek 11. Ogólny schemat układu źródła sygnału połączonego ze wzmacniaczem i obciążeniem.

eprasa.pl f8592ac359



Rysunek 12. Układ zastępczy Thévenina dla obwodu z rysunku 11 dla wzmacniacza o wzmocnieniu bliskim jedności i bardzo dużej rezystancji wejściowej.

takiego jak na **rysunku 11**, aby zaprezentować połączenie pomiędzy źródłem sygnału a wejściem wzmacniacza. Ten sam model obwodu może być użyty dla wyjścia wzmacniacza podłączonego do obciążenia – jak również widać na rysunku 11. Ogólnie rzecz biorąc, rysunek ten jest modelem źródła, wzmacniacza i obciążenia. Idea reprezentowania wyjścia złożonego obwodu, takiego jak wzmacniacz lub filtr, poprzez pojedyncze źródło napięcia i rezystor (lub impedancję) opiera się na twierdzeniu Thévenina, którego nazwa pochodzi od nazwiska Léona Charlesa Thévenina (1857–1926) – francuskiego inżyniera od telegrafii. Twierdzenie Thévenina mówi, że liniowy obwód elektroniczny, który składa się z dowolnej kombinacji źródeł napięcia, źródeł prądu i rezystorów, z dwoma zaciskami wyjściowymi, jest elektrycznie równoważny pojedynczemu źródłu napięcia i pojedynczemu rezystorowi szeregowemu – na naszym rysunku mogą być nimi napięcie wyjściowe wzmacniacza (v_A) i rezystancja wyjściowa. Twierdzenie to stosuje się również do obwodów, w których źródłami są prądy zmienne (sinusoida), wszystkie o tej samej częstotliwości, a pozostałe elementy są impedancjami (rezystancja, pojemność, indukcyjność).

Twierdzenie Thévenina

Aby otrzymać układ zastępczy Thévenina dla dowolnego obwodu, wyznaczamy napięcie wyjściowe dla obwodu o otwartych zaciskach, a następnie prąd wyjściowy w obwodzie ze zwartymi zaciskami. Napięcie w obwodzie o otwartych zaciskach stanowi równoważne napięcie źródła, a napięcie w obwodzie otwartym podzielone przez prąd zwarciowy daje nam rezystancję źródła. Na rysunku 11 źródło jest również zamodelowane w taki sposób – może więc ono stanowić obwód zastępczy poprzednio wspomnianego wzmacniacza, lub może być to jakieś fizyczne źródło sygnału, które może być również zamodelowane w postaci źródła napięcia i związanej z nim impedancji źródła. Użycie czystej rezystancji dla impedancji wejściowej i wyjściowej może stanowić uproszczenie w obu przypadkach (patrz dyskusja z poprzedniego odcinka), ale dla naszych celów jest wystarczające. Jeśli wzmacniacz z rysunku 11 ma znacznie większą rezystancję wejściową (r_{in}) niż rezystancję wyjściową źródła (r_s) to dzielnik potencjału utworzony przez r_s i r_{in} będzie wytwarzał napięcie bardzo bliskie przyłożonemu napięciu; to znaczy, że v_{in} będzie bardzo bliskie v_s i możemy założyć, że $v_{in}=v_s$. Jeśli wzmacniacz ma wzmocnienie wynoszące jeden (A=1) to mamy $v_A=Av_{in}=Av_s=v_s$. Możemy znaleźć więc układ zastępczy Thévenina dla kombinacji źródła i wzmacniacza. Napięcie wyjściowe w obwodzie o otwartych zaciskach (tzn. przy odłączonym R_L) wynosi v_A (a więc jest równe v_s). Prąd wyjściowy przy zaciskach zwartych (przy $R_L=0$) to po prostu v_S/r_{out}, więc otrzymujemy po prostu r_{out} jako rezystancję źródła Thévenina. Zatem układ zastępczy Thévenina obwodu z rysunku 11 jest taki jak na **rysunku 12**. Kluczową rzeczą jest fakt, iż mamy to samo źródło napięcia, ale z rezystancją wyjściową r_{out} zamiast oryginalnego r_s. Zakładając, że mamy wzmacniacz z niskim r_{out} (jak w przypadku obwodu ze wspólnym kolektorem), innym sposobem opisania tej sytuacji jest stwierdzenie, że wzmacniacz buforowy efektywnie obniża impedancję wyjściową źródła sygnału podłączonego do niego. Układy wtórników emiterowych często stosuje się w stopniu wyjściowym wzmacniaczy wielostopniowych (wielotranzystorowych). Zazwyczaj pierwsze stopnie zapewniają duże wzmocnienie napięciowe, a obwód ze wspólnym kolektorem ułatwia dostarczenie do obciążenia wzmocnionego napięcia o stosunkowo dużym prądzie. Wzmacniacze mocy – na przykład te stosowane do wysterowania głośników – mogą być oparte na układzie wtórnika emiterowego. Jednak w tych układach stosuje się dwa tranzystory, aby pokryć osobno ujemne i dodatnie połówki fali, co prowadzi do dodatkowej złożoności w układzie polaryzacji, której nie będziemy tu omawiać.

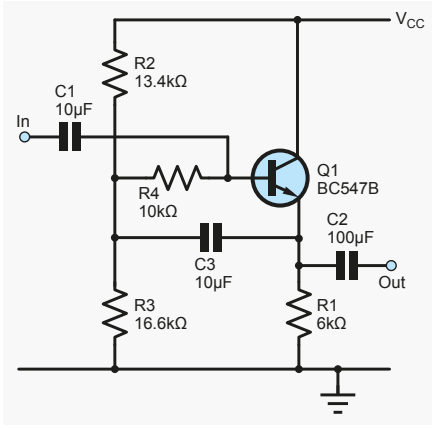
Pliki LTSpice omawiane w tym artykule są dostępne do pobrania ze strony EPE (www.epemag3.com).

Rezystancja wejściowa

Wykorzystując nasz modelowy obwód małosygnałowy (rysunek 5) możemy uzyskać pewne pojęcie o rzeczywistej rezystancji wejściowej i wyjściowej obwodu ze wspólnym kolektorem. Zaczynając od rezystancji wejściowej, wynika ona z następującej definicji:

$$r_{in}=\frac{v_{in}}{i_{in}}=\frac{v_{in}}{i_b}$$

Dla tranzystora, prąd emitera jest sumą prądu bazy (i_b) i prądu kolektora (równego βi_b), czyli:



Rysunek 13. Wzmacniacz ze wspólnym kolektorem z bootstrappingiem.

$$i_e=i_b+\beta i_b=(1+\beta)i_b\approx\beta i_b$$

Możemy przybliżyć (1+β)=β przy założeniu, że β jest znacznie większe od 1, z czego otrzymujemy:

$$i_b=i_e/\beta$$

Korzystając z tego w równaniu r_{in} możemy napisać:

$$r_{in}=\frac{v_{in}}{i_e}\beta$$

Ale mamy wzmacniacz o wzmocnieniu równym jedności ($v_{out}=v_{in}$), więc:

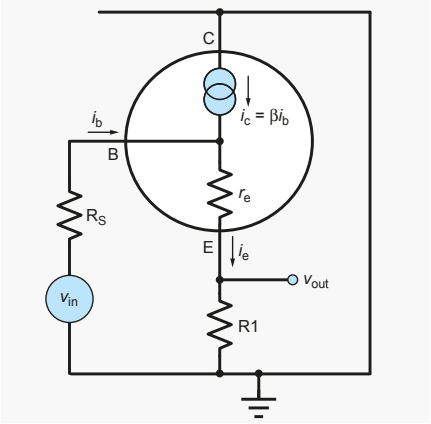
$$r_{in}=\frac{v_{out}}{i_e}\beta$$

Jednakże patrząc na rysunek 6 widzimy, że (korzystając z prawa Ohma) $R_1=v_{out}/i_e$, więc:

$$r_{in}=R_1\beta$$

Rezystancja wejściowa układu to rezystancja emitera (lub obciążenia) pomnożona przez wzmocnienie tranzystora. Podobnie jak poprzednio, nasza analiza została uproszczona przez pominięcie elementów polaryzujących. W modelu małosygnałowym oba rezystory polaryzacyjne są włączone między bazę a masę, więc są efektywnie równoległe do rezystancji wejściowej, którą właśnie obliczyliśmy. Ma to istotny skutek. Na przykład dla obwodu z rysunku 8, przy β równym 300, mamy potencjalną r_{in} 6 kΩ×300=1,8 MΩ, ale zostanie ona znacznie zmniejszona przez mniej niż 10 kΩ stanowiących równoległe połączenie rezystorów polaryzacyjnych. Możemy użyć różnych rozwiązań, aby pokonać ten problem. Prostym podejściem jest użycie pojedynczego rezystora pomiędzy V_{CC} a bazą (R_2 na **rysunku 13**, bez obecności R_3). Jego wartość jest obliczana na podstawie wymaganego prądu bazy. Na przykład, dla prądu roboczego I_E=1 mA i β równego 300, potrzebujemy prądu bazy 1 mA/300=3,33 μA. Przy wymaganym napięciu bazy 6,635 V (patrz wcześniejsza dyskusja), spadek na rezystorze (R_2) wynosi 12 V–6,635 V=5,365 V. Uzyskanie wymaganego prądu bazy wymaga rezystora

eprasa.pl f8592ac359



Rysunek 14. Model małosygnałowy z rysunku 5 z dodaną rezystancją źródła.

o wartości 5,365 V/3,33 µA=1,6 MΩ. Będzie to miało znacznie mniejszy wpływ na rezystancję wejściową niż rezystory polaryzacyjne dzielnika potencjału, ale użycie takiego pojedynczego rezystora zmniejsza stabilność polaryzacji – układ jest bardziej wrażliwy na zmiany pomiędzy poszczególnymi tranzystorami i zmiany warunków temperaturowych.

Bootstrapping

Inną możliwością jest zastosowanie tzw. bootstrapu, który wykorzystuje sprzężenie zwrotne AC, aby para rezystorów polaryzujących dzielnika potencjału wydawała się mieć znacznie większą rezystancję dla sygnału, jednocześnie zachowując akceptowalnie małą rezystancję dla sygnałów DC. Wersja układu z rysunku 7 z bootstrapem jest pokazana na rysunku 13. Układ boostrapu stanowi rezystor pomiędzy bazą a dzielnikiem potencjału (R_4 na rysunku 13), a sygnał wejściowy jest doprowadzony prosto do bazy jak zwykle poprzez kondensator sprzęgający (C_1). Ponadto dodatkowy kondensator (C_3) podaje sygnał wyjściowy z powrotem do dzielnika potencjału. Jeśli założymy, że C_1 jest efektywnie zwartym obwodem dla sygnałów, i pamiętając, że obwód ma wzmocnienie bliskie 1, okazuje się, że napięcie równe sygnałowi wejściowemu jest doprowadzone do dzielnika potencjału. Sygnał wejściowy znajduje się po drugiej stronie R_4, więc spadek napięcia sygnałowego na R_4 jest bardzo mały (napięcie sygnałowe ma prawie taką samą wartość z obu stron R_4), co oznacza, że prąd sygnałowy płynący przez niego jest bardzo mały, a jego efektywna rezystancja jest bardzo duża (znacznie większa od jego rzeczywistej wartości). Duża wartość efektywna R_3 oznacza, że w obwodzie nie występują skutki bocznikowania przez elementy polaryzujące o stosunkowo małej rezystancji dużej rezystancji wejściowej tranzystora (jak to się dzieje w przypadku obwodu z rysunku 7). Efekt ten dotyczy tylko sygnału zmiennego, nie dotyczy polaryzacji DC, która jest blokowana przez kondensator C_3. Prąd DC polaryzacji bazy jest niewielki, więc na R_3 występuje tylko mały spadek napięcia DC, który w razie potrzeby można uwzględnić w obliczeniach polaryzacji.

Rezystancja wyjściowa

Rezystancję wyjściową wzmacniacza ze wspólnym kolektorem możemy obliczyć wyznaczając układ zastępczy Thévenina dla małosygnałowego obwodu modelowego z **rysunku 14** (tego samego co na rysunku 5, ale z dodaną rezystancją źródła). Rezystancja wyjściowa jest napięciem wyjściowym w obwodzie o otwartych zaciskach podzielonym przez rezystancję zwarcia. Napięcie wyjściowe w obwodzie o otwartych zaciskach to po prostu v_{out}, które jest równe v_{in}, ponieważ mamy wzmocnienie bliskie jedności. Przy zwartym wyjściu (zwarcie przez R_1) mamy całe v_{in} przez r_e i r_s. Jeśli założymy, że r_e jest małe w porównaniu z r_s (źródło o wysokiej impedancji) i zignorujemy r_e, to wyjściowy zwarty prąd bazy wynosi v_{in}/r_s. Zatem zwarciowy prąd wyjściowy (emiterowy) wynosi:

$$i_e = \frac{v_{in}}{r_s}(\beta + 1) \approx \frac{v_{in}}{r_s}\beta$$

Tutaj dodajemy prądy bazy i emitera i przybliżamy, tak jak to zrobiliśmy przy analizie sygnału wejściowego. Dzieląc przez napięcie wyjściowe w obwodzie z otwartymi zaciskami (korzystając z $v_{out}=v_{in}$) otrzymujemy rezystancję wyjściową:

$$r_{out} = v_{in} \Big/ \left(\frac{v_{in}}{r_s}\beta\right) = \frac{r_s}{\beta}$$

Rezystancja wyjściowa obwodu to rezystancja źródła podzielona przez wzmocnienie tranzystora – zauważ symetrię z rezystancją wejściową będącą rezystancją obciążenia razy wzmocnienie. Ponownie, są tu pewne przybliżenia $-R_1$ i/lub może być uwzględniona jako połączona równolegle z rezystancją wyjściową tranzystora, jeśli nie jest znacząco większa niż r_s/β. Z drugiej strony, jeśli r_s jest bardzo mała, będzie musiała być uwzględniona r_e. ■

Ian Bell

Ten artykuł był wcześniej opublikowany na łamach „Practical Electronics”, październik 2019 (www.epemag3.com)

REKLAMA

Kursy w Ulubionym Kiosku

IT i Hi-tech • Muzyka i Dźwięk

Pełna oferta na stronie

www.ulubionykiosk.pl

eprasa.pl f8592ac359

Silniki indukcyjne, część 5

Już wcześniej ustaliliśmy że zmiana prędkości obrotowej przez zmniejszanie napięcia zasilania jest możliwa, ale tylko w przypadku niektórych obciążeń, na przykład wentylatorów czy pomp odśrodkowych, których charakterystyka obciążenia ma właściwości funkcji kwadratowej.

Ponadto regulacja napięciowa ma sens tylko w przypadku małych silników jednofazowych z kondensatorem (PSC) oraz ze zwartym zwojem.

Regulacja szeregowa

Najprostszy sposób regulacji przedstawiony jest na **rysunku 1**. Napięcie na silniku zmniejsza element szeregowy, w tym przypadku rezystor o zmiennej oporności (i odpowiedniej mocy strat).

I tu może się wydawać, że dużo lepsze jest zastąpienie rezystora fazowo sterowanym triakiem, który pozwoli zmniejszyć napięcie zasilania przy dużo mniejszej mocy strat.

Takie regulatory z triakiem wchodzą w grę, jednak trzeba pamiętać, że regulacja fazowa polega na odcinaniu fragmentów sinusoidy. Dlatego trzeba wziąć pod uwagę dwa problemy.

Po pierwsze, w przypadku silnika w grę wchodzi przesuniecie fazy, a konkretnie opóźnienie prądu w indukcyjnościach. To przesunięcie uniemożliwia pracę niektórych najprostszych regulatorów „szeregowych". Problem był opisany w artykule Pawła Pawłowicza „Regulator obrotów wentylatora z silnikiem indukcyjnym, w EdW 1/2015, gdzie zaproponowany jest układ regulatora zmodyfikowany według **rysunku 2**.

Z kolei **rysunek 3** pokazuje schemat nieco bardziej rozbudowanego regulatora (AVT-1613) z kostką U2008B.

A oto drugi problem: nawet gdy taki regulator działa prawidłowo, deformacja napięć i prądów powoduje znacznie głośniejsze buczenie silnika, co w wielu zastosowaniach (np. w domowych wentylatorach) jest niedopuszczalne, nieakceptowalne.

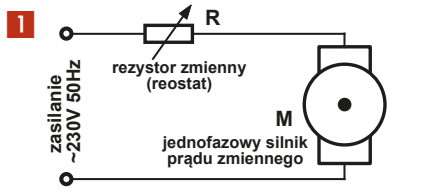
Owszem regulacja obrotów wentylatora za pomocą triaka działa, ale ma taką dość istotną wadę.

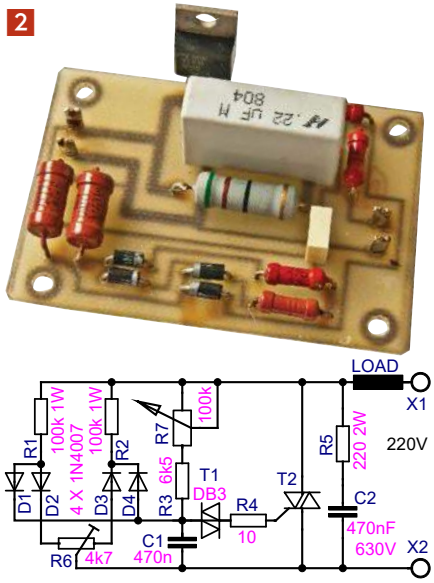
Najprostszy sposób, który nie zwiększa buczenia, to zastosowanie szeregowego rezystora według rysunku 1. Jest tu możliwość płynnej regulacji przez zastosowanie zmiennego rezystora (nie potencjometru, tylko) reostatu o odpowiednio dużym prądzie i obciążalności (mocy strat). Niestety, duża moc strat przekreśla taki pomysł w większości przypadków. Dlatego w licznych zastosowaniach, gdy regulacja płynna nie jest niezbędna, nadal wykorzystuje się prostą regulację skokową.

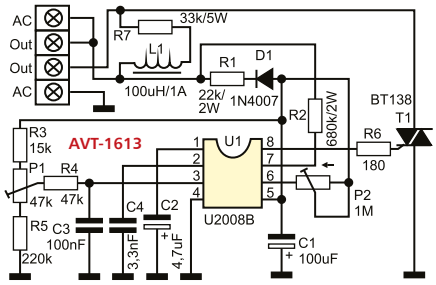
Regulacja skokowa

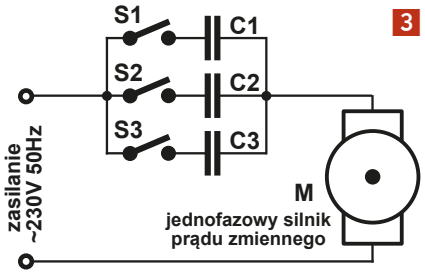
Regulacja skokowa może być zrealizowana w obwodzie szeregowym według rysunku 1, tylko dla zmniejszenia strat cieplnych, zamiast rezystora należy zastosować jakiś element reaktancyjny: kondensator lub cewkę (dławik).

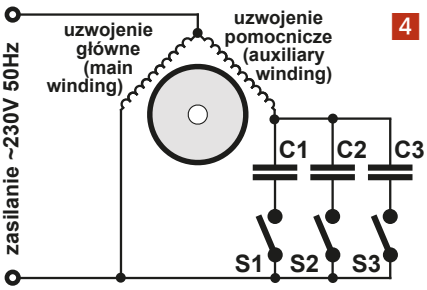
Dławiki są obecnie bardzo mało popularne. Dlatego w praktyce stosuje się jedynie kondensatory ograniczające. Kilkustopniową regulację można byłoby zrealizować na przykład według

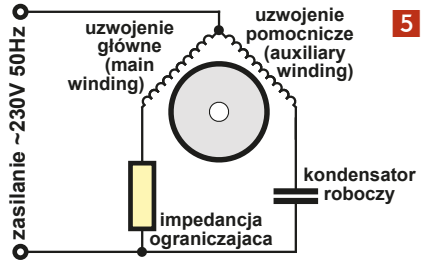












rysunku 4. Fakt, że kondensator zmienia przesunięcie fazowe między prądem i napięciem, nie ma istotnego znaczenia dla silnika.

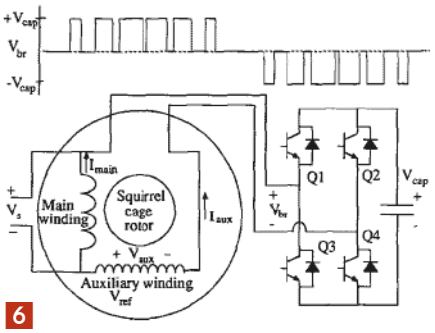
Przez włączony w szereg według idei rysunku 1 kondensator (lub inny element ograniczający) płynie cały prąd silnika, więc reaktancja X_C musi być stosunkowo mała, czyli pojemność – duża. W przypadku silników o mocy większej niż kilkanaście watów wymaga to kondensatorów o dużej wartości.

Obecnie najpopularniejsze są silniki PSC bez wyłącznika odśrodkowego, mające kondensator o pojemności do kilkunastu mikrofaradów na stałe włączony w obwód uzwojenia pomocniczego. I chcemy regulować prędkość takich właśnie silników. Z uwagi na obecność dwóch uzwojeń pojawiają się dodatkowe, oszczędniejsze możliwości regulacji.

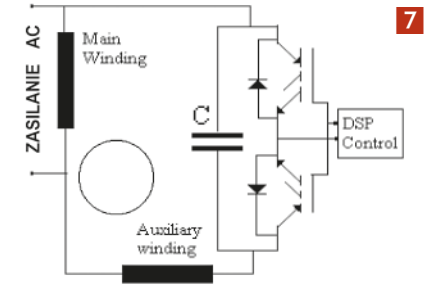
Regulacja polega na osłabieniu silnika. W pewnym zakresie można to zrobić, zmieniając wartość kondensatora pomocniczego według **rysunku 5**, jednak zależnie od kilku czynników, mogą tu wystąpić pewne ograniczenia i niespodzianki.

Można też zmieniać tylko napięcie zasilania uzwojenia głównego według idei z **rysunku 6**,

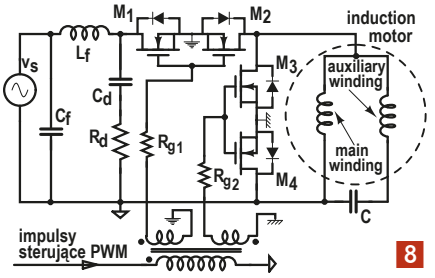
eprasa.pl f8592ac359



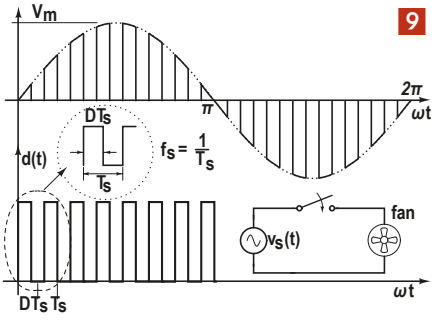
6



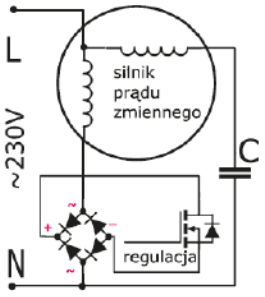
7



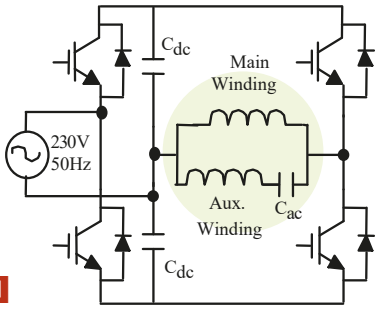
8



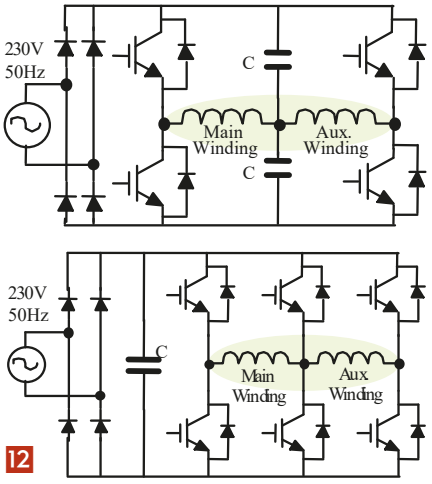
9



10



11



12

są przykłady optymalizacji parametrów podczas rozruchu i normalnej pracy. W każdym razie wykorzystuje się tu impulsową pracę tranzystorów z częstotliwością dużo większą od częstotliwości sieci energetycznej. Czyli rozwiązanie zupełnie inne, niż w przypadku triaka pracującego z częstotliwością sieci 50 Hz.

Rysunek 9 przedstawia regulator impulsowy badany w ramach pewnej pracy naukowej (z Turcji). W roli kluczy otwieranych na przemian przez sygnał o zmiennym wypełnieniu pracują pary wysokonapięciowych MOSFET-ów.

Układ pozwala regulować napięcie zmienne 50 Hz przez „poszatkowanie go" według **rysunku 10**. Ewidentnie mamy do czynienia z napięciową regulacją silnika prądu zmiennego, jednofazowego. W układzie nie wystarczy jedna para MOSFET-ów M2, M2, ponieważ silnik jest obciążeniem indukcyjnym i trzeba zapewnić drogę przepływu prądu na czas wyłączania M1, M2. Dlatego niezbędne są M3 + M4.

Niedawno w ramach Szkoły Konstruktorów analizowany był podobny układ i pojawiła się koncepcja z **rysunku 11**, gdzie mostek ma zapewnić dwukierunkowy przepływ padu. Warto jednak się zastanowić, którędy popłynie prąd indukcyjności, gdy ten MOSFET zostanie zatkany...

Ogólnie biorąc, regulacja napięciowa ma ogromne wady, więc jeśli już mają być wykorzystane zaawansowane rozwiązania, należałoby zastosować...

Falownik jednofazowy

Niniejszy artykuł omawia przede wszystkim możliwość regulacji napięciowej silników indukcyjnych. Jednak warto też króciutko wspomnieć o falownikach jednofazowych.

Otóż może się wydawać, że falownik jednofazowy to odmiana UPS-a, gdzie w gniazdku występuje przebieg sinusoidalny o zmiennej częstotliwości. Istnieją tego rodzaju rozwiązania – przykład na **rysunku 12**.

Można wykorzystać takie rozwiązanie, ale już wiemy, że silniki jednofazowe mają uzwojenie pomocnicze i że uzyskanie optymalnych parametrów nie jest łatwe, a już na pewno optymalnych parametrów nie mają silniki z kondensatorem (PSC). Dlatego falowniki dedykowane dla silników jednofazowych oddzielnie sterują obydwoma uzwojeniami silnika, co pozwala optymalnie wykorzystać jego potencjalne możliwości. Podłączając silnik do falownika, trzeba usunąć kondensator, który nie jest wykorzystywany. Na **rysunku 13** pokazane są dwie koncepcje realizacji tego rodzaju falownika dla silnika jednofazowego, dwuuzwojeniowego.

Kończymy rozważania dotyczące regulacji prędkości obrotowej silników prądu zmiennego. Jak widać, możliwości regulacji są różne, ale ogólnie biorąc, zagadnienie jest bardzo skomplikowane i trudne. Najbardziej zaawansowani i dociekliwi dalszych informacji i przykładów poszukają w Internecie. ■

Piotr Górecki

gdzie zaznaczone jest jedynie, że element regulacyjny jest jakąś impedancją.

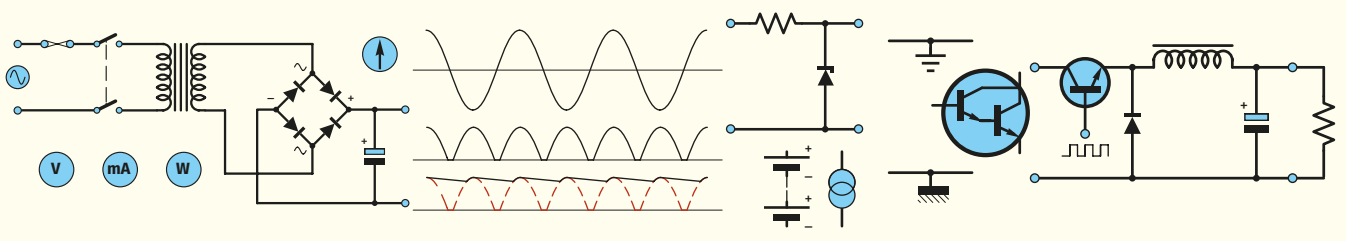
Rolę tej impedancji może pełnić rezystancja, na przykład włókno żarówki, albo reaktancja, która zapewni mniejsze straty cieplne. Gdyby to miał być kondensator lub dławik, w tym wypadku trzeba też wziąć pod uwagę przesunięcie fazowe, między prądami w obu gałęziach, które jest warunkiem prawidłowej pracy silnika. Z uwagi na to, że zwykle prąd uzwojenia pomocniczego jest mniejszy, sposób regulacji według rysunku 6 jest zbliżony do regulacji szeregowej według rysunków 1, 4.

Sposoby zaawansowane

W literaturze można znaleźć różne zaskakujące rozwiązania. Dwa przykłady pokazane są na **rysunkach 7, 8**. To akurat

REKLAMA


eprasa.pl f8592ac359



Zasilanie do twojego projektu, część 8. Akumulatory

Twój projekt wydaje się być skończony i gotowy do uruchomienia, lecz zadanie nie jest jeszcze wykonane dopóki nie zastosujesz odpowiedniego źródła zasilania. Rozwiązanie tego problemu może być tak proste, jak zastosowanie gotowego zasilacza o odpowiednich parametrach, bądź też tak złożone, jak zbudowanie własnego systemu zasilania z zasilaniem impulsowym, kilkoma wyjściami oraz podtrzymaniem bateryjnym. Nasz kurs ma za zadanie pomóc w rozwiązaniu tej kwestii i dostarczyć wiedzy na temat ważnych aspektów zasilania układów elektronicznych. W zeszłym miesiącu przeanalizowaliśmy kilka prostych sposobów na wytworzenie ujemnych napięć wyjściowych z dodatniego źródła DC, a także omówiliśmy temat bezpiecznego zarządzania rozpraszaniem ciepła. Ten odcinek kończy naszą serię. Szczegółowo przyjrzymy się w nim różnym typom akumulatorów, ich charakterystyce, zastosowaniom oraz środkom ostrożności niezbędnym przy używaniu najnowszej generacji wysokoenergetycznych ogniw litowo-jonowych i litowo-polimerowych. Przedstawimy również kilka przydatnych porad dotyczących konstruowania elementów indukcyjnych do zastosowania w filtrach szumów i w zasilaczach impulsowych. Nasz praktyczny projekt będzie miał postać prostego analizatora akumulatora, który wskaże stan naładowania lub rozładowania pakietów o nominalnych napięciach wyjściowych z zakresu od 9 V do 15 V.

Akumulatory

Akumulatory są idealnym źródłem zasilania dla małych, lekkich i przenośnych urządzeń elektronicznych. Mogą być również przydatne jako zasilanie rezerwowe, gdy podstawowe zasilanie, takie jak sieć AC, zawiedzie. Akumulatory to elementy do przechowywania energii, które przekształcają energię elektryczną w energię chemiczną (podczas ładowania) i energię chemiczną w energię elektryczną (podczas rozładowywania). Składają się one z pojedynczych ogniw, które mają napięcie od 1,2 V do 3,7 V. Zestawy akumulatorów są więc wykonywane z kilku szeregowo połączonych ogniw w celu zapewnienia wyższego napięcia wyjściowego niż byłoby to możliwe z pojedynczego ogniwa (patrz **rysunek 8.1**).



Rysunek 8.1. Kilka typowych zestawów akumulatorów do małych urządzeń elektronicznych. Od lewej do prawej: bateria alkaliczna PP3 9 V oparta na sześciowarstwowych ogniwach 1,5 V; pakiet baterii 4,5 V oparty na trzech ogniwach alkalicznych 1,5 V; pakiet 3,6 V oparty na trzech ogniwach Ni-MH; pojedyncze ogniwo Li-ion o dużej pojemności 3,7 V.

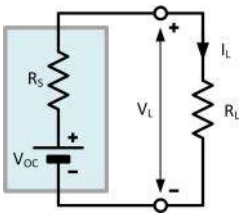
Ogniwa pierwotne i wtórne

Ogniwa należą do jednej z dwóch głównych kategorii: ogniw pierwotnych, które kończą swój żywot po wyczerpaniu się ich energii chemicznej, lub ogniw wtórnych, w których reakcja chemiczna może być odwrócona, więc w konsekwencji mogą być wielokrotnie ładowane. Ogniwa alkaliczne (i starsze ogniwa Leclanché) są przykładem pierwszego typu, natomiast ogniwa niklowo-kadmowe (Ni- Cd) i niklowo-wodorkowe (Ni-MH) są przykładem drugiego.

Pojemność

Pojemność akumulatora to ilość energii elektrycznej, którą może on dostarczyć i jest po prostu iloczynem jego znamionowego prądu rozładowania (A) i znamionowego czasu rozładowania (godziny). Pojemność podaje się zwykle w amperogodzinach (Ah) lub miliamperogodzinach (mAh). Pojemność akumulatora

eprasa.pl f8592ac359



Rysunek 8.2. Rezystancja wewnętrzna akumulatora

jest w pewnym stopniu zależna od szybkości rozładowania i dlatego, aby była ściśle określona, parametr amperogodzin powinien być podany dla określonej szybkości rozładowania (np. 2500 mAh dla prądu rozładowania 500 mA w okresie pięciu godzin). W zależności od przewidywanego zastosowania, ogniwa są często przeznaczone na okresy rozładowania wynoszące od 2 do 16 godzin.

Zawartość energii

Zawartość energii w akumulatorze określana jest w watogodzinach (Wh) i jest iloczynem pojemności ogniwa (Ah) i średniego napięcia ogniwa (V) podczas rozładowania. Warto to zobrazować – patrz przykład 1.

Sprawność

Sprawność watogodzinowa akumulatora to stosunek energii uzyskanej podczas

Przykład 1
Akumulator niklowo-kadmowy (Ni-Cd) o pojemności znamionowej 4,8 Ah przy sześciogodzinnym okresie rozładowania składa się z dziesięciu pojedynczych ogniw połączonych szeregowo (każde o nominalnym napięciu rozładowania 1,2 V). Napięcie końcowe akumulatora wynosi 10×1,2 V lub 12 V, a zawartość energii w akumulatorze można obliczyć z:

Zawartość energii = 4,8 Ah×12 V= 57,6 AVh=57,6 Wh

Akumulator powinien być zdolny do dostarczenia średniego prądu obciążenia 4,8/6=0,8 A w trybie ciągłym przez okres sześciu godzin.

Tabela 8.1 Porównanie typów akumulatorów i ich charakterystyk (zielony = mocny, czerwony = słaby)

Właściwość	Alkaliczne	Ni-Cd	Ni-MH	Kwasowo-ołowiowe	Li-ion	LiPo
Ponowne ładowanie?	Nie	Tak	Tak	Tak	Tak	Tak
Nominalne napięcie ogniwa	1,5 V	1,2 V	1,2 V	2 V	3,7 V	3,7 V
Typowa konfiguracja	3 V, 4,5 V, 6 V, 9 V (2, 3, 4, 6 ogniw)	3,6 V (3 ogniwa)	3,6 V (3 ogniwa)	6 V do 12 V (3 lub 6 ogniw)	7,2 V (2 ogniwa)	7,2 V (2 ogniwa)
Gęstość energii (Wh/kg)	80	45 do 80	60 do 120	30 do 50	110 do 160	100 do 130
Żywotność – typowa ilość cykli	Nie dotyczy	800 do 1200	300 do 500	200 do 300	500 do 1000	300 do 500
Typowy czas szybkiego ładowania	Nie dotyczy	1 do 2 godzin	2 do 4 godzin	8 do 16 godzin	2 do 4 godzin	2 do 4 godzin
Tolerancja na przeładowanie	Nie dotyczy	Średnia	Niska	Wysoka	Bardzo niska	Niska
Samorozładowanie (na miesiąc)	Ograniczony przez czas przechowywania	20%	30%	5%	10%	10%
Typowy prąd obciążenia	C/20 do C/5	C/10 do C/2	C/10 do C/4	C/5	C/4 do C/2	C/4
Szczytowy prąd obciążenia	C/2	>10C	5C	5C	>2C	>2C
Typowa rezystancja wewnętrzna (Ω)	0,5 do 2	0,15	0,25	<0,1	0,2	0,2 do 0,5
Temperatura pracy (°C)	0 do +65	–40 do +60	–20 do +60	–20 do +60	–20 do +60	0 do +60
Współczynnik kosztu (w odniesieniu do Ni-Cd, kwasowo-ołowiowych)	4 do 8	1,0	1,2 do 1,5	1,0	1,5 do 2,0	2,0 do 2,5
Zalety	Powszechnie dostępne w standardowych rozmiarach	Odporne i ekonomiczne	Mniej podatne na efekt pamięci, bardziej ekologiczne niż ogniwa Ni-Cd	Niezawodne, dobra wydajność przy wysokich prądach rozładowania	Bardzo wysoka gęstość energii, niskie samorozładowanie, brak efektu pamięci	Lekkie, kompaktowe i dostępne w różnych kształtach
Wady	Nieekonomiczne, nie nadają się do zastosowań wysokoprądowych, ograniczony czas okres przydatności	Relatywnie niska gęstość energii w porównaniu z LiPo i Li-ion, efekt pamięci, szkodliwe dla środowiska	Ograniczony okres przydatności, wysokie samorozładowanie, niska wydajność przy wysokich temperaturach	Relatywnie niska gęstość energii (nieporęczne i ciężkie)	Wymaga obwodów zabezpieczających, ostrożnego ładowania i troski podczas użytkowania	Wymaga obwodów zabezpieczających, ostrożnego ładowania oraz troski podczas użytkowania, mogą być drogie

eprasa.pl f8592ac359

rozładowania do energii potrzebnej do pełnego naładowania akumulatora. Przykład 2 pokazuje, jak to się oblicza.

Rezystancja wewnętrzna

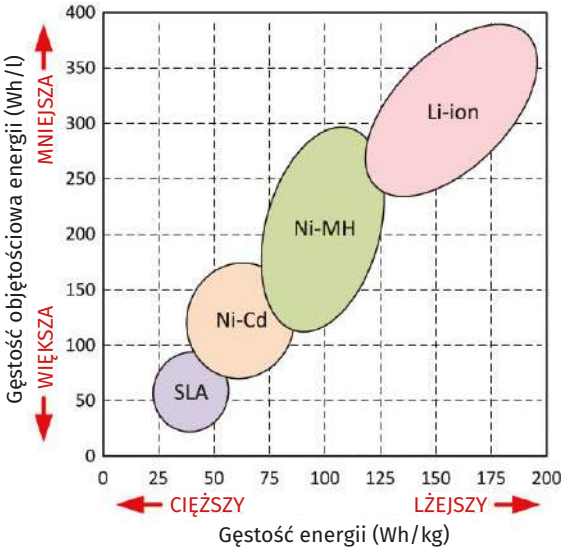
Rezystancja wewnętrzna akumulatora występuje w szeregu z każdym obciążeniem, które jest do niego przyłączone. Na **rysunku 8.2** pokazano, że rzeczywisty akumulator może być reprezentowany przez idealne źródło napięcia połączone szeregowo z jego rezystancją wewnętrzną (R_S). Gdy akumulator jest odłączony od obciążenia, napięcie mierzone w warunkach otwartego obwodu (V_{OC}) będzie identyczne jak w przypadku idealnego wewnętrznego źródła napięcia. Jednak po podłączeniu obciążenia (R_L) napięcie na zaciskach spadnie o wielkość równą napięciu spadającemu przez wewnętrzną rezystancję akumulatora – zatem:

$$V_L = V_{OC} - V_{LOSS}$$

gdzie V_L jest napięciem zacisków akumulatora (różnica potencjałów, która jest efektywnie dostarczana do obciążenia R), V_{OC} jest napięciem akumulatora przy obwodzie otwartym (bez obciążenia), a V_{LOSS} jest spadkiem napięcia na wewnętrznej rezystancji akumulatora (tj. napięcie „tracone" wewnątrz akumulatora).

Teraz, $V_{LOSS} = I_L \times R_S$, a więc:

$$V_L = V_{OC} - (I_L \times R_S)$$



Rysunek 8.3. Porównanie gęstości energii różnych typów akumulatorów (zwróć uwagę na zależność między energią, wielkością i masą; oraz na przewagę akumulatorów Li-ion w obu tych aspektach).

V_L, V_{OC} i I_L można zmierzyć, a tym samym wyznaczyć R_S. Należy zauważyć, że opór wewnętrzny akumulatora wzrasta, gdy jest on w stanie rozładowania. Ponadto, usterki wewnętrzne w akumulatorze zwykle objawiają się znaczącym wzrostem rezystancji wewnętrznej (co może skutkować tym, że nie nadaje się do użytku). Patrz przykład 3 – jak obliczyć rezystancję wewnętrzną. Wybór odpowiedniego typu akumulatora może być kluczowy dla uzyskania optymalnej wydajności urządzenia. Ponadto, wybór typu jest zawsze kompromisem, biorąc pod uwagę takie czynniki jak pojemność, zawartość energii, wydajność, żywotność i koszt (patrz **tabela 8.1**). Zanim przejdziemy dalej, warto pokrótce omówić charakterystyki i zastosowania każdego z typów akumulatorów – podsumowane w tabeli 8.1.

Rodzaje akumulatorów i ich charakterystyki

Baterie alkaliczne

Baterie alkaliczne są powszechnie dostępne niemal w każdym sklepie. Pojedyncze ogniwa mają nominalne napięcie wynoszące 1,5 V (świeże ogniwo ma zwykle napięcie nieco poniżej 1,6 V, spadające do około 1,25 V pod koniec okresu pracy ogniwa). Ogniwa alkaliczne są jednorazowe, a więc w dłuższym okresie czasu na ogół nieopłacalne. Mogą mieć znaczne wartości podawanej pojemności (np. 2800 mAh dla baterii AA), ale może to być nieco mylące, gdyż ten typ baterii nadaje się do stosowania tylko przy stosunkowo niskich współczynnikach rozładowania. Na przykład, przy dostarczaniu prądu o natężeniu 1 A, ogniwo AA może być w stanie utrzymać ten prąd przez mniej niż godzinę, co odpowiada pojemności mniejszej niż 700 mAh. Ponieważ ogniwa alkaliczne są jednorazowego użytku, szczególnym problemem jest ich szybkość samorozładowania, która nakłada ograniczenia na okres ich przydatności. Typowy wskaźnik samorozładowania baterii alkalicznej wynosi mniej niż 3% miesięcznie i choć może nie brzmi to problematycznie, po dwunastomiesięcznym okresie bezczynności bateria alkaliczna straci znaczną część swojej energii. Ogniwa alkaliczne są dostępne po stosunkowo niskiej cenie w bardzo szerokim zakresie popularnych rozmiarów (w tym AAA, AA, C, D i PP3) – patrz **tabela 8.2**.

Akumulatory niklowo-kadmowe

Przyjmuje się zwykle, że napięcie pojedynczego ogniwa niklowo-kadmowego (Ni-cad lub Ni-Cd) wynosi 1,2 V; ale, podobnie jak w przypadku innych typów ogniw, występują pewne wahania w czasie rozładowywania. W przeciwieństwie do niektórych innych typów ogniw, niklowo-kadmowe wykazują nadzwyczaj stałe napięcie wyjściowe podczas rozładowywania. Po starcie procesu rozładowania z poziomu około 1,3 V, napięcie ogniwa pozostaje w granicach 5% od 1,25 V przez ponad 75% okresu rozładowywania. Dzięki temu akumulatory Ni-Cd są idealne do stosowania w urządzeniach, które nie posiadają wewnętrznego stabilizatora napięcia. Ogniwa niklowo-kadmowe wykazują wyjątkowo niską wartość rezystancji wewnętrznej, co sprawia, że doskonale nadają się do zastosowań wymagających dostarczania dużych prądów przez krótki czas. Istotną wadą akumulatorów niklowo-kadmowych (często określaną jako „efekt pamięci") jest utrata pojemności akumulatora po pozostawieniu go w stanie częściowo naładowanym przez dłuższy czas. Akumulatory Ni-Cd zyskują na regularnych (i pełnych) cyklach ładowania/rozładowania.

Akumulatory niklowo-metalowo-wodorkowe (Ni-MH)

Akumulatory niklowo-metalowo-wodorkowe są bardziej przyjazne dla środowiska niż akumulatory Ni-Cd i szczelne akumulatory kwasowo-ołowiowe (patrz poniżej), ale nadal oferują dość dobrą gęstość energii. Niestety, współczynnik samorozładowania jest wyższy niż w przypadku innych typów, a żywotność ulega skróceniu, jeśli akumulator

Tabela 8.2 Powszechnie dostępne baterie alkaliczne

Typ baterii	Nominalne napięcie	Typowa pojemność C (mAh)	Rekomendowany stopień rozładowywania	Rekomendowany średni prąd obciążenia (mA)	Budowa	Wymiary (mm)	Typowa masa (kg)
AAA,LR03	1,5	1100	0,017C	10 do 50	Cylindryczna	10,5×44,5	0,011
AA, LR6	1,5	2800	0,007C	20 do 100	Cylindryczna	14,5×50,5	0,024
C, LR14	1,5	7000	0,005C	40 do 250	Cylindryczna	26,2×50	0,065
D, R20	1,5	17000	0,002C	200 do 500	Cylindryczna	34,2×61,5	0,13
PP3, 6LR61	9	570	0,025C	5 do 30	Prostopadłościenna	48,5×26,5×17,5	0,046

eprasa.pl f8592ac359

Przykład 2
Jeżeli akumulator z przykładu 1 wymaga czternastu godzin ładowania napięciem 13,5 V i przy stałym prądzie 0,4 A, to energia potrzebna do naładowania wynosi (13,5×0,4×14)=75,6 Wh. Sprawność watogodzinowa akumulatora, wyrażona w procentach, wyniesie zatem (57,6/75,6)×100=76%.

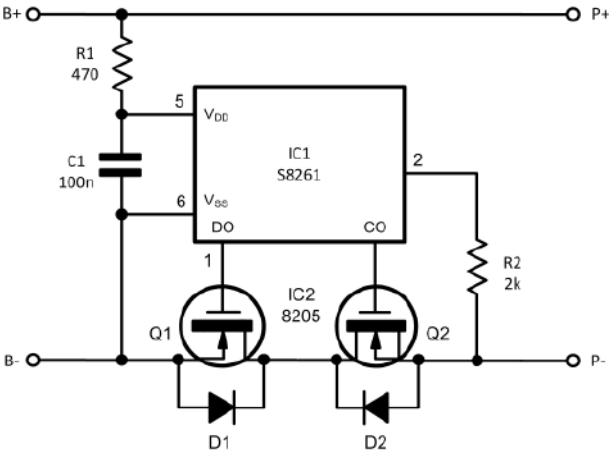


Rysunek 8.5. Zabezpieczone (dół) i niezabezpieczone (góra) ogniwa 18650 3,7 V.

Przykład 3
Akumulator Ni-MH o napięciu 3,6 V wytwarza napięcie wyjściowe 3,7 V bez obciążenia, które spada do 3,5 V przy prądzie obciążenia wynoszącym 400 mA. Opór wewnętrzny (RS) akumulatora można wyznaczyć z:

$$RS=VLOSS/IL=(3,7–3,5)/0,4=0,5\ \Omega$$

Gdy akumulator ten zasila prądem obciążenia 1 A, napięcie wyjściowe spadnie do: VL=3,7–(1×0,5)=3,2 V



Rysunek 8.4. Typowy układ zabezpieczający akumulatory Li-ion/LiPo.

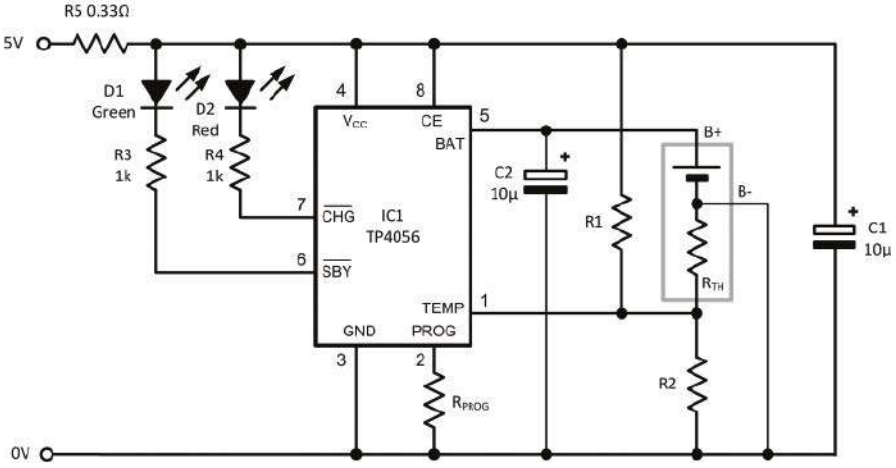
Tabela 8.3 Specyfikacja obwodu zabezpieczającego akumulatory Li-ion/LiPo

	Parametr	Specyfikacja
Napięcie	Nominalne napięcie ładowania	4,2 V
Prąd	Maksymalny prąd rozładowania	4 A
Zabezpieczenie przed przeładowaniem	Napięcie detekcji	4,25 V
	Napięcie zwolnienia	4,1 V
	Opóźnienie	0,3 do 2 s
Zabezpieczenie przed nadmiernym rozładowaniem	Napięcie detekcji	3,0 V
	Napięcie zwolnienia	3,2 V
	Opóźnienie	0,03 do 0,2 s

jest poddawany dużym obciążeniom. W porównaniu do swoich odpowiedników Ni-Cd, akumulatory Ni-MH są znacznie mniej podatne na efekt pamięci. Chociaż ogniwa Ni-MH są dostępne w odpowiednikach powszechnie stosowanych ogniw alkalicznych i Ni-Cd wymienionych w tabeli 8.2, nie zawsze można je stosować zamiennie i wymagają one różnych reżimów ładowania.

Akumulatory kwasowo-ołowiowe

Większość czytelników zna akumulatory kwasowo-ołowiowe, które są powszechnie stosowane w samochodach. Napięcie poszczególnych ogniw w akumulatorze kwasowo-ołowiowym wynosi 2 V, a więc w standardowym akumulatorze samochodowym 12 V połączonych jest szeregowo sześć pojedynczych ogniw, a w akumulatorze stosowanym w pojazdach ciężarowych 12 ogniw (napięcie 24 V). z każdym obciążeniem, do którego można podłączyć akumulator samochodowy 24 V. Mniejsze akumulatory ołowiowo-kwasowe o mniejszej pojemności mogą być często bardzo korzystnym cenowo wyborem w przypadku, gdy dla urządzeń elektronicznych wymagane jest zasilanie prądem o wysokim natężeniu. Akumulatory kwasowo-ołowiowe zawierają niezwykle toksyczne materiały i należy zachować szczególną ostrożność przy ich utylizacji. Akumulatory te są idealne do zastosowań, w których mogą być pozostawione w stanie płynnego ładowania przez długi czas, a następnie rozładowywane przy wysokim prądzie przez stosunkowo krótki okres. Typowe ich zastosowania to oświetlenie awaryjne, rozruch silnika i zasilacze bezprzerwowe (UPS). Akumulatory kwasowo-ołowiowe są zwykle przystosowane do użytku przy 0,2 C (pięciogodzinny okres rozładowania). Z drugiej strony, w porównaniu z innymi typami akumulatorów, akumulatory te mają stosunkowo niską gęstość energii.



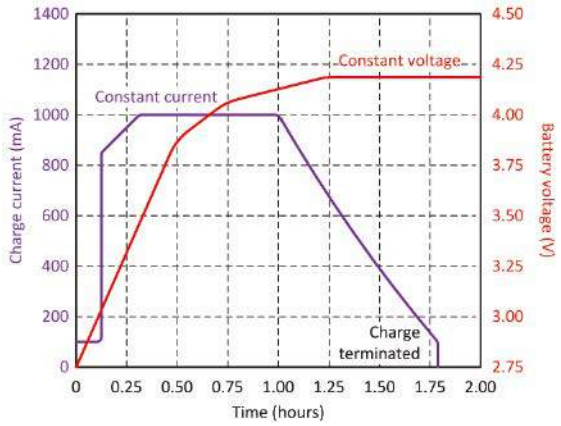
Rysunek 8.6. Układ typowej ładowarki do pojedynczych ogniw Li-ion/LiPo.

Akumulatory litowo-jonowe (Li-ion)

Akumulatory litowo-jonowe osiągają dobre wyniki zarówno pod względem pojemności jak i gęstości energii (patrz **rysunek 8.3**). Wytwarzają też napięcia wyjściowe, które pozostają w miarę stałe przez cały okres rozładowywania. Nie występuje w nich efekt pamięci, a stosunkowo wysokie napięcie ogniw (3,7 V) pozwala na stosowanie w sprzęcie

eprasa.pl f8592ac359

elektronicznym akumulatorów zbudowanych z ograniczonej liczby połączonych szeregowo elementów. W niektórych przypadkach pojedyncze ogniwo Li-ion 3,7 V 18650 jest wszystkim, co konieczne do zasilenia małego sprzętu elektronicznego.



Rysunek 8.7. Typowy cykl ładowania akumulatorów Li-ion (należy zwrócić uwagę, że ładowanie kończy się w ciągu dwóch godzin).



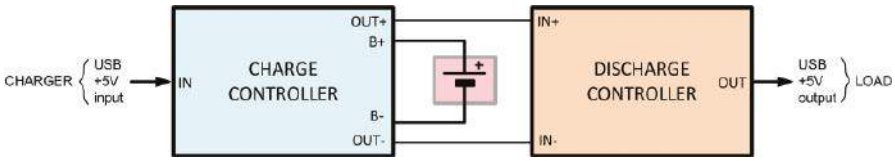
Rysunek 8.8. Powszechnie dostępna ładowarka do dwóch ogniw Li-ion 18650 3,7 V.

Akumulatory litowo-polimerowe (LiPo)

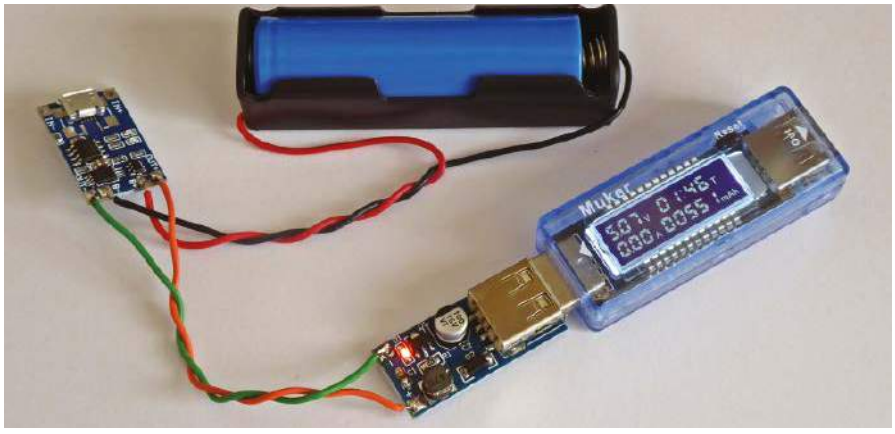
Akumulatory litowo-polimerowe (LiPo) posiadają wiele zalet akumulatorów Li-ion, ale w znacznie bardziej plastycznej formie. Akumulatory te można łatwo zmieścić na bardzo małej przestrzeni, oferując jednocześnie pojemność i gęstość energii, które są podobne (choć nie do końca) do tych w konwencjonalnych cylindrycznych akumulatorach Li-ion.

Konserwacja i ochrona akumulatorów Li-ion i LiPo

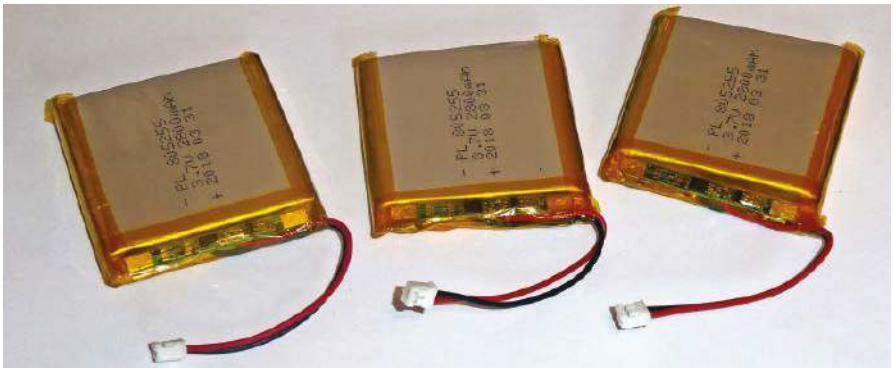
Wysoka ilość zmagazynowanej energii oraz niska rezystancja wewnętrzna akumulatorów Li-ion i LiPo wymaga szczególnej ostrożności w ich użytkowaniu. Gwałtowne przeładowanie lub nadmierne rozładowanie tego typu akumulatorów może spowodować realne ryzyko pożaru i wybuchu. Z tego powodu konieczne jest ostrożne traktowanie akumulatorów Li-ion i LiPo. Aby zmniejszyć ryzyko, wiele akumulatorów jest wyposażonych w wewnętrzne obwody zabezpieczające. Ograniczają one prąd i napięcie akumulatora zarówno podczas ładowania, jak i rozładowywania. Typowy obwód zabezpieczający ogniwa Li-ion (patrz **rysunek 8.4**) działa zgodnie ze specyfikacją podaną w **tabeli 8.3**. Należy zwrócić uwagę, w jaki sposób oddzielne przełączniki ładowania i rozładowania MOSFET (odpowiednio Q2 i Q1) są używane do odcięcia akumulatora gdy zostanie wykryty stan nadmiernego ładowania lub nadmiernego rozładowania. Cylindryczne akumulatory Li-ion (takie jak powszechnie dostępny akumulator 18650 3,7 V) są dostępne zarówno z jak i bez zintegrowanych obwodów ochronnych. Ogniwa zabezpieczone są preferowane w większości zastosowań, a ogniwa niezabezpieczone (ze względu na dużą zawartość energii) należy traktować z ostrożnością. W praktyce warto zwrócić uwagę na fakt, że ogniwa chronione i niechronione mają nieco inne wymiary (patrz **rysunek 8.5**) i może to czasem powodować problemy przy montażu ogniw w dostępnych na rynku pojemnikach na baterie.



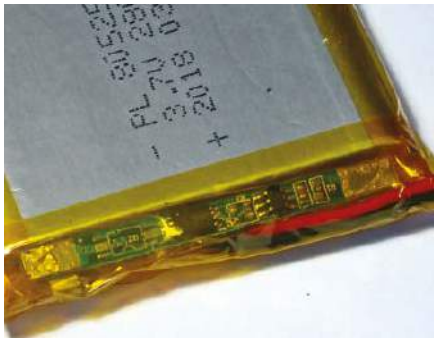
Rysunek 8.9. Podstawowe elementy zasilacza bezprzerwowego (UPS) 5 V USB.



Rysunek 8.10. UPS USB. Od lewej do prawej: Kontroler ładowania USB; niezabezpieczone ogniwo 18650 3,7 V; kontroler rozładowania i monitor napięcia/prądu.



Rysunek 8.11. Trzy tanie akumulatory LiPo o kształcie idealnym do wbudowania w małe i przenośne urządzenia elektroniczne.



Rysunek 8.12. Każde ogniwo LiPo ma swój własny, zintegrowany obwód zabezpieczający podczas ładowania/rozładowania.

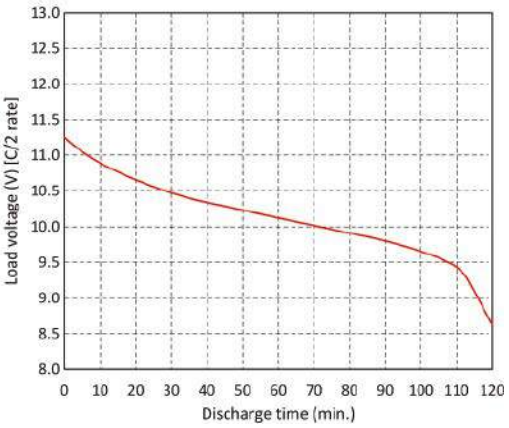
eprasa.pl f8592ac359

Ładowanie akumulatorów Li-ion/LiPo

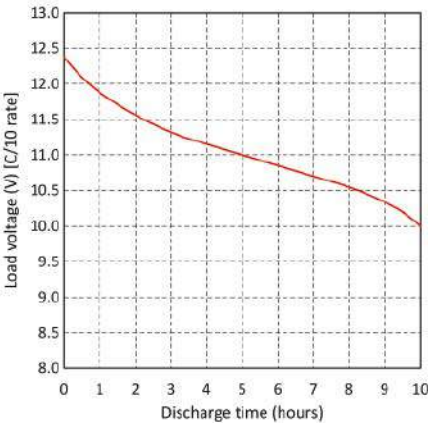
Ogniwa i akumulatory Li-ion i LiPo wymagają specjalnych sposobów ładowania i nigdy nie mogą być ładowane przy użyciu ładowarek przeznaczonych dla akumulatorów Ni-Cd lub Ni-MH. Schemat typowej ładowarki do pojedynczych ogniw Li-ion/LiPo jest pokazany na **rysunku 8.6**. Napięcie ładowania jest wstępnie ustawione na 4,2 V, a prąd ładowania (maksymalnie do 1 A) jest określany przez wartość rezystora programującego R_{PROG}. Układ IC1 automatycznie kończy cykl ładowania, gdy prąd ładowania spadnie do 10% zaprogramowanej wartości po osiągnięciu końcowego napięcia. Układ TP4056 (IC1) zawiera kilka innych przydatnych funkcji, w tym pomiar prądu, blokadę przy niskim napięciu, automatyczne doładowywanie oraz dwa piny statusu sygnalizującеodpowiednio zakończenie ładowania (pin-7) i obecność napięcia wejściowego (pin-6). Ładowarka pokazana na rysunku 8.6 pracuje zarówno z charakterystyką stałoprądową (CC), jak i stałonapięciową (CV), co pokazano na **rysunku 8.7**. Należy zauważyć, że cykl rozpoczyna się od dostarczenia do ogniwa przez krótki czas prądu o wartości 10% prądu zaprogramowanego, po czym prąd wzrasta aż do finalnej wartości przez pozostałą część pierwszej połowy cyklu ładowania, podczas której panują warunki CC. Następnie prąd ładowania jest stopniowo zmniejszany, gdy ładowarka przechodzi w tryb CV. Napięcie ogniwa osiąga wtedy i pozostaje stałe na poziomie 4,2 V, a cykl kończy się ostatecznie w momencie, gdy prąd ładowania spadnie do 10% zaprogramowanej wartości. Należy mieć świadomość, że ze względu na wysokie wymagania akumulatorów Li-ion i LiPo, zaleca się raczej stosowanie gotowych ładowarek niż podejmowanie prób skonstruowania własnych. Typowa tania ładowarka do dwóch ogniw akumulatora Li-ion jest pokazana na **rysunku 8.8**. Urządzenie to posiada wszystkie cechy omówione wcześniej.



Rysunek 8.13. Akumulatory kwasowo-ołowiowe (3,2 Ah – góra) i LiPo (2,8 Ah – dół) o podobnych parametrach. Zestaw akumulatorów autora wykorzystuje trzy szeregowo połączone ogniwa LiPo i jest znacznie bardziej kompaktowy i lżejszy od akumulatora kwasowo-ołowiowego.



Rysunek 8.14. Charakterystyka rozładowania C/2 dla trzyogniwowego pakietu akumulatorów LiPo autora.



Rysunek 8.15. Charakterystyka rozładowania C/10 dla pakietu trzech ogniw LiPo autora.

Użycie zasilaczy USB

Alternatywą dla stosowania dedykowanej ładowarki ogniw Li-Ion jest użycie standardowego zasilacza USB 1 A. Wraz z kontrolerem ładowania/rozładowania (patrz **rysunek 8.9**) może on stanowić doskonałe bezprzerwowe zasilanie 5 V 1 A DC (UPS). **Rysunek 8.10** pokazuje, od lewej do prawej, kontroler ładowania USB, niezabezpieczone ogniwo 3,7 V 18650 oraz kontroler rozładowania, który używa technik zasilania impulsowego aby dostarczyć stabilne napięcie wyjściowe 5 V DC o wydajności 1 A (monitorowanego za pomocą dostępnego na rynku monitora napięcia/prądu USB).

Budowa akumulatorów z ogniw LiPo

Ogniwa LiPo mają tę zaletę, że są dostępne w szerokim zakresie pojemności i kształtów. Dzięki temu idealnie nadają się do umieszczenia w ograniczonej przestrzeni i zapewniają wydajność znacznie przewyższającą dostępną obecnie alternatywę w postaci ogniw Ni-MH. **Rysunek 8.11** prezentuje trzy akumulatory LiPo o pojemności 2800 mAh odpowiednie do użycia w konfiguracji szeregowej, aby uzyskać akumulator o nominalnym napięciu 12 V i pojemności 2,8 Ah. Dla bezpieczeństwa, każda cela jest wyposażona w swój własny obwód zabezpieczający (patrz **rysunek 8.12**), a ukończony przez autora pakiet akumulatorów jest pokazany na **rysunku 8.13** razem z akumulatorem kwasowo-ołowiowym 12 V o podobnych parametrach. Zauważcie, że pakiet LiPo jest znacznie bardziej kompaktowy niż kwasowo-ołowiowy! Charakterystyki rozładowania dla szybkości rozładowania C/2 i C/10 dla skonstruowanego przez autora pakietu LiPo pokazano odpowiednio na **rysunkach 8.14** i **8.15**.

Inne rodzaje

Oprócz popularnych typów akumulatorów wymienionych wcześniej w tabeli 8.1, dostępnych jest kilka innych, specjalistycznych. Na uwagę zasługują maleńkie alkaliczne manganowe ogniwa guzikowe 1,5 V i 3 V, które idealnie nadają się do zasilania układów MOS o małej mocy. Takie ogniwa mogą stanowić kompaktową alternatywę dla akumulatorów AAA Ni-MH, ale niestety bardziej kosztowną i o znacznie mniejszej pojemności.

Prosty analizator akumulatora

W tym odcinku prezentujemy projekt praktyczny w postaci prostego analizatora akumulatora, który zapewnia wskazanie stanu takiego akumulatora (lub innego źródła zasilania prądem stałym) o napięciu wyjściowym z zakresu od 5 V do 15 V.

Jego specyfikacja jest następująca:

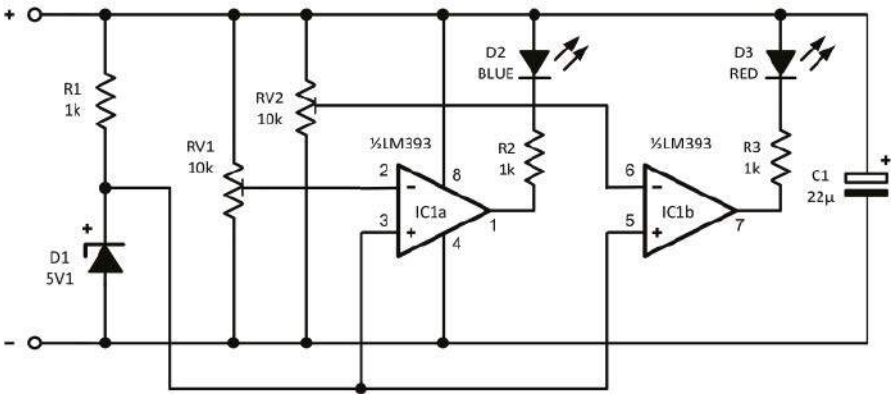
Napięcie wejściowe..9 V do 15 V (nominalnie)
Prąd wejściowy .....15 mA (nominalnie)
Dolny próg .....7 V do 10 V (typowo)
Górny próg .....12 V do 15 V (typowo)

Układ naszego prostego analizatora akumulatora jest pokazany na **rysunku 8.16**. Wykorzystuje on układ podwójnego komparatora (IC1) z ustawionymi potencjometrami (RV1 i RV2) do ustalenia odpowiednio górnego i dolnego napięcia progowego. Napięcie zasilania znajduje się w normalnym zakresie, gdy świeci się tylko dioda czerwona (D3). Gdy żadna z diod nie świeci, napięcie wejściowe jest poniżej ustawionego napięcia progowego (typowo wskazuje na potrzebę wymiany lub ładowania akumulatora). Świecąca niebieska dioda (D2) oznacza stan wysokiego lub nadmiernego napięcia (wymagającego dalszego pomiaru). Patrz podsumowanie w **tabeli 8.4**.

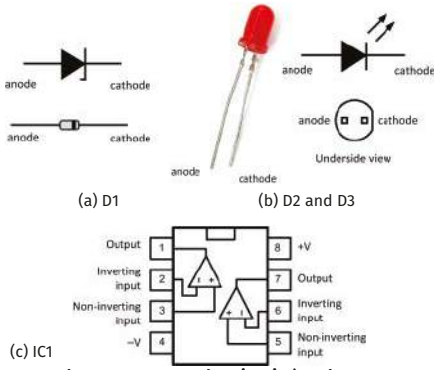
eprasa.pl f8592ac359

Tabela 8.4 Warunki pracy akumulatora i odpowiadające im wskazania

Niebieski LED	Czerwony LED	Warunek	Typowy zakres napięć	
			Akumulator 9 V	Akumulator 12 V
Wyłączony	Wyłączony	Niski stan naładowania	Mniej niż 7 V	Mniej niż 9,5 V
Wyłączony	Włączony	Stan normalny	7 V do 9,5 V	9,5 V do 13 V
Włączony	Włączony	Ładowanie lub przeładowanie	Więcej niż 9,5 V	Więcej niż 14 V



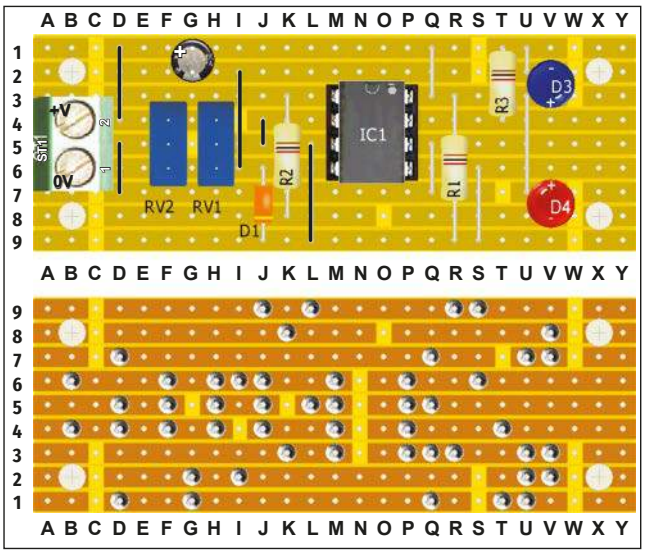
Rysunek 8.16. Nasz projekt praktyczny to prosty analizator akumulatora.



Rysunek 8.18. Wyprowadzenia pinów elementów półprzewodników dla prostego analizatora akumulatora.

Potrzebne będą...

Płytka uniwersalna z miedzianymi paskami (9 pasków po 25 otworów)
2× listwa śrubowa 2-torowa do druku (ST1 i ST2)
2× miniaturowe potencjometry 10 kΩ (RV1 i RV2)
3× rezystory 1 kΩ (R1, R2 i R3)
1× kondensator 22 µF 35 V (C1)
1× podwójny komparator LM393 (IC1)
1× niskoprofilowe 8-pinowe gniazdo DIL
1× dioda Zenera 5,1 V
1× dioda LED niebieska (D2)
1× dioda LED czerwona (D3)
4× podstawka i wkręty montażowe



Rysunek 8.17. Układ prostego analizatora akumulatora na płytce paskowej.

Budowa

Układ płytki paskowej prostego analizatora akumulatora przedstawiono na **rysunku 8.17**. Zwróć uwagę, że na dolnej stronie płytki znajdują się 24 przerwy ścieżek, a na górnej 13 zworek. Jak zawsze, po zakończeniu montażu warto przeprowadzić dokładną inspekcję płytki, szczególnie sprawdzając połączenia poza płytką oraz połączenia z ST1 i ST2. ■

Mike Tooley

Ten artykuł był wcześniej opublikowany na łamach „Practical Electronics", lipiec 2019 (www.epemag3.com)

Zrób to dobrze! – Dobór i stosowanie radiatorów

Zrób to dobrze! – Elementy indukcyjne

Elementy indukcyjne są szeroko stosowane w filtrach EMI (patrz **rysunek 8.19** i **8.20**) oraz w zasilaczach impulsowych (patrz **rysunek 8.21**). Cewki są dostępne o wartościach ze standardowych szeregów E6 i E12, ale w celu spełnienia określonych wymagań (zwłaszcza wartości, prądu znamionowego i rezystancji DC) może być konieczne wykonanie własnych cewek. Na szczęście nie jest to tak trudne jak się wydaje. Wszystko czego potrzebujesz to odpowiedni pierścień ferrytowy oraz emaliowany drut miedziany o odpowiednim przekroju. Pierścienie ferrytowe są dostępne z kilku różnych materiałów, o różnych właściwościach magnetycznych i pokrywających różne zakresy częstotliwości. Materiał N30 jest odpowiedni do większości zastosowań ogólnych w zakresie częstotliwości od 10 kHz do 400 kHz i dlatego jest idealny do stosowania w większości projektów zasilaczy impulsowych. Pierścienie ferrytowe są również dostępne w różnych rozmiarach (patrz **rysunek 8.22**).

Trzy tanie pierścienie ferrytowe pokazane na rysunku 8.22 są wykonane z tego samego ferrytu klasy N30, ale ze względu na różnice w wymiarach wykazują różne wartości indukcyjności właściwej (A_L), która określa liczbę zwojów (n), które należy nawinąć na pierścień, aby uzyskać określoną wartość indukcyjności (L) z wykorzystaniem zależności:

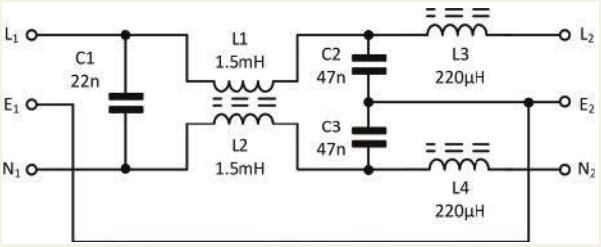
$$n = \sqrt{\frac{L}{A_L}}$$

Przykładowo, jeśli od średniej wielkości pierścienia ferrytowego klasy N30 (A_L=4620) pokazanego na rysunku 8.20 wymagana jest wartość indukcyjności 1,5 mH, należy nawinąć

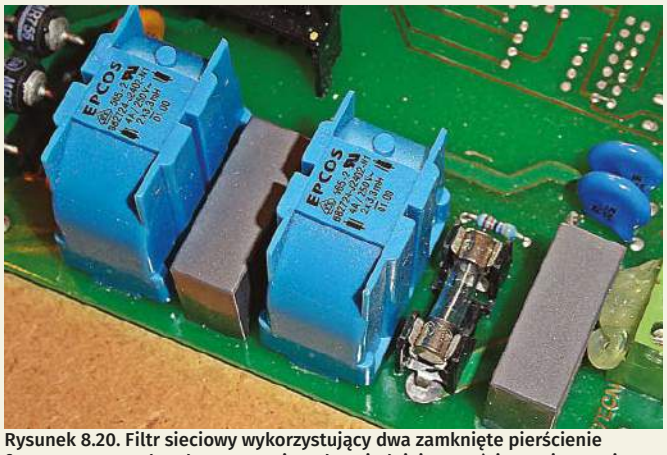
$$n = \sqrt{\frac{1{,}5 \cdot 10^{-3}}{4620 \cdot 10^{-9}}} = \sqrt{325} = 18 \text{ zwojów}$$

Pierścienie ferrytowe w różnych gatunkach i rozmiarach są dostępne u kilku dostawców, w tym w Mouser, Farnell i RS Components.

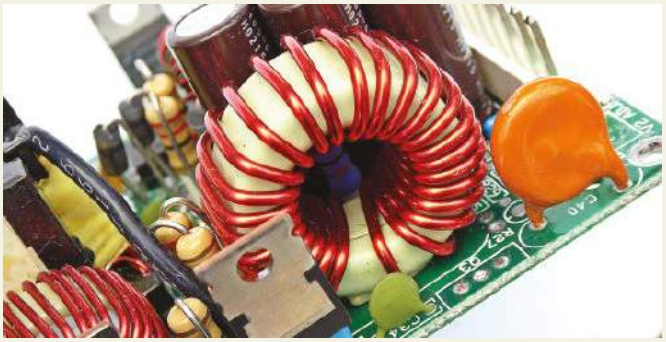
eprasa.pl f8592ac359



Rysunek 8.19. Typowy filtr dolnoprzepustowy zakłóceń EMI z zasilacza impulsowego przeznaczony jest do redukcji zakłóceń przewodzonych i promieniowanych z okablowania sieciowego. L1 i L2 są nawinięte na małym pierścieniu ferrytowym, natomiast L3 i L4 to elementy osiowe.



Rysunek 8.20. Filtr sieciowy wykorzystujący dwa zamknięte pierścienie ferrytowe wraz z kondensatorami o odpowiedniej wartości znamionowej. Te certyfikowane elementy klasy-X lub klasy-Y są przeznaczone do stosowania w filtracji linii AC i tłumieniu EMI/RFI.



Rysunek 8.21. Typowa cewka zasilacza impulsowego, którą można łatwo wykonać przy użyciu dostępnego w sprzedaży pierścienia ferrytowego i emaliowanego drutu miedzianego o odpowiednim przekroju (patrz 5. część tego kursu w EdW 08/2022).



Rysunek 8.22. Tanie pierścienie ferrytowe N30 są idealne do budowy cewek stosowanych w zasilaczach impulsowych. Te trzy pierścienie mają współczynnik indukcyjności kolejno 2200 nH, 4620 nH i 5460 nH.

REKLAMA



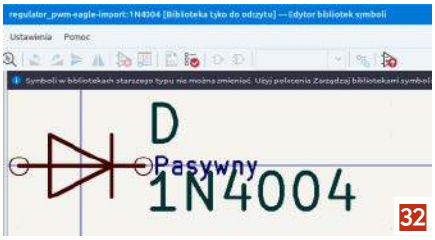
eprasa.pl/3592ac569

KiCad 6, część 3.
Edytor symboli i footprintów

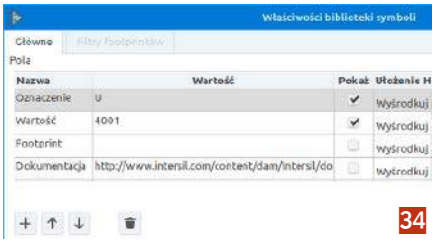
W ostatniej już części opisu nowości KiCada 6, zajmiemy się nowościami w edytorze symboli schematowych a także zmianami w edytorze elementów płytkowych – footprintów.

Edytor symboli

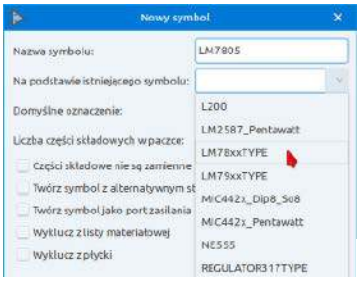
Edytor elementów schematowych w KiCad 6 został również zmodyfikowany. Wiele z nowych funkcji edytora Eeschema z KiCada 6 zostało przeniesione do edytora symboli schematowych. W KiCad 6 zastosowano nowy format zapisu bibliotek schematowych. Widoczne jest to na pasku informacyjnym na **rysunku 32** po wczytaniu elementu z biblioteki w starszej wersji. Mianowicie edytor symboli schematowych informuje, że elementów schematowych ze starszych bibliotek nie można edytować. Można z nich korzystać, ale aby móc je edytować należy dokonać migracji tych symboli. Dokonuje się tego za pomocą tabeli bibliotek schematowych, którą otwieramy z menu **Ustawienia → Zarządzaj bibliotekami symboli...** W prawym dolnym rogu okna tabeli bibliotek dostępny jest przycisk **Migracja bibliotek** wskazany na **rysunku 33** czerwoną strzałką. Takiej migracji możemy również dokonać z tabeli bibliotek z edytora Eeschema. Biblioteka symboli zapisana w nowym formacie jest oznaczona w kolumnie typu wtyczki tabeli bibliotek jako „KiCad" w przeciwieństwie do bibliotek w starszej wersji oznaczonych jako „Legacy". Wskazuje to niebieska strzałka na rysunku 33. Nowe biblioteki elementów schematowych mają rozszerzenie *.kicad_sym. Poziomy pasek narzędzi i menu edytora symboli nie są w zasadzie zmienione i zawierają kosmetyczne zmiany, jak na przykład nowe ikony na przyciskach. Okno **Właściwości bibliotek symboli** widoczne na **rysunku 34** zostało wzbogacone o kilka nowych opcji. W nowym oknie Właściwości bibliotek symboli nie ma zakładki **Aliasy**. Natomiast w zakładce **Footprinty** można przypisać danemu elementowi schematowemu jeden lub więcej footprintów. Podczas umieszczania takiego elementu na planszy schematu mamy możliwość wybrania odpowiedniego footprintu bez potrzeby późniejszego ich przypisywania w Cvpcb. Grupa ustawień **Symbol** widoczna na **rysunku 35** zawiera dwie nowe opcje, **Wyklucz z listy materiałowej** i **Wyklucz z płytki**. Wartą uwagi jest też opcja **Części składowe są zamienne**. Funkcja ta przydatna jest głównie w układach scalonych zawierających w swej strukturze identyczne części, na przykład bramki logiczne. Umożliwia ona zamianę tych bramek między sobą w obrębie danego układu scalonego. W efekcie czego możemy uzyskać prostszy układ ścieżek na płytce drukowanej. Proszę zwrócić uwagę na nieaktywną rozwijaną opcję **Na podstawie symbolu** z rysunku 35. Jest to opcja zastępująca zakładkę Aliasy z KiCada 5. W celu utworzenia symbolu, który wywodzi się z istniejącego symbolu, należy wybrać z menu **Plik → Nowy symbol**, kliknąć ikonkę **Nowy symbol** na pasku narzędziowym lub wybrać opcję **Nowy symbol** z menu kontekstowego myszki po kliknięciu na jednym z symboli zawartym w danej bibliotece. Otworzy się wówczas okno z **rysunku 36**, w którym wybieramy symbol mający posłużyć za szablon dla nowo tworzonego elementu. Zdarza się bowiem często, że niektóre symbole, na przykład bramki układów cyfrowych, wzmacniacze operacyjne są bardzo podobne do siebie. Zamiast tworzyć je od podstaw wystarczy nowy symbol utworzyć na podstawie innego podobnego symbolu i dostosować go do wymaganego stanu. Tak utworzonego elementu na podstawie innego symbolu nie można edytować! Możliwa natomiast jest edycja symbolu nadrzędnego, który posłużył jako wzorzec dla innego elementu. Spójrzmy na **rysunek 37** będący fragmentem okna właściwości symboli. W przypadku elementu utworzonego na podstawie innego symbolu aktywna jest rozwijana lista **Na podstawie symbolu**. Oczywiście większość operacji na bibliotekach symboli jest możliwa na bibliotekach w nowym formacie. W przypadku starszych bibliotek symboli KiCada wymagana jest ich migracja. Na lewym pasku narzędziowym oprócz



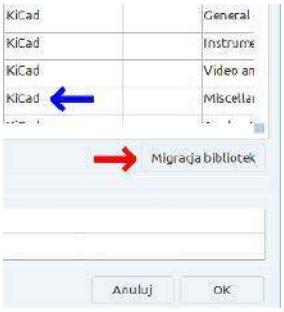
32



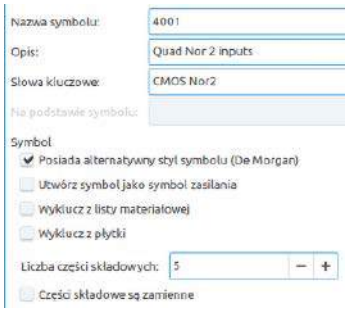
34



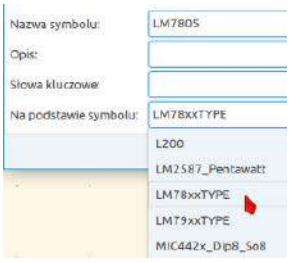
36



33

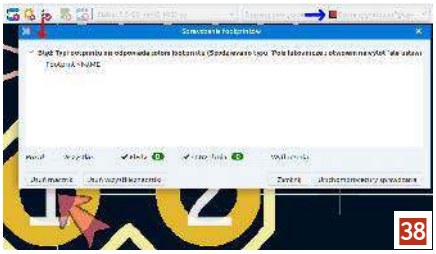


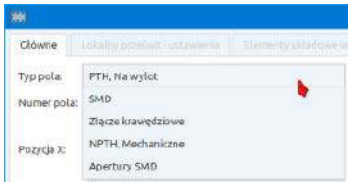
35



37

eprasa.pl f8592ac359


38



39

przycisków calowej i metrycznej jednostki miar pojawił się przycisk milsów, przycisk wyświetlający typ elektryczny pinów oraz odpowiedzialny za wyświetlanie okna z listą dostępnych bibliotek. W przypadku prawego paska narzędziowego usunięte zostały przyciski importu i eksportu bieżącego rysunku. Przejdźmy teraz do opisu zmian w edytorze footprintów.

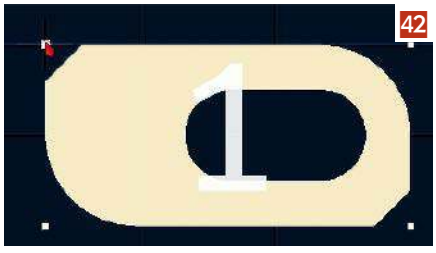
Edytor footprintów

Przy pierwszym uruchomieniu edytora footprintów zwraca uwagę prawy panel tego edytora. Jest on niemal identyczny jak w edytorze płytek Pcbnew. Z wyjątkiem zakładki **Sieci**, która nie jest dostępna w panelu edytora footprintów. Funkcjonalność tego panelu jest identyczna jak w edytorze Pcbnew i nie ma potrzeby powtarzania jej opisu. Podobieństw edytora footprintów i Pcbnew jest więcej, z tego powodu ograniczę ich opis, aby nie powtarzać tych samych informacji. Prawy pasek narzędzi zawiera dwa nowe narzędzia – rysowania prostokąta oraz definiowania właściwości obszaru z regułami podobnie jak w edytorze Pcbnew (rysunek 28 z drugiej części artykułu). Lewy pasek narzędziowy edytora footprintów jest niemal identyczny jak w starszej wersji 5 tego edytora. Dodany został przycisk jednostki miary – milsów, który dodany został również do Eeschema, Pcbnew i edytora symboli schematowych. Poziomy pasek narzędziowy i menu edytora footprintów nie uległo większym zmianom. Na końcu poziomego paska narzędzi pojawiło

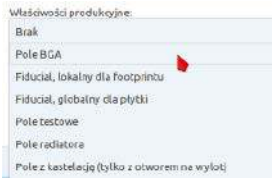


40

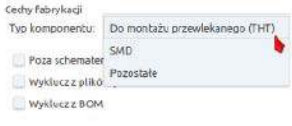

41


42

się menu wyboru warstw wskazane niebieską strzałką na **rysunku 38**. Dodano także narzędzie sprawdzania footprintów uruchamiane czerwoną strzałką widoczną na rysunku 38. W przypadku wystąpienia błędów lub ostrzeżeń są one sygnalizowane podobnie jak błędy DRC w edytorze Pcbnew. Miejsce wystąpienia błędu lub usterki wskazywane jest strzałką widoczną w lewym dolnym rogu rysunku 38. Kolejne zmiany w edytorze footprintów nastąpiły w oknie właściwości pól lutowniczych. Drobne zmiany nastąpiły w rozwijanej liście wyboru pola lutowniczego, co widzimy na **rysunku 39**. Więcej zmian zaszło w przypadku definiowania kształtu pola lutowniczego, których rozwijaną listę wyboru widzimy na **rysunku 40**. Natomiast na **rysunku 41** widzimy przykład definicji nietypowego pola lutowniczego. Co więcej w edytorze footprintów z KiCada 6 z polem lutowniczym można wchodzić w interakcje podobnie jak z obiektem graficznym, czyli na przykład zmienić rozmiar takiego pola lutowniczego metodą przeciągania, co widzimy na **rysunku 42**. Natomiast na **rysunku 43** widoczne są dodatkowe właściwości produkcyjne definiowanych pól lutowniczych. Z kolei w oknie właściwości footprintu wprowadzono kosmetyczne zmiany



43



44



45

i pola wyboru zastąpiono rozwijaną listą wyboru co widoczne jest na **rysunku 44**. W edytorze footprintów działają również zmienne tekstowe opisane w pierwszej części tego artykułu przedstawiającej zmiany wprowadzone w edytorze Eeschema. Odpowiednią zmienną należy wprowadzić w oknie właściwości footprintu w zakładce **Główne** w kolumnie **Elementy tekstowe**.

Zmian wprowadzonych w aplikacjach KiCad 6 jest znacznie więcej i opisanie ich wszystkich wykracza poza ramy tego artykułu. Na koniec dodam, że Kalkulator PCB dostępny w pakiecie KiCada zyskał zakładkę umożliwiającą obliczanie parametrów przelotek. Dla tych, którym kalkulator ten nie wystarczy mogę polecić darmowy i znacznie zaawansowany kalkulator Saturn PCB, pozwalający obliczać znacznie więcej parametrów płytek drukowanych. Na koniec dodam, że z chwilą pojawienia się KiCada 6, jego wersja RC 2 stała się wersją 6.99 – **rysunek 45**. Czy w najbliższym czasie pojawi się kolejna już siódma wersja KiCada? Co więcej na stronie domowej KiCada znajdziemy informację, że każda wersja tego programu będzie podlegała rocznemu cyklowi rozwoju. Czyżby twórcy KiCada planowali corocznie wydawać nową wersję KiCada? Na chwilę obecną mamy dość dobry i przede wszystkim darmowy program dla elektroników. ■

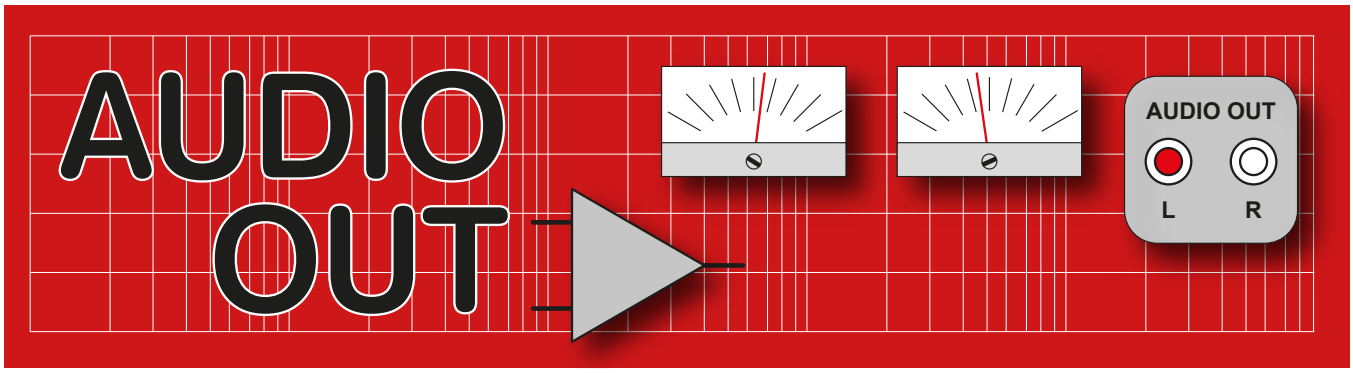
Krzysztof Kawa
kaawa@wp.pl

REKLAMA

Już ponad rok publikujemy dla projektantów i programistów dla elektroniki. Odwiedź ELPORTAL.pl

Obserwuj nas również na Facebooku: www.facebook.com/Elportalpl

eprasa.pl f8592ac359



Nakrętki i śruby w głośniku, część 1

Będę miał krótką przerwę od niektórych technicznych aspektów konstrukcji BBC LS3/5A – jeden z naszych głównych dostawców, Jerry Bloomfield z Falcona, jest tak zalany zamówieniami na LS3/5A, że będziemy musieli się wstrzymać na jakiś czas. Nie będzie to jednak czas stracony; zamierzamy bowiem przyjrzeć się pewnym ogólnym podstawom budowy głośników, takim jak złącza, przewody i innym wskazówkom dotyczącym wykonania praktycznego. Wszystko to jest bezpośrednio związane z budową LS3/5A i wiele z tych pomysłów wykorzystamy.

Montaż głośnika

Większość z prac przy głośniku to podstawowe prace stolarskie. Pamiętam, jak mój szkolny nauczyciel stolarki (w czasach, zanim nadmierne bezpieczeństwo i higiena pracy „zabiły" zajęcia praktyczne) mówił ze swoim szorstkim północnym akcentem: „mierz dwa razy, tnij raz", „tnij po stronie odpadów, ty nicponiu" i oczywiście, w moim przypadku, zrozpaczony: „tylko nie kolejna błyszcząca skrzynka głośnikowa". Robimy obudowy głośników, ale to nie znaczy, że trzeba być wykwalifikowanym stolarzem. Większość potrzebnych nam części to precyzyjnie wycięte prostokątne kawałki sklejki – po sześć na jeden głośnik. Jeśli jesteś pewny siebie w tego typu pracach stolarskich, to zrób to sam. Jeśli nie, to dobry sprzedawca drewna może je dla Ciebie przyciąć. Pamiętaj, że potrzebujemy:

- prostych krawędzi,
- precyzyjnych wymiarów,
- dokładnych kątów prostych.

Prawdopodobnie najtrudniejszym zadaniem jest wycięcie otworów montażowych. W przypadku tylko pary głośników dobrze sprawdza się piła do cienkich klocków lub elektryczna wyrzynarka. W odpowiednim miejscu należy narysować okrąg i wywiercić w jego krawędzi otwór, w którym zmieści się ostrze wyrzynarki (patrz **rysunek 1**). Dobrą praktyką jest częste wycofywanie brzeszczotu, aby móc go obracać w trakcie cięcia. Nie chcesz przecież uzyskać otworu w kształcie wielokąta. Do powtarzalnych prac produkcyjnych używam frezu z ząbkami do otworów (patrz **rysunek 2**). Są one dość drogie, do każdego rozmiaru potrzebny jest jeden i trzeba dokupić wiertło, aby połączyć go z uchwytem wiertarki. Zawsze, gdy używasz elektronarzędzi, zakładaj ochronniki słuchu i okulary. Byłem zszokowany słysząc, że badanie audiometryczne przeprowadzone wśród 229 uczestników konwencji Audio Engineering Society (AES) w 1986 roku wykazało, że inżynierowie dźwięku mają gorszy słuch niż przeciętnie, ze względu na narażenie na hałas.



Rysunek 1. Wycinanie otworu na głośnik w prymitywny sposób za pomocą wyrzynarki. Zwróć uwagę na wywiercony otwór startowy wewnątrz okręgu



Rysunek 2. Odpowiednia otwornica z zębami daje dokładniejszy otwór. Należy często podnosić frez, aby usunąć pył i wióry



Rysunek 3. Śruby z gniazdem sześciokątnym dokręcone kluczami imbusowymi znacznie zmniejszają szansę na uszkodzenie membrany przez wyślizgujący się śrubokręt



Rysunek 4. Nakrętki kłowe (typu T) stanowią metalową wkładkę gwintowaną, którą można wbić w drewno przegrody

eprasa.pl f8592ac359



Rysunek 5. Nakrętki kłowe (typu T) założone dla głośnika wysokotonowego T27 z tyłu ścianki (wewnątrz obudowy). Ponieważ T27 jest montowany z przodu, zgrabnie zakrywa „surowe" wycięcie



Rysunek 6. Nakrętki samozabezpieczające nie wymagają stosowania podkładek zabezpieczających i nie obluzowują się

Montaż obudowy

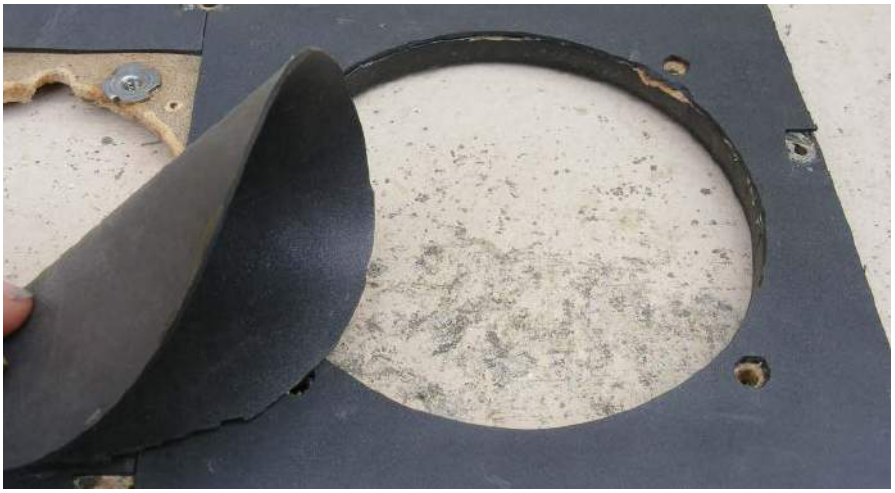
Obudowa głośnikowa musi być szczelna. Jest ona naczyniem ciśnieniowym – wyobraźcie sobie jakie spustoszenie może zrobić mała dziurka w trąbce lub układzie wydechowym samochodu. Aby uszczelnić wszystkie szczeliny, trzeba użyć więcej kleju stolarskiego niż normalnie. Powinien on wypływać ze szczelin wraz ze skręcaniem elementów. Ja używam kleju stolarskiego PVA, np. Evostik Resin W. Nadmiar wystarczy wytrzeć wilgotną szmatką. Po wyschnięciu staje się bezbarwny, więc nie jest widoczny. Musisz pozwolić klejowi dokładnie wyschnąć przed zamontowaniem głośników, w przeciwnym razie skończysz z zardzewiałymi magnesami, ponieważ woda z kleju odparowuje. W przypadku zastosowania kleju na bazie rozpuszczalnika, np. kleju kontaktowego, opary wydzielane podczas utwardzania mogą zdeformować membrany wykonane z tworzywa sztucznego. Dotyczy to również montażu podkładek tłumiących – należy poczekać aż klej odpowiednio wyschnie. Konstruktorzy głośników stosują „test wypychania", aby sprawdzić czy obudowa jest szczelna. Polega on na tym, że membrana basowa jest powoli wciskana, aby wycisnąć powietrze z obudowy, a następnie puszczana. Powinna ona wracać powoli w ciągu kilku sekund do pozycji wyjściowej. Jeśli wraca szybko, to znaczy, że mamy nieszczelność i powietrze wraca do środka. Można też posłuchać syczących dźwięków, podczas napędzania głośników bardzo niską częstotliwością kilku herców. Jest prawie niemożliwe, aby głośnik był całkowicie szczelny – gdyby tak było, działałby jak barometr! W przypadku obudowy typu reflex, naciśnięcie dłoni na port może zazwyczaj uszczelnić go podczas wykonywania testu wypychania. Montaż głośników od przodu jest najlepszy, ponieważ ukrywa wszelkie drobne niedokładności w otworach i jest stosunkowo łatwo uzyskać szczelność. Większość głośników jest dostarczana z piankowymi gumowymi uszczelkami, które uszczelniają szczeliny. Do wypełnienia krawędzi wokół kołnierzy często używam czarnej plasteliny; można ją zgrabnie ciąć i rzeźbić płaskim śrubokrętem.

Elementy złączne i mocowania

Śruby, zaciski, nakrętki i wkręty; znane jako elementy złączne, są bardzo ważnym aspektem budowy głośników. Użycie niewłaściwych łbów i poślizgnięcie się ze śrubokrętem może skutkować nakłuciem i rozdarciem membrany. Może to kosztować Cię 100 funtów za B110A. Używaj właściwych śrub z łbem imbusowym/gniazdem sześciokątnym, jak pokazano na **rysunku 3**. Jeszcze lepsze są łby typu Torx. (Jeśli używasz jednak staromodnych typów główek szczelinowych płaskich nie mów, że nie zostałeś ostrzeżony)! Ogólnie rzecz biorąc, w głośnikach Hi-Fi używane są śruby M4. Niektóre stare głośniki produkowane w Wielkiej Brytanii używają śrub 2BA. Powinienem tylko zaznaczyć, że śruby lub wkręty mają prosty, obrobiony gwint i pasują do odpowiadającego im gwintowanego kawałka metalu. Śruby do drewna i inne wkręty samogwintujące mają spiczasty koniec z gwintem stożkowym o znacznie większym skoku. W tanich głośnikach do montażu przetworników używa się po prostu wkrętów do drewna wkręcanych w materiał



Rysunek 7. Dostępne są specjalistyczne zaciski głośnikowe do mocowania głośników na obręczy



Rysunek 8. Przyklejenie arkusza gumy neoprenowej do przegrody LS3/5A w celu zapewnienia dobrego uszczelnienia i tłumienia obudowy dla głośnika niskotonowego B110

eprasa.pl f8592ac359



Rysunek 9. Śruby kotwiące umożliwiają przymocowanie śruby do drewna. Nie odkręcają się one podczas dokręcania nakrętki, ponieważ gwint w drewnie jest odwrócony



Rysunek 10. Chociaż w oryginalnym LS3/5A stosowano śruby kotwiące, ja unikam ich stosując zwykłą śrubę z nakrętką

przegrody, ale zwykle się szybko luzują, powodując grzechotanie, zwłaszcza jeśli są wielokrotnie wkręcane i wykręcane. Profesjonalne podejście polega na umieszczeniu w drewnie gwintowanej metalowej wkładki, takiej jak nakrętka kłowa (T-nut) pokazana na **rysunku 4**. Należy ją wcisnąć w tylną część panelu, a kolce przytrzymują ją w drewnie. Można to zrobić młotkiem od tyłu lub wciągnąć śrubą i podkładką od przodu (**rysunek 5**). Preferowane są niemagnetyczne śruby ze stali nierdzewnej (typ A2) lub mosiądzu, ponieważ podczas wkręcania nie wyrzucają opiłków magnetycznych (małych odłamków stali). Może to zanieczyścić szczeliny magnetyczne głośników. Drapiąca cewka wypełniona żelazem to najgorsza z możliwych form zniekształceń dźwięku. Pamiętam, jak zbeształem pracownika sklepu z szafami grającymi za używanie waty drucianej. Podczas gdy jest to normalna metoda wykańczania powierzchni w stolarstwie, w przypadku głośników, małe stalowe włókna mogą dostać się do głośnika przez tylny otwór wentylujący. Zawsze dobrym pomysłem jest stosowanie prostych podkładek pod łby śrub i nakrętki, aby chronić ramę głośnika przed zarysowaniem. W przypadku LS3/5A, pierwotnie używano podkładek zabezpieczających do blokowania nakrętek. Ja wolę stosować nowoczesne nakrętki samozabezpieczające z wkładką nylonową zwane „Nylocs", jak pokazano na **rysunku 6**. Czasami do montażu głośników stosuje się specjalne zaciski głośnikowe z zaciskową obręczą, jak pokazano na **rysunku 7**. Ich zaletą jest to, że otwory montażowe mogą być bardziej oddalone od krawędzi otworu głośnikowego. Pozwala to na stosowanie dużych nakrętek kłowych (typu T-nuts) i dużych momentów dokręcania bez uszkodzenia krawędzi.

Montaż głośnika LS3/5A

Niestety, głośnik basowy LS3/5A jest montowany z tyłu, co oznacza, że prawdopodobieństwo przedostawania się powietrza jest znacznie większe. Dostępna jest specjalna listwa krawędziowa z PVC, którą można umieścić na przedniej krawędzi ramy B110A, co dodatkowo tłumi metaliczne dzwonienie. Moje podejście polega na przyklejeniu jednomilimetrowego gumowego arkusza neoprenu z marketu budowlanego do większości tylnej części przegrody. Sięga ona aż do krawędzi przegrody (jak pokazano na **rysunku 8**), aby zapewnić uszczelnienie, gdy zespół przegrody jest przykręcony do listew skrzyni. Jest to trudne, aby uniknąć przedostawania się powietrza przez otwory na śruby obudowy B110A. Oryginalna specyfikacja LS3/5A wymaga zastosowania specjalistycznej śruby głośnikowej zwanej śrubą kotwiącą. Posiada ona część trzymającą drewno z odwrotnym gwintem, oprócz normalnej śruby maszynowej z gwintem 4BA lub M4. Kilka odzyskanych śrub pokazano na rysunku 9. Śruby te są obecnie trudno dostępne, więc zamocowałem zwykłą



Rysunek 11. Uszczelnienie otworów montażowych na tylnym mocowaniu głośnika niskotonowego w LS3/5A może być trudne. Dobrym rozwiązaniem są gumowe podkładki lub przelotki kablowe przecięte na pół



Rysunek 12. Ostateczny układ montażowy dla B110. Należy zwrócić uwagę na nakrętkę Nyloc i zwykłą podkładkę, aby zapobiec miażdżeniu przepustu podczas dokręcania

eprasa.pl f8592ac359



Rysunek 13. Nakrętki typu T zostały włożone do przegrody dla głośnika wysokotonowego T27. Nałożono odrobinę kleju, aby zapobiec ich wypchnięciu, co zdarza się w przypadku zbyt dużego nacisku podczas dokręcania śrub. (Należy zwrócić uwagę na dodatkowe magnesy ekranujące przyklejone do przetworników – zostaną omówione w innym artykule!)



Rysunek 15. Arkusze tłumiące do karoserii – muszą być sklejone ze sobą, aby stworzyć właściwą podkładkę tłumiącą pod głośnik

śrubę M4 z nakrętką, jak pokazano na **rysunku 10**. Następnie pojawia się problem wykonania uszczelnienia za pomocą nakrętek mocujących ramę przetwornika. Oryginalne LS3/5A używały dwóch czerwonych podkładek z włókna pod nakrętką, ale i te wydają się teraz trudne do zdobycia. Ja używam małych gumowych przelotek przeciętych na pół, które zapewniają funkcję uszczelniającą i pewien stopień sprężystości mocowania. Pokazane jest to na **rysunkach 11** i **12**. Głośnik wysokotonowy T27 jest montowany od przodu za pomocą nakrętek kłowych (typu T-nuts), jak pokazano na **rysunku 13**. Jako uszczelki do głośnika wysokotonowego używa się zwykle bardzo cienkiej pianki. Zazwyczaj jest ona dostarczana wraz z głośnikiem (patrz **rysunek 14**).

Skręcanie skrzynki

Do montażu skrzynki używa się śrub do drewna (z klejem). Ja używam wkrętów Pozidriv z łbem stożkowym, co oznacza, że łby są zlicowane z drewnem i mogą być pomalowane. Aby uniknąć rdzewienia, należy użyć wykończenia galwanicznego. Wywierć 3 mm otwór przelotowy w panelu i 1,5 mm otwór prowadzący w bukowych listwach. Pozwoli to uniknąć rozchodzenia się listwy podczas dokręcania.

Tłumienie

Wiele zamieszania robi się wokół tłumienia elektrycznego w głośnikach, a termin „współczynnik tłumienia", czyli stosunek impedancji głośnika do impedancji źródła, jest wymieniany tak, jakby miał ogromne znaczenie. Jeśli więc mamy głośnik 8 Ω zasilany przez wzmacniacz i kabel o impedancji źródła 0,1 Ω, to mówi się, że współczynnik tłumienia wynosi 8/0,1 = 80. W rzeczywistości jest to bzdura, ponieważ rzeczywisty współczynnik tłumienia będzie ograniczony przez rezystancję DC cewki (zazwyczaj 6 Ω do około 1,33 Ω), która jest wystarczająca do pochłonięcia wstecznej siły elektromotorycznej (EMF) z głośnika, aby odpowiednio ją stłumić.

Tłumienie paneli

Omówiłem wcześniej (w EdW 06/2022) tłumienie akustyczne i „test pukania" dla ścianek obudowy, które nie powinny emitować żadnego dźwięku (jak cegła) przy gwałtownym



Rysunek 14. Do sterowników często dołączane są piankowe uszczelki, które zapewniają skuteczne uszczelnienie



Rysunek 16. Aquaseal 88 jest doskonałym bitumiczną mazią do sklejania papy dachowej w celu stworzenia paneli tłumiących. Trzymać z dala od białych dywanów, białych kotów... zawsze stosować na zewnątrz!

eprasa.pl f8592ac359



Rysunek 17. Powlekanie papy mazią w celu wykonania wielowarstwowej płyty tłumiącej



Rysunek 20. Podkładka tłumiąca przymocowana do panelu. Zwróćcie uwagę na dużą ilość Aquasealu do jego przyklejenia

uderzeniu. Ważne jest, aby zrozumieć, że nie jest to rodzaj tłumienia akustycznego, który można osiągnąć za pomocą lekkiego, puszystego materiału. Tłumienie szafek wymaga masy – musi być ciężkie, dlatego stosuje się poniższe techniki. Preferowanym przeze mnie materiałem na obudowy są bitumiczne podkładki tłumiące, ale są one trudne do zdobycia. Możliwe jest użycie łatwo dostępnych arkuszy tłumiących karoserię samochodową, produkowanych przez firmy takie jak 3M oraz sprzedawców na Amazon, na przykład: https://amzn.to/2maz5X6. Pudełko z czterema arkuszami o wymiarach 500 mm × 500 mm kosztuje 23 funty, co wystarcza na jedną parę małych głośników, takich jak LS3/5A. Panele te mają zazwyczaj tylko 2 mm grubości, więc konieczne jest sklejenie trzech lub czterech warstw razem, przytrzymując je szpilkami lub zszywkami. Właściwości samoprzylepne są wystarczająco dobre dla gładkiego metalu, ale dla szorstkich powierzchni drewnianych potrzebny jest dodatkowy klej – np. Thixofix. Wgłębienia na powierzchni mogą również powodować brak przyczepności. Takie wykończenie powierzchni można zobaczyć na **rysunku 15**. Innym produktem, który znalazłem, a który się do tego celu nadaje, jest elektryczny kit izolacyjny, taki jak



Rysunek 18. Po wyschnięciu „kanapki” można ją ciąć przy użyciu noża Stanleya i metalowej, prostej listewki

3M Scotchfil. Standardowa grubość to 6 mm, więc dwie jego warstwy to dobry pomysł. Wszystkie produkty bitumiczne lepiej przylegają po podgrzaniu suszarką do włosów lub pistoletem na gorące powietrze.

Mętny interes

Robię swoje własne panele tłumiące bardzo tanio, łącząc pięć warstw miękkiej, nieoszlifowanej papy z bitumicznym uszczelniaczem dachowym Aquaseal 88 (pokazanym na **rysunku 16**). Rozprowadzam maź za pomocą kawałka blachy, ale jest to bardzo brudzący proces, który musi być wykonywany w warsztacie lub na zewnątrz (**rysunek 17**). Słoneczna, ciepła pogoda pomaga utrzymać arkusze filcu miękkie i płaskie oraz wspomaga proces suszenia. Po tygodniu panele tłumiące można przyciąć na wymiar za pomocą noża Stanleya i metalowej, prostej linijki (**rysunek 18**). Dobrym pomysłem jest pokropienie ich odrobiną parafiny. Po zakończeniu pracy przymocuj panele do korpusu za pomocą obfitej warstwy kleju Aquaseal i zabezpiecz je sześcioma 19 mm (¾ cala) kołkami (**rysunek 20**). Używaj tylko sześciu kołków – naprężenie pomiędzy drewnem, Aquaseal i panelami wspomaga tłumienie, a zbyt duża liczba kołków je ogranicza. Podkładki tłumiące należy zawsze montować przed złożeniem skrzyni. Można to zrobić dopiero po zbudowaniu skrzyni, ale trudno jest wbić kołki od wewnątrz i bałagan staje się jeszcze większy. W fabryce użyliśmy pneumatycznego pistoletu przemysłowego do zszywania, ale zamiast niego można użyć gwoździ zszywkowych w kształcie litery U. Ogólnie rzecz biorąc, ta technika tworzenia paneli nie jest dużo bardziej skomplikowana niż lukrowanie tortu,



Rysunek 19. Smarowanie ostrza noża zapobiega jego zakleszczaniu się



Rysunek 21. Te bardzo długie zaciski śrubowe z Birketta (01522 520767) mogą przejść przez drewno i podkładkę tłumiącą. W przyszłym miesiącu zajmiemy się złączami głośnikowymi

ale jest warta uwagi tylko wtedy, gdy często robisz głośniki i meble studyjne. To jest to, co bym polecił, ponieważ jest najbliższe specyfikacji oryginalnego materiału podkładki tłumiącej Bostik LS3/5A. W oryginalnym LS3/5A tylna ścianka jest nietłumiona, ale ja zawsze ją tłumię w swoich egzemplarzach. Podkładka może przeszkadzać w podłączeniu złączy, ale wiele zacisków śrubowych jest wystarczająco długich, aby przejść przez drewno i panel tłumiący, jak pokazano na **rysunku 21**.

W następnym odcinku

Zakończymy odskocznię od budowy LS3/5A spojrzeniem na złącza głośnikowe i okablowanie. ■

Jake Rothman

Ten artykuł był wcześniej opublikowany na łamach „Everyday Practical Electronics”, listopad 2019 (www.epemag3.com)

eprasa.pl f8592ac359



Prosty **zasilacz warsztatowy** o szerokim zakresie napięcia i prądu

Zasilacz w warsztacie elektronika jest zawsze potrzebny. Czasem trudno jednoznacznie określić jaki zakres napięcia i prądu nas zadowoli. Więc bezpieczniej powiedzieć – jak najszerszy. No tak, ale duże U i duże I, a szczególnie ich iloczyn – to duży problem. Zasilacz liniowy jest prosty i „cichy", ale na pewno nie zaspokoi tak rozdmuchanych wymagań. Impulsowy o zakresie powiedzmy 3 V do 60 V z prądem na poziomie 10–15 A, to... „Ho-ho". Trudna sprawa. Szeroka dostępność i niska cena zasilaczy komputerowych, a także ich moce, są pokusą aby stosować je, gdzie tylko się da. Current i Power na pewno zadowoli większość potrzeb. Gorzej z zakresem napięcia. 3,3 V, 5 V i 12 V to bardzo typowe napięcia, ale zasilacz warsztatowy powinien być regulowany. Przynajmniej skokowo.

W cyklu „Zasilacze komputerowe" przerobiliśmy już kilka konstrukcji. Okazało się, że bez większych problemów można podwoić napięcie wyjściowe. A w dół, także nie jest problemem zejść poniżej 50% nominalnej wartości. Ograniczenie i/lub stabilizację prądu też da się wykonać co sprawia, że tanim kosztem mamy całkiem przyzwoity zasilacz warsztatowy o zakresie od ok. dwóch do dwudziestu woltów z prądem lekko licząc – kilkanaście amper. W dotychczasowych przeróbkach niejako zapomnieliśmy, że jest tam 3,3 V i napięcie ujemne. 3,3 wolt jest w sposób specyficzny i różny w różnych konstrukcjach wytwarzane. Tym bardziej ujemne –12 V (lub też –5 V). Te są dodatkowo bardzo mało wydajne prądowo. Wszystko da się... Źle. Wiele da się zrobić. Ale okazuje się, że nie jest to całkiem proste. A może i 5Vstandby, może przydać się do czegoś więcej aniżeli podtrzymanie „przy życiu" sterownika przetwornicy głównej? Parametry i ceny silver-box-ów są wystarczającą pokusą, aby o tym pomyśleć. Ale, szczególnie cena jest pokusą, iż jeśli dla

eprasa.pl f8592ac359

jednego zasilacza warsztatowego „zutylizujemy" kilka komputerowych, to żaden problem. W bieżącej koncepcji chcemy podążać drogą tego rozumowania.

Jak najmniej przerabiać. A za to łączyć napięcia z kilku zasilaczy PC. Czy to zda egzamin? Czy zadziała? Na pewno nie można wykorzystać wspólnej masy. Trzeba zapomnieć, że masa to masa, i dobrze ją odizolować od obudowy. Ale skoro źródła wyjściowe każdego zasilacza są dobrze galwanicznie odizolowane od masy gorącej, to mogą stanowić źródła pływające. Ten „szalony pomysł" wydaje się realny i co więcej – że musi zadziałać. Jedynie głębsza analiza stworzy wątpliwości, że nie musi... – zadziałać. Obwody zabezpieczeń nie koniecznie „nie zorientują się" w jakiej konfiguracji pracują. Ale... jeśli nawet, ominiemy je. To nieporównanie mniejsza przeróbka od regulacji Uwy, a szczególnie Iwy. Na końcu opracowania pokażemy „w jakich szczegółach diabeł może tkwić". W dalszej „obróbce" materiału – wstępnego pomysłu, pomijamy trudność natury raczej mechanicznej. Dla nas masa każdego zasilacza, to „nie masa" i musi być starannie odizolowana od obudowy. Zatem, problem może być prozaiczny i poważny jednocześnie – jak je skręcić? Śrubki mocujące płytkę PCB do obudowy, też trzeba usunąć! Ale..., zajmijmy się elektroniką.

Jaki zasilacz potrzebujemy? Jak już wyżej wspomniałem, rozsądna jest odpowiedź, także z pytajnikiem. To zawsze kompromis między *cost* a *performance*. Więc..., jak cena niska, to możemy sobie pozwolić na – koncert życzeń.

Jako punkt wyjścia przyjąłem, „co możemy uzyskać" z pięciu silver-box-ów PC. *Performance* (osiągi) będziemy stopniować. Bo będzie to stopniować też zakres ingerencji w konstrukcję oryginalnego zasilacza. Przetwornice, zasilacze impulsowe poza swoimi wieloma zaletami, pod jednym względem nigdy nie dorównają tradycyjnemu zasilaczowi liniowemu. Szum i zakłócenia szerzej nazywane „z angielska" – *noise*. Tu zawsze będzie pole do popisu dla układów pracujących liniowo na aktywnej części charakterystyki elementu regulacyjnego. To, czego chcemy uniknąć stosując – kontrolowane kluczowanie. Nie tylko w zasilaczu. Obecnie niemal wszędzie wykorzystuje się, iż iloczyn U×I jest zerowy zarówno gdy klucz jest otwarty jak i zamknięty. A doskonałym przykładem są wzmacniacze audio klasy D (i klas pochodnych). W EdW jest wiele doskonałych opracowań wyjaśniających zasadę, głębsze tajniki i konsekwencje pomysłu kluczowania wzmacniacza zamiast jego pracy liniowej. Ale teraz jesteśmy przy zasilaczu. Czy da się połączyć i pogodzić zalety obu konstrukcji... Źle, obu generalnych idei zasilacza pracującego liniowo i impulsowo? Teraz jest modne – wszystko hybrydowe. Hybrydowe nauczanie, hybrydowa wojna (bo w żołnierzy również rzucają kamieniami, co zmusza ich do ew. założenie hełmu lub kasku). Zasilacz liniowy jest dobry, jeśli będzie LDO (*Low Drop Out*). Jedynie w tym obszarze układów zasilania „ostały się" stabilizatory liniowe. No tak, ale to nie dotyczy normalnego zasilacza, a tym bardziej warsztatowego. Tu zakres regulacji musi być szeroki! A jakby tak podejść do sprawy... – hybrydowo? Przetwornica jest sprawna energetycznie, a zasilacz liniowy jest „cichy". Należałoby jedynie sprawić, aby liniowy pracował blisko warunków LDO. Jak będziemy regulować Uwy, preregulator impulsowy powinien za tym nadążać. Idealnie, to liniowo i współbieżnie. Ale może być też krokami – skokowo. Pomysł wydaje się być trafiony, a sposobów realizacji jest wiele. Podobnie jak z iloczynem U×I, tu mamy do czynienia z iloczynem „komplikacji" i „osiągniętych wyników". Gdzieś ta funkcja ma swoje ekstremum. Każdy z zainteresowanych Czytelników wyznaczy sobie swoje. My, w kolejnych częściach tego cyklu artykułów będziemy posuwać się „gdzieś" po tej funkcji. Zaczynamy od koncepcji najprostszej.

Mamy kilka tanio kupionych silver-box-ów. Nie zależy nam na oszczędności pod tym względem, a równocześnie chcemy jak najmniej je przerabiać. A zakres napięcia i prądu? Jak w „polskim ładzie" – jak największy!

Sformułujmy założenia, niejako od tyłu

Mamy 5 zasilaczy PC. Co da się z nich zrobić? Będziemy łączyć szeregowo. Jakiego można oczekiwać Umax, jakiego Umin i z jakim krokiem? Skoro bazowym jest 12 V, przydałoby się też źródło 6 V i 3 V. Wtedy krok będzie mały i równomierny. W zasilaczu PC jest 5 V i 3,3 V. To blisko. Więc przerabiamy zasilacz tak, aby z pięciu wolt zrobić 6 V, a 3,3 V obniżyć do 3 V. To stosunkowo niewielka ingerencja w oryginalną konstrukcję. Ingerować należy oczywiście w tor sprzężenia zwrotnego. W większości zasilaczy PC jest on oparty na popularnym '431. W zasilaczach starszego typu, ze sterownikiem TL494 (KA7500), SG6105 lub podobnym, napięcie odniesienia i wzmacniacz błędu jest w układzie scalonym. Nietrudno zidentyfikować, które rezystory ustalają wartość Uwy. A zawsze są to dwa oporniki. Czy dwa? Częściej trzy, ale do tego jeszcze wrócimy.

Mamy więc 5 zasilaczy. Z trzema nie robimy nic. To będą trzy źródła dwunastowoltowe. W jednym podniesiemy +5 V do 6 V. Wtedy +12 V podniesie nam się do ok. 15 V. Trochę szkoda, że nie ma żadnej możliwości wpływu na wzajemną relację między tymi napięciami. Inaczej jest z napięciem 3,3 V. To ma osobny obwód regulacji i manipulacja w tym obszarze nie zmieni napięć głównych +5 V i +12 V.

Rysunek 1 pokazuje czym dysponujemy: 3×12 V. 1×3 V lub 12 V oraz 1×6 V lub 15 V. Istotne i nie bardzo korzystne jest tu – lub. Nie może być „i", bo źródła te nie są od siebie izolowane. Mają wspólną masę. Mimo to łatwo wydedukować, że odpowiednio łącząc źródła będące do dyspozycji, możemy uzyskać zasilanie od 3 V do 63 V w osiemnastu krokach. Kroki całkiem małe, bo trzywoltowe. Jedynie dwa ostatnie stopnie są szersze bo 6 V i 9 V. Konkretnie: od zera do 48 V w krokach 3 V. Potem 54 V i 63 V. Całkiem nieźle. A prąd? To zależy jakich zasilaczy użyjemy. Ale 10 A, 15 A da każdy. Zasilacz o U „niemal regulowanym" od 0 do 63 V z prądem do 15 A! To 1 kW! Gdzie taki znajdziesz? A jakim kosztem?

W ten sposób wykonany, a raczej pozyskany zasilacz jest „*simple, safe and reliable*" – solidny, prosty, tani, wystarczająco dokładny i wydajny prądowo. Ma jednak dwie istotne wady. Pierwszą jest ilość zaadaptowanych zasilaczy komputerowych. Nie jest to pewnie problemem od strony ceny pozyskanego zasilacza warsztatowego. Można je kupić w cenie kilkunastu złotych. Co prawda uszkodzone lub nie w pełni sprawne, ale naprawa osiemdziesięciu procent z nich nie powinna stanowić problemu dla elektronika, który zasilacz warsztatowy potrzebuje. Jeśli przemnożymy 15 zł przez 5 (a nawet 10) i będąc skrupulatnym, podzielimy przez prawdopodobieństwo udanej naprawy losowo nabytego zasilacza (0,8), to nadal otrzymamy kwotę bezkonkurencyjną dla każdej innej opcji wykonania zasilacza o podobnym zakresie Uwy i Iwy. Liczba zasilaczy PC może być problematyczna pod względem miejsca, gdzie je „upchać"? W moim warsztacie to nie problem, choć dysponuję małym pomieszczeniem. Za stołem-blatem warsztatowym zmieści się wiele i u mnie – tego nie widać. Nawet tego, czy jest tam porządek. Ale już na poważnie, czy można ograniczyć liczbę zasilaczy PC lub jeszcze poszerzyć zakres uzyskanych napięć przy tej samej ich liczbie.

Zasilacze komputerowe „produkują" także napięcie ujemne –12 V, a starsze również –5 V. Czy nie można z tych napięć też skorzystać? Można, ale to źródła o bardzo niskiej wydajności prądowej. Kogo zadowoli zasilacz warsztatowy o wydajności pół ampera? A przy łączeniu szeregowym liczy się „najsłabsze ogniwo". Większe pole manewru uzyskamy, gdy uda się zasilacz przerobić tak, aby wydajność źródła –12 V i/lub –5 V była zbliżona do wydajności prądowej napięć dodatnich. Czy

eprasa.pl f8592ac359

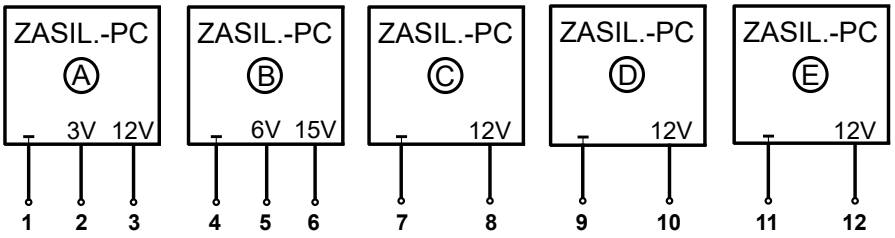
to w przypadku zasilacza komputerowego silver-box da się zrobić? To zdecydowanie zależy od jego konstrukcji. Wszystko da się zrobić. Ale tu pod „da się zrobić" należy podstawić – da się prosto zrobić. Tym zajmiemy się w następnej części opracowania.

Wyżej wspomniałem, że przyjęta tu koncepcja obarczona jest dwiema istotnymi wadami. Druga to niezbyt wygodny sposób stopniowania wartości Uwy. Ilość kroków i skok trzywoltowy wydają się zadowalające. Ale sposób „kroczenia" już jest zdecydowanie mniej przyjazny. Wydaje się, że ta cena (niewygoda) jest przypisana do tej koncepcji i niewiele da się tu poprawić. Rozsądnym rozwiązaniem będzie logiczne umieszczenie konektorów (wyjść poszczególnych zasilaczy) i ich czytelny opis. A także wykonanie zestawu kabelków dla łatwego łączenia szeregowego źródeł pływających jakimi są wyjścia kolejnych smps-ów-PC. Gniazda bananowe należałoby umieścić w niedużej, ale też niezbyt wąskiej odległości. Może najlepiej dostosować się do standardu gniazdka sieciowego. Wtedy zamiast kabelków będzie można wykorzystać zwarte wtyczki. Wygodniej może być także, jeśli dołożymy jeszcze jeden lub dwa zasilacze komputerowe, aby nie wykorzystywać kombinacji 3 V/12 V, 6 V/15 V z jednego zasilacza. Ale z drugiej strony, szkoda nie wykorzystać dwunastu wolt z zasilacza, który przykładowo opiszemy sobie jako „3 V", skoro 12 V też tam jest, i to zupełnie „za darmo". Jedyną niedogodnością jest obecność wspólnej masy co sprawia, że te dwa źródła nie potrafią względem siebie „pływać". Ale, jeśliby wykorzystać zasilacz z transformatorem mającym izolowane uzwojenia wtórne, to może i masy dałoby się rozdzielić? W takiej konstrukcji – prawdopodobnie tak, ale... chyba nie warto.

Dowolność rozwiązań jest szeroka i pozostawiamy je inwencji Czytelników, powyższe zdania traktując jedynie jako luźno rzucone sugestie. Chcemy pokazać przede wszystkim sam pomysł i... , że to działa. Ale i... , że to nie zawsze musi poprawnie działać. To pozostawimy na koniec. Uzupełnieniem będzie także zasilacz regulowany od ok. jednego do 3 V, gdyby w jakiejś aplikacji skok trzywoltowy miał okazać się zbyt duży.

To było pierwsze podejście

No..., może drugie. Bo w pierwszym mogliśmy nie robić nic. Tylko poobcinać kable i wszystko odpowiednio połączyć. A właściwie to nawet nie łączyć, tylko do jakiejś tablicy poprzykręcać i czytelnie opisać. To bardzo ważne, bo mamy 12 punktów na tablicy, a konfigurując wymagane napięcie należy być zwolnionym z myślenia – co jest co. W pierwszym podejściu decydowalibyśmy się na nierówny krok,



Rysunek 1.

bo dysponujemy źródłami 12 V, 5 V i 3,3 V. Też do przyjęcia. Ale dołożywszy jedynie niewiele pracy, mamy równy trzywoltowy krok, jak pokazuje rysunek 1.

Można nasz kilowatowy zasilacz poprawić kosztem kolejnej porcji, też niewielkiej – pracy. Zasilacze komputerowe przewidziane są do obciążenia w mniej więcej ustalonej proporcji źródeł +5 V i +12 V. *Crossregulation* nie jest ich mocną stroną. Czyni się wysiłki, aby załatwić tę sprawę jak najprostszym i najtańszym kosztem. Stąd wspólna indukcyjność wtórna (obecna w każdej przetwornicy przepustowej). Stąd restrykcje w sposobie wykonania transformatora, co zupełnie nam umyka i w co nie wnikamy. W zakresie obwodu kontroli, sprzężenia zwrotnego, to odpowiednio ważona superpozycja napięć +5 V i +12 V mająca wpływ na wartość tych napięć. Paradoksalnie, jak już powiedzieliśmy, nie ma ona żadnego wpływu na wzajemną relację, ale kontrola jednego napięcia byłaby rozwiązaniem gorszym. To pokłosie koncepcji wspólnego obwodu regulacji, ale dlatego też mamy 3, a nie 2 rezystory ustalające Uwy. Obwód taki nie działa zbyt dobrze jeśli prąd czerpiemy tylko z jednego źródła (+5 lub +12 V). Wtedy drugie podskakuje powyżej swojego nominału obniżając napięcie, które wykorzystujemy. Typowo, w zasilaczu komputerowym uzyskamy nie 12 V, a około 10,5 V. A co gorsza impedancja wyjściowa będzie większa niż mogłaby być. Tę sytuację łatwo poprawić kontrolując w pętli feedbacku tylko to napięcie, z którego korzystamy. W praktyce sprowadza się to do zmiany wartości jednego rezystora i wylutowania innego (kontrolującego +5 V). Trochę trudniejsza jest tu decyzja w zasilaczu, z którego chcemy pobierać też 6 V (5 V). Nie wiemy przecież, z którego napięcia skorzystamy 6 V lub 15 V (5 lub 12). W tym przypadku należy zalecić pozostawienie superpozycji w węźle feedbacku nie dbając zbytnio o wagowość. Natomiast pomocnym jest wstawienie rezystorów wstępnego obciążenia obu napięć. Wystarczy na poziomie kilku watów. *Crossregulation* jest najbardziej dokuczliwy w sytuacji zupełnego braku obciążenia jednego z napięć wyjściowych. W zasilaczach PC są rezystory wstępnego obciążenia, ale na poziomie jednego wata. To jest za mało. A wartość ta wynika też z kompromisu względem sprawności. Rezystory wstępnego obciążenia rozpraszają moc non stop, a forward potrafi przecież pracować bez obciążenia.

W pierwszym jak i drugim podejściu wiele pracy nie było. Większość to prace mechaniczne, obcinanie kabli i odpowiednie ich łączenie, nie zapominając o zwarciu zielonego przewodu z czarnym w każdym zasilaczu. Jeśli wykorzystamy oryginalne przewody, szczególnie żółte i czarne, nie należy obcinać wszystkich. Przy dużych prądach rezystancja tych przewodów jest znacząca. Chińczycy często stosują kable wyglądające na grube, ale z ilością miedzi, to raczej – skromnie. Może kiedyś opowiem sytuację jak stopił mi się przedłużacz, gdy żona moja podłączyła garnek do zagotowywania kompotów (ok. 1 kW grzałka). O mało do pożaru nie doszło. Przedłużacz kupiłem tanio na giełdzie elektronicznej. Od tego czasu trudno mi przeforsować cokolwiek „przyniesione z giełdy". Ale, wracając do tematu, lepiej pozostawić kilka przewodów żółtych i czarnych (czerwonych i pomarańczowych też) o ile ich długość wystarczy w przyjętej koncepcji mechanicznej. Dodatkowa uwaga należy się przewodom żółtym (+12 V). Zwykle w zasilaczu PC mamy dwa napięcia dwunastowoltowe. Oddzielnie widzi je supervisor. Ich zwarcie (najczęściej przewody żółte i żółto-białe) jest nie tylko dopuszczalne, ale wręcz pożądane.

Jest jeszcze inny problem

Zasilacz komputerowy wyposażony jest w szereg obwodów zabezpieczeń. Dla komputera to bardzo ważne, ale w niestandardowym wykorzystaniu zasilacza, najczęściej one tylko przeszkadzają. Mało mają wspólnego z tak samo nazywanym zabezpieczeniem, chroniącym sam zasilacz. Te obwody *protection* mają dbać o komputer, nie o zasilacz. Ich dezaktywacja jest zatem albo konieczna, albo co najmniej pożądana. W naszej sytuacji też tak jest, choć z łagodniejszym warunkiem – pożądana. Sposób realizacji (dezaktywacji zabezpieczeń) zależy od konstrukcji zasilacza. Na ten szczegół zwracałem szczególną uwagę w cyklu „Zasilacze komputerowe". Ale ogólnie mówiąc, jest to zabieg łatwy lub bardzo łatwy. Najprostszy w konstrukcjach

eprasa.pl f8592ac359

ze sterownikiem po stronie gorącej zasilacza. Wtedy zbiorczy sygnał *protection* przenosi osobny transoptor. Łatwo go odszukać, a logika jest zwykle taka, że zwarcie strony wtórnej transoptora (kolektor-emiter) załatwia sprawę. Trochę więcej „roboty" jest w przypadku sterowników SG6105, HS8108 i podobnych , ale posiłkując się artykułami opublikowanymi już w EdW, zapewne każdy z Czytelników da sobie radę. Likwidacja zabezpieczeń zwalnia na ogół też z myślenia o sygnale ON/OFF. Bez otwierania obudowy czyniliśmy to zwierając przewód zielony z masą (czarnym). Teraz, w tym zakresie nie musimy robić nic.

Więcej opowiadania (czytania) niż roboty i możemy stwierdzić, iż porządny zasilacz (w pierwszej koncepcji) mamy gotowy. Dalszą ew. rozbudową (poprawą) zajmiemy się w drugiej części opracowania.

Na koniec przedstawię sytuację, gdy łączenie szeregowe zasilaczy nie musi zdać egzaminu. Oczywistym problemem jest porządna izolacja napięć wyjściowych. W takiej konfiguracji połączeń źródła napięć łączonych szeregowo muszą być „pływające". Ale nawet jeśli spełnimy ten wymóg nie możemy być pewni, że układ poprawnie zadziała.

Mam w warsztacie zabudowane dwa zasilacze liniowe. Bardzo porządne zasilacze z transformatorem sieciowym, szeregowym tranzystorem regulacyjnym na dużym i ciężkim radiatorze. Nie ma to dla mnie znaczenia, gdyż nie traktuję ich jako przenośne. To fabryczne konstrukcje z czasów socjalizmu (jak jeszcze byliśmy w „niewoli"). Zasilacze firmy... Nie. Zakładów MERA-ZAP. Zapewniają „ciche" zasilanie i pracują bezawaryjnie już blisko 40 lat. Jeden zaprojektowany był jako 12 V/4 A, drugi 9 V/5 A. Nietrudno było przerobić te zasilacze jako regulowane. I spora nadwyżka napięcia na uzwojeniu wtórnym transformatora pozwoliła na osiągnięcie Uwy dwunastowoltowego na poziomie 20 V i dziewięciowoltowego – 13 V, z zachowaniem poprawnej stabilizacji. Oczywistym kosztem jest moc na tranzystorze regulacyjnym przy niższych nastawach Uwy. Spory radiator podgrzewa mój warsztat, ale przez 40 lat się nie przegrzał. Zasilacze wykonane są na bardzo popularnym (nawet obecnie) układzie scalonym uA723. Specyfiką tego scalaka jest, iż dolny zakres regulacji to 7,5 V. Łatwa aplikacja do 7,5 V lub powyżej. Ale ograniczenie to nie jest trudno przeskoczyć i mała przeróbka dziewięciowoltowego sprawiła, iż mam zasilacz regulowany od 4,5 V do 13 V. Dlaczego o tym mówię (piszę)? Przecież nie dlatego, aby wychwalać solidność wykonania urządzeń z czasów socjalizmu. W czym problem? Mając dwa porządne i regulowane zasilacze zaspokajam potrzeby zasilacza warsztatowego w zakresie napięcia od 4,5 V do 20 V. Czasem... – mało. Mając zamontowane wyjścia tych zasilaczy na „tablicy rozdzielczej" nietrudno połączyć je w szereg. Wyjścia są solidnie izolowane więc mogą pracować jako źródła pływające. Tym sposobem powinienem powiedzieć, że dysponuję zasilaczem od 4,5 V do 33 V. To już zaspokaja większość potrzeb warsztatowych w zakresie niskiego napięcia. Ale..., jest problem! Celowo do tej pory nie wspominałem o wydajności prądowej tych zasilaczy. Powinno być 4 A zasadą „słabszego ogniwa". Nie imponujące jak na możliwości zasilaczy komputerowych, ale dla wielu warsztatowych prac i pomiarów w zupełności wystarczające. A na dodatek, to zasilanie bezkonkurencyjne pod względem wszelkiego „noise". Należy powtórzyć pytanie: w czym problem?

Problem w dziwnym wyłączaniu się

Zasilacze te mają pewne ograniczenie prądowe na fabrycznie ustalonej wartości 4 A i 5 A. Pewne i bezpieczne dla nieograniczonego w czasie zwarcia, bo z podciętą charakterystyką foldback. I tu jest problem!

O ile „normalnie pracujący" zasilacz jest w pełni wartościowym w zakresie napięcia odpowiadającego zakresowi regulacji i prądu od zera do 4/5 A, to w pracy szeregowej często „się zatrzaskuje". Nawet przy niewielkim obciążeniu jeden z zasilaczy wyłącza się i „nie chce dać prądu"! Jest to na tyle uciążliwe i denerwujące, iż muszę wycofać stwierdzenie – mam zasilacz do 33 V. Spróbujmy wyjaśnić tak dziwne i być może nieoczekiwane zachowanie prostego zasilacza. Bardzo prostego, liniowego zasilacza z szeregowym elementem/tranzystorem regulacyjnym.

Otóż praca szeregowa dwu pływających źródeł napięcia stwarza dość specyficzne warunki. Szczególnie w sytuacji dynamicznej, a taką jest np. moment podłączenia obciążenia. Problem może wystąpić podczas łączenia szeregowego źródeł o mocno zróżnicowanych napięciach. W naszym przypadku obawa dotyczy sytuacji połączenia źródeł 12 V i 3 V. Jeszcze gorzej, jeśli równocześnie zróżnicowane są pojemności wyjściowe w obu zasilaczach. Rozważmy, co się dzieje w momencie połączenia tych źródeł. Łączymy przez jakąś rezystancję, która nie powinna spowodować przekroczenia dopuszczalnego prądu. Tj. prądu, przy którym mogłoby zareagować ograniczenie prądowe. Mimo to, stan dynamiczny oznacza „przelewanie" ładunku między kondensatorami wyjściowymi obu zasilaczy. Jest możliwa i bardzo realna sytuacja, gdy kondensator źródła niższego (w naszym przypadku 3 V) przeładuje się w drugą stronę! Do napięcia ujemnego. Jeśli Ktoś ma wątpliwości, niech rozważy sytuację połączenia „pustego" kondensatora z naładowanym, przez jakiś rezystor (ładne zadanie z elektrotechniki). To oczywiście stan przejściowy i dynamiczny. Rezerwuar energii i ładunku w postaci dużej pojemności kondensatora na wyjściu zasilacza jest w stanie doprowadzić do poprawnego stanu napięcia na wyjściu każdego z (łączonych szeregowo) zasilaczy. O to zadba ujemne sprzężenie zwrotne w ramach każdego zasilacza. Ale to dzieje się dynamicznie, a obwody zabezpieczeń mogą być, lub nawet są, czy powinny być – szybsze. Jak zareagują obwody *protection* na sytuację, gdy prąd/ładunek nie jest z wyjścia czerpany, a jest do niego „wpychany"? Nie wiadomo! To sytuacja bardzo nienormalna! Pewnie nie myślał o niej i nie przewidywał żaden konstruktor. Reakcja zasilacza może być też nieprzewidywalna. Zależy od indywidualnych szczegółów wykonania obwodów zabezpieczeń w każdym z zasilaczy. W tym miejscu należy podkreślić i rozróżnić zabezpieczenia zasilacza i obwody zabezpieczeń w zasilaczu komputerowym na potrzeby zabezpieczenia komputera (to nie masło maślane, proszę przeczytać ostatnie zdanie jeszcze raz). Wygląda na to, że źródłem problemu w tak utworzonym zasilaczu (złożonym z szeregowo połączonych zasilaczy) jest brak globalnego sprzężenia zwrotnego obejmującego całość, wyjście i „jakiś" jakikolwiek obwód regulacji. Owszem, są takie obwody, ale pracujące lokalnie. Tj. w ramach każdego z zasilaczy „składowych". Moje próby warsztatowe nad tą koncepcją koncentrowały się aby sprawdzić „co na to powiedzą" zasilacze komputerowe. Jako wniosek powinienem powiedzieć – praktycznie problemu nie stwierdziłem. Ale sformułowanie to jest ostrożne i nie mówi, że problemu nie ma czy, że nie może wystąpić. W każdym razie, zabezpieczenia we wszystkich zasilaczach PC należy powyłączać (dezaktywować). Jeszcze raz, być może powtarzając się podkreślam. Chodzi o zabezpieczenia nadzorowane supervisorem. Bardzo różnie to jest wykonane. W nowszych zasilaczach pracuje jakiś specjalizowany układ scalony. W starszych obwody były wykonane „na piechotę". Na elementach dyskretnych, w tym – wzmacniaczach operacyjnych czy częściej analogowych komparatorach. Dobre wiadomości są dwie. Te obwody i tak nie zabezpieczają samego zasilacza – to pierwsza. A druga – łatwo je „poodpinać' (dezaktywować). Jeśli rodzi się w tym momencie obawa, czy to bezpieczne? Czy zasilacz (zasilacze) będą pracować bez jakichkolwiek obwodów – protection? To należy odpowiedzieć – obawa jest niepotrzebna i niesłuszna. Konstrukcja każdej przetwornicy przewiduje swoje obwody zabezpieczeń na okoliczność różnych sytuacji „nienormalnych". Jak praktyka pokazuje, są one

eprasa.pl f8592ac359

bardzo skuteczne. Prowadziłem serwis RTV przez ponad 30 lat. Jak pierwsze urządzenia z przetwornicą trafiały do naprawy i uszkodzenie dotyczyło zasilacza, to było pewne – że tranzystor kluczujący jest do wymiany. A stres pierwszego włączenia spotęgowany był ceną tranzystorów (nazywanych wtedy w skrócie lub żargonie BU; pierwsze wysokonapięciowe tranzystory bipolarne to BU204, BU208, BU508 itd.; wystarczająco dobre, iż praktycznie nigdy „nie wysiadł" bez przyczyny). Teraz taka sytuacja się nie zdarza, lub są to sytuacje sporadyczne. Nawet mocno sfatygowany zasilacz kupiony za kilkanaście PLN, ma tranzystory-klucze sprawne. Dlatego warto, a równocześnie nietrudno jest je przywrócić do pełnej sprawności. Tu duża zasługa obwodów zabezpieczeń często wbudowanych w sam sterownik przetwornicy. I dlatego podkreślałem, aby nie mylić tych zabezpieczeń z „ochroną" supervisora.

Wróćmy jeszcze na chwilę do specyfiki sytuacji, którą tworzymy samą koncepcją utworzenia zasilacza przez szeregowe połączenie „zasilaczy składowych". Właściwe **połączenie** nastąpi w momencie podłączenia obciążenia! Nie podczas konfiguracji zasilacza, łączenia punktów na tablicy, wyodrębnionych na rysunku 1 jako 1 do 12. W pierwszym momencie nastąpi przelewanie się ładunku między kondensatorami wyjściowymi „zasilaczy składowych". Na którymś ładunku przybędzie, napięcie się podniesie. Na innym przeciwnie, napięcie się obniży. I nic nie chroni przed tym, iż możliwe jest przeładowanie któregoś kondensatora w drugą stronę. Czyli – napięcie ujemne. Oczywiście dynamicznie, chwilowo. Jak Uwy ulegnie zmianie, akcję podejmie feedback w ramach każdego z zasilaczy. Wynikiem będzie przywrócenie zadanej wartości Uwy. Ale jak zasilacz, jego obwody PROTECT zareagują na sytuację przejściową? Zawyżenie Uwy to jeszcze sytuacja przewidywalna. Ale odwrócenie polaryzacji Uwy? Tego Nikt (konstruktor) nie przewidywał.

A więc wracamy z pytaniem, jak te „właściwe" zabezpieczenia mogą zareagować na „nieprzewidywalną" sytuację połączenia szeregowego zasilaczy? Kilka konstrukcji przetestowałem na warsztacie. Resztę – myślowo, w oparciu o wiele przeanalizowanych schematów. Problemu nie powinno być. I w tym miejscu należy powiedzieć, powtarzając się: obawa dotyczy tylko sytuacji łączenia źródeł o mocno zróżnicowanych napięciach. I sytuacji dynamicznego obciążenia. To praktycznie oznacza – momentu podłączenia obciążenia. Ale i tę, „nieprzewidywalną reakcję" łatwo przewidzieć. Co najwyżej wyłączy się przechodząc w stan standby. Gdyby więc któryś z zasilaczy zareagował zabezpieczeniem (wyłączeniem), należy obciążenie odłączyć. Zresetować nasz zasilacz warsztatowy przez wyłączenie od sieci i odczekać na rozładowanie kondensatorów elektrolitycznych. Z dużym prawdopodobieństwem kolejna próba będzie udana. A ponieważ, cała ta „nienormalna sytuacja" zależy zdecydowanie od wielkości obciążenia, w razie powtarzających się wyłączeń, należy spróbować obciążenie obniżyć. A w najgorszym razie pogodzić się z tym, iż nie mamy zasilacza o wydajności prądowej takiej, jak wydawałoby nam się na początku zabawy. Tej właśnie sytuacji doświadczyłem z moimi dwoma, porządnymi zasilaczami liniowymi, których przykład celowo przytoczyłem. Ale jest na to rada. Proszę wrócić do fragmentów opisu, które sytuacje są realnie niebezpieczne dla wystąpienia tych „anomalii". W moim konkretnym przypadku staram się nastawiać napięcia obu zasilaczy składowych na mniej więcej jednakową wartość. I nie jest to trudne do spełnienia. Przecież łączę je szeregowo tylko wtedy, gdy potrzebuję napięcia wyższego niż potrafi dać jeden.

Gdyby nie to doświadczenie sądziłbym, że problem jest bardziej wydumany teoretycznie aniżeli praktyczny. Mimo to można stwierdzić, iż w zaproponowanej koncepcji zasilacza warsztatowego zbudowanego z kilku komputerowych, małe jest prawdopodobieństwo, iż taka sytuacja w ogóle wystąpi. Najważniejsze natomiast jest to, że zasilaczowi nic nie grozi. Bezpieczniej należałoby wypowiedzieć się, też w kategoriach probabilistyki. Prawdopodobieństwo uszkodzenia jest nie większe, niż w każdych innych warunkach pracy zasilacza komputerowego.

A więc – **testy przeszły pomyślnie**, możemy przystąpić do budowy tak solidnego i taniego zasilacza warsztatowego. Czytelników, którzy spróbują podążać tą drogą i zbudują potężny zasilacz (do 60 V i 15 A) według koncepcji przedstawionej w tym artykule, prosimy o przysłanie do redakcji EdW opisów swoich osiągnięć. ■

Karol Świerc

REKLAMA



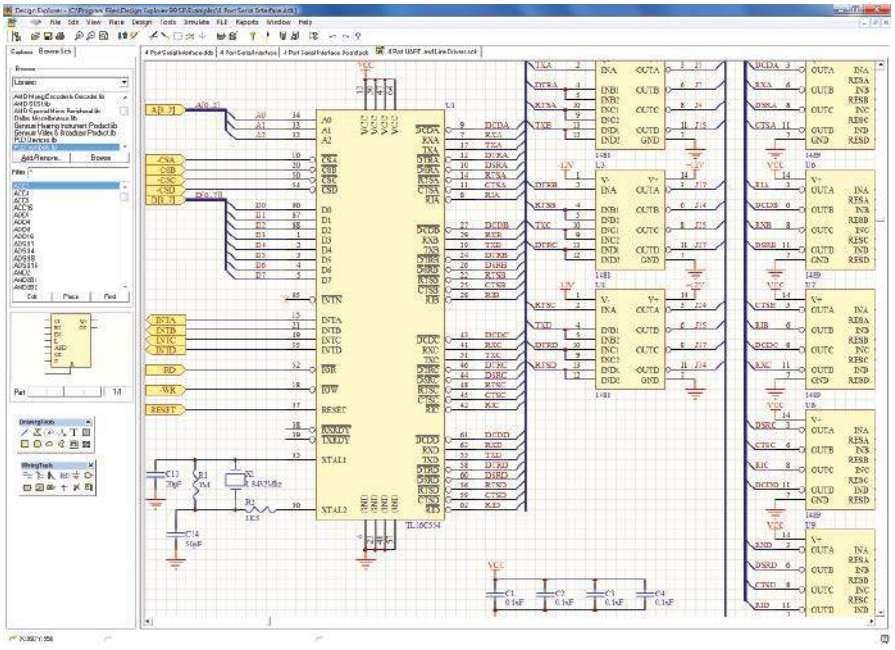
eprasa.pl f8592ac359

Protel 99 SE dwadzieścia lat później

W „Elektronice dla Wszystkich” 10/2014 w artykule „Druga młodość Protela 99 SE” opisałem, w jaki sposób można uruchomić ten program w systemie Linux. Protel 99 SE od dawna nie jest wspierany przez producenta, stąd problemy z jego uruchomieniem w systemach operacyjnych nowszych niż Windows XP.

W przypadku instalacji wersji trial tego programu w nowych systemach Windows podczas jego nielegalnego odbezpieczenia następuje poważne uszkodzenie systemu operacyjnego. Sama instalacja Protela 99 SE nie uszkadza systemu operacyjnego. Mimo to Protel 99 SE instalowany w pełnej wersji nie działa poprawnie. Mianowicie ma on trudności z obsługą bibliotek elementów. W Internecie można znaleźć opis modyfikacji pliku wykonywalnego *Client99SE.exe*, co naprawia usterkę związaną z obsługą bibliotek schematowych i płytkowych. Tego rodzaju modyfikacje oprogramowania są najczęściej niezgodne z licencją komercyjnego programu.

Taką modyfikację można jednak porównać do serwisowania urządzenia po upływie gwarancji producenta. Tym bardziej, że modyfikacja ta nie służy złamaniu zabezpieczeń programu. Przywraca natomiast poprawne działanie kosztownego programu. Zamieszczony opis dotyczy pełnej wersji Protela 99 SE, wymagającej podania podczas instalacji numeru zakupionej licencji.



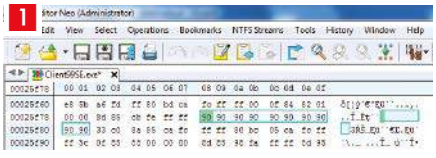
Modyfikacja

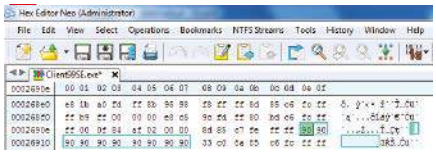
Instalacja pełnej wersji Protela 99 SE odbywa się standardowo w systemie Windows. Po instalacji programu instalujemy Service Pack nr 6. Jest to ważne, ponieważ istnieją różne wersje tego programu i Service Packów, a tym samym różne wersje pliku Client99SE.exe i opisany tu sposób może nie zadziałać z inną wersją pliku, a miejsca poddane modyfikacji mogą się znajdować pod innymi adresami. Na moim komputerze rozmiar pliku Client99SE.exe to 794624 bajtów.

U mnie, w 64-bitowym systemie Windows 7, Protel 99 SE zainstalował się w lokalizacji **C:\Program Files\Design Explorer 99 SE**, która to lokalizacja przeznaczona jest do instalacji programów 64-bitowych. Mimo to Protel 99 SE uruchamia się. Jednak do poprawnego działania programu musimy zmodyfikować plik wykonywalny programu **Client99SE.exe**, który znajdziemy w podanej wyżej lokalizacji. Zanim przystąpimy do modyfikacji tego pliku, należy utworzyć jego kopię bezpieczeństwa. Musimy mieć też zainstalowany edytor heksadecymalny. Ja skorzystałem z darmowej wersji **Hex Editor Neo**. Wczytujemy do niego plik **Client99SE.exe** i odnajdujemy w nim adres z zakresu **25F78–25F81** i zmieniamy wartości z **50, 8B, 45, EC, 50, E8, 7E, C1, FD, FF** na **90, 90, 90, 90, 90, 90, 90, 90, 90, 90** (10 bajtów) jak na **rysunku 1**. Następnie odnajdujemy adres z zakresu **2690E–26917** o wartościach **50, 8B, 45, E8, 50, E8, E8, B7, FD, FF**, które tak samo zmieniamy na **90, 90, 90, 90, 90, 90, 90, 90, 90, 90** (również 10 bajtów) tak jak na **rysunku 2**. Po wprowadzeniu opisanych modyfikacji zapisujemy zmiany w pliku Client99SE.exe. Do poprawnego działania Protela 99 SE musimy jeszcze włączyć wyświetlanie rozszerzeń znanych typów plików. W tym celu w **Panelu sterowania** wybieramy **Opcje Folderów** a następnie zakładkę **Widok,** gdzie odznaczamy opcję **Ukryj rozszerzenia znanych typów plików,** jak na **rysunku 3**.

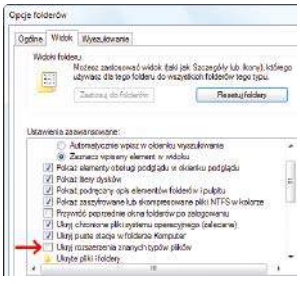
Również we właściwościach skrótu do pliku uruchamiającego Protela 99 SE musimy włączyć uruchamianie programu z uprawnieniami administratora, ponieważ Protel 99 SE niektóre swoje pliki instaluje w katalogu głównym systemu Windows. UAC (**U**ser **A**count **C**ontrol) „nie lubi”, gdy modyfikowane są pliki, także biblioteki elementów w katalogach systemowych takich jak C:\Windows czy C:\Program Files, stąd konieczność uruchamiania Protela 99 SE z uprawnieniami administratora. Częściowo można to ominąć, instalując Protela 99 SE w katalogu głównym dysku, czyli C:\Design Explorer 99 SE\. Mimo to w katalogu głównym C:\Windows i tak zostaną zainstalowane pliki *.ini i *.rcs, do których Protel 99 SE musi mieć swobodny dostęp. Stąd konieczność uruchamiania go z uprawnieniami admini-

1





3



eprasa.pl f8592ac359

stratora. Opcjonalnie włączamy też tryb zgodności z systemem Windows XP z Service Pack 3 jak na **rysunku 4**. Po tych modyfikacjach pliku Client99SE.exe i ustawień systemu Windows nie powinniśmy mieć trudności z obsługą bibliotek w programie Protel 99 SE w systemie Windows 7, co widać na **rysunku 5** oraz filmie w linku *https://tiny.pl/td3cx*. Gdyby ktoś musiał korzystać z pomocy wbudowanej w Protela 99 SE, musi w systemie Windows zainstalować program WinHelp w wersji odpowiedniej dla używanej wersji tego systemu.





Przyczyna usterki

Przyczyną usterki związanej z obsługą bibliotek w Protelu 99 SE jest to, że okna dialogowe dodawania bibliotek próbują połączyć nazwę pliku i ścieżkę wybranej biblioteki, aby uzyskać pełną ścieżkę dostępu do pliku dodawanej biblioteki. Jednak wywołanie funkcji okna **SHGetPathFromIDListA** powoduje uszkodzenie obszaru pamięci, w której przechowywana jest nazwa pliku biblioteki. Dokładniej funkcja ta umieszcza zero w miejscu, w którym rozpoczyna się ciąg znaków, co w łańcuchu znaków zakończonym znakiem zero powoduje, że łańcuch ten jest „pusty". Okno dialogowe dodawania bibliotek zostaje „zagmatwane" i nie udaje się mu otworzyć pliku biblioteki. Wywołanie funkcji SHGetPathFromIDListA nie robi niczego istotnego i zastąpienie wszystkich funkcji z tym wywołaniem instrukcjami NOP (no operation) rozwiązało tę usterkę[1]. Instrukcja NOP ma wartość szesnastkową 90 stąd ta wartość wpisywania w edytorze szesnastkowym. W Protelu 99 SE mamy biblioteki schematowe i płytkowe, dlatego opisane zmiany są wprowadzane w dwóch miejscach pliku Client99SE.exe.

Podsumowanie

Opisany tutaj sposób naprawy Protela 99 SE prawdopodobnie jest skuteczny nie tylko w systemie Windows 7, ale i w nowszych systemach Windows. Jednak nie sprawdzałem tego. Nie można wykluczyć, że w trakcie użytkowania tak naprawionego programu pojawią się nieoczekiwane trudności i błędy. Opisane rozwiązanie naprawia obsługę bibliotek schematowych i płytkowych. Trudności mogą się pojawić w przypadku korzystania z bibliotek symulacji i PLD. Podstawowa funkcjonalność, czyli edycja schematów i płytek drukowanych, działa u mnie poprawnie. Natomiast generowanie widoku 3D płytki drukowanej działa u mnie bardzo powoli, a uzyskany efekt to siatka widoku 3D, a nie realistyczny trójwymiarowy widok płytki drukowanej. Sam widok 3D płytki drukowanej w Protelu 99 SE nigdy nie był zbyt realistyczny i podczas instalacji programu w zaawansowanych opcjach instalacji tego programu możemy odznaczyć instalację tego modułu Protela 99 SE. Możemy również zrezygnować z instalacji modułu układów programowalnych PLD i opcjonalnie z instalacji symulatora, pozostawiając podstawową funkcjonalność Protela 99 SE, czyli edycję schematów i płytek drukowanych. Sam Protel 99 SE to już ponad dwudziestoletni program z mocno nieaktualnymi bibliotekami elementów i mniejszą funkcjonalnością w porównaniu do współczesnych programów tego rodzaju. Filozofia i sposób obsługi programu jest odmienna od współczesnych programów tego typu i konieczna będzie zmiana przyzwyczajeń, co może zniechęcać do korzystania z leciwego Protela 99 SE. Dlatego też sens korzystania z tego programu stoi pod znakiem zapytania. Natomiast kto ma zakupioną licencję na ten program, może go naprawić w opisany powyżej sposób, aby uzyskać dostęp do swoich projektów i możliwość ich ewentualnej edycji. Szkoda tylko, że producent oprogramowania nie wspiera swojego programu choć w minimalnym zakresie, pozwalającym na bezproblemowe uruchomienie go w nowych systemach Windows.

Krzysztof Kawa
kaawa@wp.pl

Biografia:
https://tiny.pl/tdn2k

Komentarze i poprawki

(więcej niż Errata) do artykułu

Układ oszczędzania energii dla dwóch konwektorów ciepła opublikowanego w EdW 09/2022.

Wiadomo jak krytyczne ostatnio stały się problemy związane z kosztami energii. Nic dziwnego, że ogromnym zainteresowaniem cieszy się ten projekt. Dlatego poddaliśmy go wnikliwemu sprawdzeniu w Pokoju Nauczycielskim. Oto poprawki i uwagi.

1 W wykazie elementów podano transformator zasilający 230 V/12-0-12 V, a do zasilania mostka Graetza wystarczy 230 V/12 V.

2 Na płytce kondensator C3 jest połączony jedną końcówką do +12 V, a powinno to być połączenie do masy.

3 Wzór na okres generatora T=2,5(R1×C4) dotyczy układu 74HC4060, natomiast dla zastosowanego w projekcie układu CD4060 obowiązuje wzór T=2,2(R2×C4). Ponieważ R1=R2=1 MΩ, to różnica w wynikach obliczeń jest niewielka. Do obliczeń przyjęto C4=0,22 µF, natomiast na schemacie i w wykazie elementów jest C4=0,2 µF. Zauważmy przy tym, że warunkiem poprawności tego wzoru jest zapewnienie, że R1=(2...10)×R2.

4 Na płytce drukowanej pola lutownicze pod tranzystory lepiej było ułożyć w trójkąt, by ułatwić lutowanie bez niebezpieczeństwa zwarć.

5 Można mieć różne wątpliwości dotyczące umieszczenia przekaźników, czyli obwodów siłowych (sieciowych) na płytce. Ścieżki przekaźników są zbyt wąskie, dla prądów ok. 7 A powinny być ścieżki 400 mils. Bezpieczniejszym rozwiązaniem byłoby zastosowanie przekaźników z zaciskami śrubowymi zmontowanymi poza płytką i połączenie cewek przekaźników przewodami z punktami lutowniczymi na płytce. Przy tym płytkę można by skrócić z ok. 17 cm do ok. 12,5 cm.

6 Nie jest jasne dlaczego dla dwóch identycznych obwodów tranzystorów zastosowano różne wartości rezystorów polaryzacji w bazach tych tranzystorów.

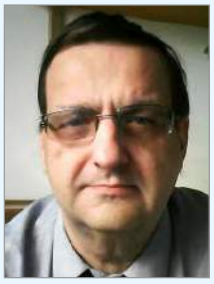
7 Również nie jest jasne dlaczego identyczne diody LED są sterowane różnymi prądami, przy czym sterowanie prądem 10 mA (przez rezystor 1 kΩ) niepotrzebnie obciąża układ CD4060. Współczesne LEDy świecą jasno przy prądach 1...2 mA, więc wartości rezystorów R4, R6 można zwiększyć do np. 6,2 kΩ i nie obciążać nadmiernie układu CD4060.

eprasa.pl f8592ac359

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.

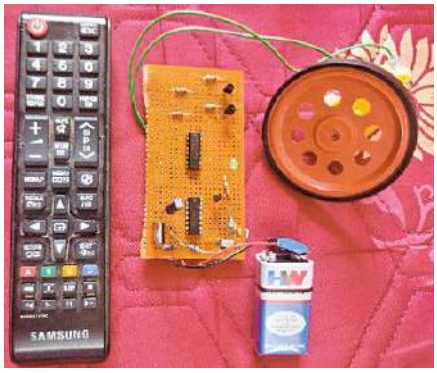
Projekt sprawdza i poprawia Paweł Sujko



Mgr inż. elektronik po Politechnice Warszawskiej, specjalność aparatura elektroniczna. Od 1992 roku pracownik Polskiego Radia SA jako inżynier serwisowy. Największa forma w jakiej „maczałem" palce, to nadajnik w Solcu Kujawskim (1 MW), najmniejsza, to pendrive (<1 W). 😄

Dwukierunkowe sterowanie silnikiem prądu stałego za pomocą pilota TV

Ten projekt opisuje, jak obroty silnika prądu stałego mogą być sterowane w kierunku do przodu lub do tyłu za pomocą pilota do telewizora lub odtwarzacza DVD. Celem jest skonstruowanie prostego dwukierunkowego sterownika silnika, który wykorzystuje modulowany ciąg impulsów podczerwieni (IR) 38 kHz bez użycia jakiegokolwiek mikrokontrolera czy programowania.



Rysunek 1. Prototyp autora

Prototyp opracowany przez autora pokazano na **rysunku 1**.

Układ i działanie

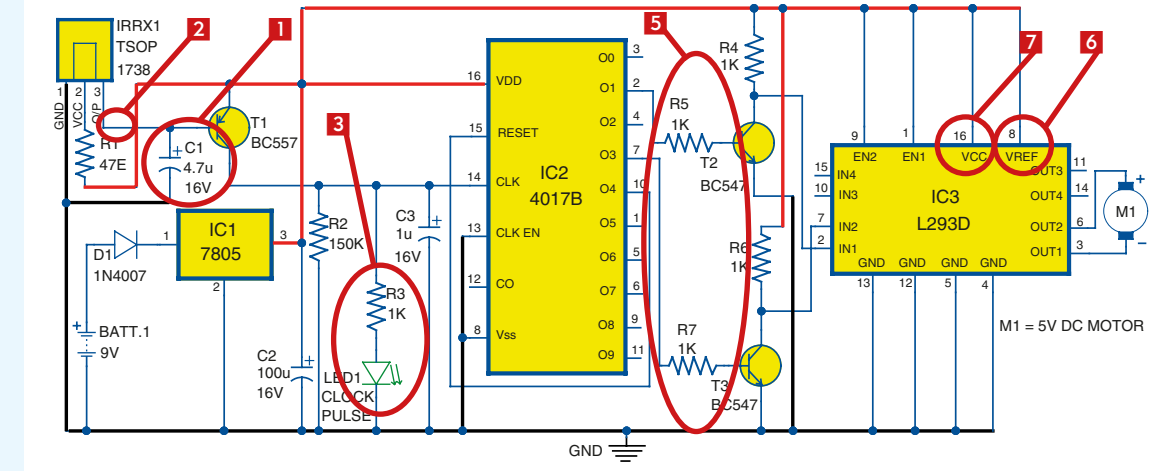
Schemat układu przedstawiono na **rysunku 2**. Zbudowany jest na bazie modułu odbiornika podczerwieni TSOP1738 (IRRX1), licznika dekadowego 4017B (IC2), sterownika silnika L293D (IC3), tranzystora PNP BC557 (T1), dwóch tranzystorów NPN BC547 (T2 i T3), zasilacza stabilizowanego 5 V (IC1) oraz baterii 9 V.

Bateria 9 V jest podłączona poprzez diodę D1 do stabilizatora napięcia 7805, aby uzyskać 5 V prądu stałego wymagane w projekcie. Kondensator C2 (100 µF, 16 V) służy do tłumienia tętnień.

W normalnych warunkach pin wyjściowy modułu IRRX1 (Pin 3) ma stan logiczny wysoki, co oznacza, że podłączony do niego tranzystor T1 jest odcięty, a więc jego zacisk kolektora ma stan logiczny niski. Kolektor tranzystora T1 napędza impuls zegarowy licznika dekadowego IC2.

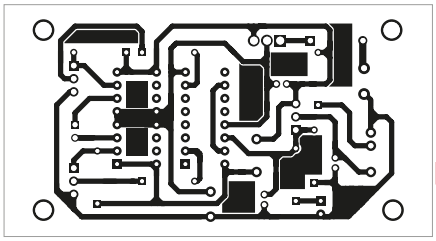
Po skierowaniu pilota w stronę modułu IR i naciśnięciu dowolnego klawisza, moduł odbiera impulsy podczerwieni 38 kHz z pilota. Impulsy te są odwracane na kolektorze T1 i podawane na wejście zegarowe pin 14 licznika dekadowego IC2.

Impulsy IR przychodzą na licznik dekadowy z tą samą częstotliwością (38 kHz), ale ze względu na obecność filtra RC (R2=150 k i C3=1 µF) na wejściu zegarowym pin 14 układu IC2, ciąg impulsów pojawia się jako pojedynczy impuls na liczniku. W ten sposób, przy naciśnięciu każdego klawisza, licznik przesuwa się tylko o jedną liczbę.

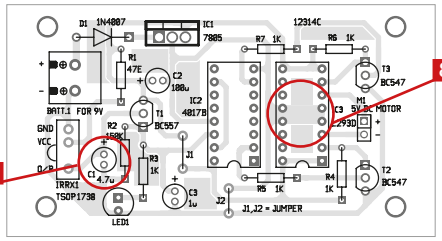


Rysunek 2. Schemat ideowy sterownika silnika prądu stałego

eprasa.pl f8592ac359



Rysunek 3. Mozaika ścieżek płytki drukowanej w rzeczywistych wymiarach



Rysunek 4. Rozmieszczenie elementów na płytce drukowanej

Wykaz elementów, kupuj w sklep.avt.pl (W-wa, ul. Leszczynowa 11, tel. +48222578451, handlowy@avt.pl):
Półprzewodniki:
IC1: 7805, stabilizator napięcia 5 V
IC2: licznik dekadowy 4017B
IC3: sterownik silnika L293D
D1: dioda prostownicza 1N4007
LED1: LED 5 mm
T1: tranzystor PNP BC557
T2, T3: tranzystor NPN BC547
IRRX1: odbiornik podczerwieni TSOP1738
Rezystory: (wszystkie 1/4-watowe, ±5% węglowe)
R1: 47 Ω
R2: 150 kΩ
R3...R7: 1 kΩ
Kondensatory:
C1 4,7 µF, 16 V elektrolityczny
C2 100 µF, 16 V elektrolityczny
C3 1 µF, 16 V elektrolityczny
Pozostałe:
BATT.1 bateria 9 V
M1 silnik 5 V/12 V DC
przewód/zworka
16-pinowe gniazdo układu scalonego
radiator dla IC1

Po zwolnieniu przycisku pilota kondensator C3 rozładowuje się przez rezystor R2 i linia zegarowa przyjmuje stan niski. Tak więc za każdym razem, gdy użytkownik naciska i zwalnia przycisk na pilocie, licznik otrzymuje pojedynczy impuls na swoim wejściu zegarowym i dioda LED1 błyska potwierdzając odebranie impulsu.

Podczas pracy może wystąpić pięć przypadków:

Przypadek 1. Po naciśnięciu przycisku pilota nadchodzi pierwszy impuls i wyjście O0 licznika dekadowego (IC2) przechodzi w stan wysoki, natomiast piny od O1 do O9 są w stanie niskim, co oznacza, że tranzystory T2 i T3 są w stanie odcięcia. Kolektory obu tranzystorów są podciągane do stanu wysokiego przez rezystory 1 kΩ (R4 i R6), dzięki czemu oba zaciski wejściowe IN1 i IN2 sterownika silnika L293D (IC3) mają poziom wysoki. Na tym etapie silnik jest w stanie wyłączonym.

Przypadek 2. Po ponownym naciśnięciu klawisza drugi impuls docierający do linii CLK zwiększa licznik o jeden. Czyli po nadejściu drugiego impulsu wyjście O1 układu IC2 przechodzi w stan wysoki, natomiast pozostałe wyjścia są w stanie niskim. Czyli tranzystor T2 przewodzi, a T3 jest odcięty. Oznacza to, że napięcie na kolektorze T2 jest niskie (IN1 układu IC3), a napięcie na kolektorze T3 staje się wysokie (IN2 układu IC3) i wejścia IN1 i IN2 sterownika silnika IC3 stają się odpowiednio 0 i 1. W tym stanie silnik obraca się w kierunku do przodu.

Przypadek 3. Po ponownym naciśnięciu przycisku, trzeci impuls docierający do linii CLK ponownie zwiększa licznik o jeden. Tak więc wyjście O2 układu IC2 przechodzi w stan wysoki. Ponieważ do pinu O2 nic nie jest podłączone, a piny wyjściowe O1 i O3 mają stan niski, więc oba tranzystory T2 i T3 przechodzą w stan odcięcia. Zaciski kolektora obu tranzystorów są podciągane do stanu wysokiego przez rezystory 1 kΩ R4 i R6, co oznacza, że zaciski wejściowe IN1 i IN2 układu IC3 stają się wysokie. Na tym etapie silnik jest ponownie w stanie wyłączonym.

Przypadek 4. Gdy klawisz zostanie wciśnięty jeszcze raz, czwarty impuls docierający do linii CLK zwiększa licznik o jeden po raz czwarty. Teraz wyjście O3 układu IC2 przechodzi w stan wysoki, a pozostałe wyjścia są niskie, więc tranzystor T3 przewodzi. Czyli napięcie na kolektorze T2 staje się wysokie (IN1 układu IC3), a napięcie na kolektorze T3 staje się niskie (IN2 układu IC3). Tak więc wejścia IN1 i IN2 układu IC3 są odpowiednio na poziomie 1 i 0. W tym stanie silnik obraca się w odwrotnym kierunku.

Przypadek 5. Gdy przycisk zostanie naciśnięty po raz piąty, piąty impuls docierający do linii CLK ponownie zwiększa licznik o jeden. Ponieważ O4 (styk 10 IC2) jest połączony z wejściowym stykiem Reset 15 IC2, naciśnięcie po raz piąty powoduje powrót licznika dekadowego do stanu początkowego przy wysokim stanie O0.

W ten sposób układ działa jako dwukierunkowy sterownik silnika, sterowany za pomocą pilota od telewizora, używając podczerwieni.

Tabela 1. Tabela prawdy sterownika silnika L293D

Przypadki	IN1	IN2	Status silnika
O0 – wysoki	1	1	Stan wyłączony
O1 – wysoki	0	1	Kierunek do przodu
O2 – wysoki	1	1	Stan wyłączony
O3 – wysoki	1	0	Kierunek odwrotny
Q4 – stan wysoki (Reset)	1	1	Stan wyłączony

Montaż i testowanie

Układ może być zmontowany na płytce Veroboard lub na płytce PCB, której mozaikę ścieżek pokazano w rzeczywistej skali na **rysunku 3**. Rozmieszczenie elementów na płytce drukowanej przedstawiono na **rysunku 4**.

Po zmontowaniu układu podłączamy baterię 9 V do BATT.1. Należy zapoznać się z tabelą prawdy (**tabela 1**) i wykonać czynności opisane w przypadkach od 1 do 5 powyżej.

Autor: **Pamarthi Kanakaraja**, źródło: EFY czerwiec 2021

Uwagi i poprawki

1 Plus kondensatora C1 powinien być podłączony do nóżki 2 układu TSOP1738, bo to jest filtr zasilania tego układu. Ten błąd jest również na płytce.

2 Pomiędzy wyjściem układu TSOP a bazą T1 musi być rezystor ograniczający prąd, bo wyjście tego układu jest typu otwarty kolektor i może przewodzić maksymalnie 5 mA

3 Włączenie obwodu LED i R3 równolegle do R2 i C3 degraduje stałą czasową filtru R2, C3, przez co układ może przeskakiwać funkcje przy pojedynczym naciśnięciu przycisku.

4 Układ nie ma zerowania przy włączeniu zasilania, więc silnik może wystartować bez polecenia z palca, co może spowodować szkody w konkretnym zastosowaniu tego układu.

5 Rezystory R5 i R7 w bazach tranzystorów T2, T3 powinny mieć większą wartość, np. 10 k, by nie obciążać nadmiernie wyjść układu 4017, a także baterii 9 V.

6 Nóżka 8 układ L293D to zasilanie wyjść a nie V_{ref}. Powinna ona być podłączona przed stabilizatorem, aby prąd silnika nie obciążał stabilizatora. W ogóle zasilanie układu z silnikiem z mało wydajnej baterii 9 V to rozwiązanie niefortunne.

7 Nóżka 16 to wejście napięcia referencyjnego dla wejść sterujących.

8 Wypełnienia miedzią w różnych miejscach PCB są zbędne. To proszenie się o kłopoty, szczególnie przy domowym wykonywaniu płytki (małe przerwy to możliwość zwarć). Wypełnienie miedzią pod IC3 jest niezbędne, bo służy jako radiator, ale powinno być ciągłe, a nie „poszatkowane". Prawidłowo wykonany radiator IC3 w postaci wypełnienia ma znaczenie dla osiągnięcia katalogowej obciążalności tego układu. W karcie katalogowej układu L293D jest dokładnie pokazane jak ma wyglądać radiator w postaci miedzi na płytce. Warto wnikliwie czytać kartę katalogową produktu.

9 Nośna 38 kHz nie wychodzi z odbiornika TSOP. Wychodzi tylko zdemodulowany przebieg prostokątny i to on jest filtrowany przez R2, C3.

eprasa.pl f8592ac359

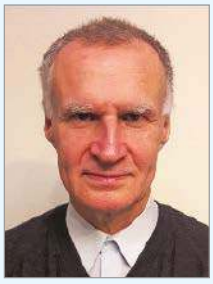
Uczmy się na cudzych błędach

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

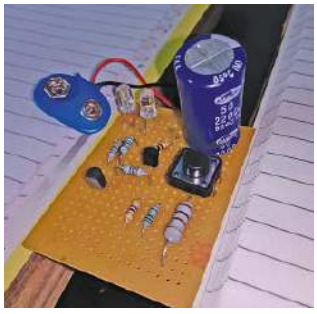


Mgr inż. elektronik – absolwent Wydziału Automatyki i Informatyki Politechniki Śląskiej z 1980 roku. Przez 25 lat prowadził serwis RTV. Mówi o sobie: „z elektroniką łączy mnie związek „z rozsądku”, moją pierwszą miłością była matematyka i fizyka”. Autor wielu artykułów publikowanych w EdW.

Automatyczny wyłącznik schodowy oświetlenia LED-owego

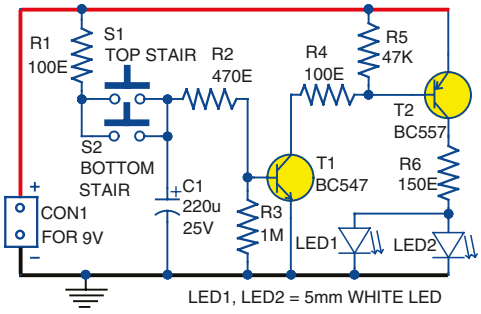
Przemierzanie schodów – obojętne, w górę czy w dół, ale nocą, może być trudnym i niebezpiecznym zadaniem, szczególnie dla dzieci i/lub osób starszych. Ten prosty układ oświetli drogę, choć jedynie dwoma diodami LED – to zwykle wystarczy. Światła nie trzeba gasić, zgaśnie samo po kilku minutach. A LED-y można włączyć niezależnie w którym kierunku, w górę lub w dół przyjdzie nam schody nocą przemierzać.

Działanie układu



Trudno o prostszy schemat pośród układów elektronicznych. Pokazuje go **rysunek 1**. Zawiera on jedynie dwa tranzystory. NPN BC547 (tranzystor T1) oraz komplementarny do niego (PNP T2) – BC557. Ponadto, mamy tu jedynie dwie 5-cio milimetrowe białe diody LED (będące elementami wykonawczymi) i jedynie kilka biernych elementów. Naciśnięcie niestabilnego przycisku S1 lub S2 (ulokowane na dole i na piętrze schodów) skutkuje naładowaniem kondensatora C1 do napięcia bliskiego zasilania. Prąd ogranicza rezystor R1, lecz jego wartość w iloczynie z C1 skutkuje stałą czasową na poziomie kilkudziesięciu milisekund, zatem naciśnięcie jednego ze switch-y może być faktycznie chwilowe.

Naładowany C1 jest źródłem prądu bazy tranzystora T1, który zostaje włączony. W rezultacie T2 także wejdzie w stan nasycenia i diody LED1 i LED2 zaświecą. Prąd diod LED wyznacza rezystor R6 oraz wartość napięcia zasilania. Diody świecą tak długo, dopóki oba tranzystory pozostają włączone, a czas ten podtrzymywany jest jedynie ładunkiem kondensatora C1. Kondensator ten jest rozładowywany od momentu rozłączenia switch-a S1 lub S2. Prąd rozładowania C1 wyznacza obwód z rezystorami R2, R3 i baza-emiter tranzystora T1. Gdy napięcie na C1 obniży się poniżej progu pozwalającego na nasycenie T1 i T2, obwód ten zostaje wyłączony i diody LED zgasną. W układzie pokazanym na rysunku 1 brak jakiegokolwiek obwodu przyśpieszającego wyłączanie. Gaśnięcie diod będzie „miękkie”, co w tym przypadku jest efektem pożądanym. Chcąc wydłużyć czas świecenia diod, należy zwiększyć pojemność kondensatora C1 i/lub wartość R3 1.



Rysunek 1. Schemat automatycznego wyłącznika schodowego

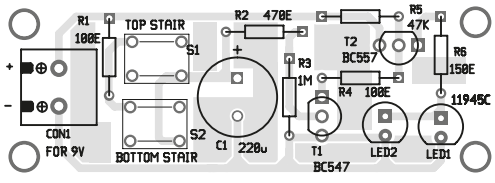
Na schemacie widzimy dwa równolegle połączone switche S1 i S2. Tworzy to funkcję sumy logicznej (OR). Przyciski te należy umieścić od strony wejścia i zejścia ze schodów, aby oświetlenie można było włączyć z każdej strony. Układ pokazany na zamieszczonym schemacie zasilany jest napięciem 9 V z baterii lub zasilacza wtyczkowego. Drobna korekta wartości elementów pozwoli na zasilanie dwunasto- lub pięciowoltowe.



Rysunek 2. Projekt płytki drukowanej PCB

Konstrukcja mechaniczna i przetestowanie działania układu

Układ próbny najlepiej zmontować na płytce uniwersalnej, a jedynymi elementami, które należy dobrać eksperymentalnie jest kondensator C1 i rezystor R3. Elementy te należy dobrać zgodnie z oczekiwanym czasem świecenia diod. Następnie układ należy zmontować na płytce PCB, w czym pomocny może być przykładowy



Rysunek 3. Schemat montażowy rozmieszczenia elementów

eprasa.pl f8592ac359

projekt druku pokazany na **rysunku 2**. **Rysunek 3** pokazuje schemat montażowy rozmieszczenia elementów. Do wielkości płytki należy dobrać obudowę, z której trzeba wyprowadzić przewody dla diod LED1, LED2 oraz przycisków S1 i S2. W przypadku zasilania bateryjnego, dziewięciowoltową bateryjkę możemy umieścić wewnątrz tej obudowy. W przypadku zasilania z adaptera DC, trzeba też wyprowadzić przewody do konektora CON1.

Po zamontowaniu switch-y S1 i S2 naciśnij jeden z nich. Diody LED1 i LED2 oświetlą schody zgodnie z miejscem ich montażu. Oświetlenie to zgaśnie po ustalonym czasie bez żadnej ingerencji. Autor przetestował, że timer można wydłużyć do 7,5 minuty montując kondensator C1 o pojemności 2200 µF. W modelu zastosowano LED-y małej mocy. Chcąc wykorzystać większej mocy paski ledowe, należałoby jedynie wymienić tranzystor T2 (tu BC557) na tranzystor mocy o większym prądzie kolektora.

Autor: **Nikhil Shah**, źródło: EFY czerwiec 2020

Wykaz elementów, kupuj w sklep.avt.pl (W-wa, ul. Leszczynowa 11, tel. +48222578451, handlowy@avt.pl):
Półprzewodniki:
T1: BC547 tranzystor npn
T2: BC557 tranzystor pnp
LED1, LED2: białe diody LED ∅=5 mm
Rezystory: (wszystkie 0,25 W 5%)
R1, R4: 100 Ω
R2: 470 Ω
R3: 1 MΩ
R5: 47 kΩ
R6: 150 Ω
Kondensatory:
C1: elektrolityczny 220 µF/25 V
Inne:
CON1: złącze 2-pinowe
S1, S2: przyciski niestabilne (typu NO)
Adapter DC 9 V

Uwagi i poprawki

1 Układ jest bardzo prosty. Ale wątpliwe, aby działał poprawnie. Iloczyn C1 i R3 to 220 sekund, czyli prawie 4 minuty. To miej więcej tyle, jakiego czasu opóźnienia oczekujemy. Ale tu, stałej czasowej nie wyznacza C1 z R3, ale praktycznie C1 z R2. R2 jest o 3 rzędy wielkości mniejszy i stała czasowa jest na poziomie milisekund. Po uruchomieniu tego timera, T1 wejdzie w głębokie nasycenie i szybko rozładuje C1 do poziomu napięcia złączowego baza-emiter tego tranzystora. Od tego momentu diody jeszcze chwilę poświecą, ale faktycznie tylko krótką chwilę, gdyż interesujący nas czas to krótki odcinek na stałej czasowej C1–R3. Chcąc wydłużyć „delay time" autor sugeruje manipulację wartością kondensatora C1. Jest to niewątpliwie słuszne, ale R2 i R3 są tu problematyczne.

Każdy, nawet tak prosty układ wymaga uruchamiania. Należy wierzyć, że autor go sprawdził. Jeśli tolerancja odliczanego czasu może być duża, zastosowanie tak prostego obwodu wydaje się być uzasadnione. Mimo to, budzi on wątpliwości. Można je usunąć wstawiając w miejsce T1 tranzystor polowy np. 2N7000 lub 2N7002. Upierając się przy bipolarnym, dobrze aby był to tranzystor o bardzo dużym wzmocnieniu prądowym h21. Można tu wstawić darlingtona lub dwa tranzystorki w układzie Darlingtona. Ale modyfikacja taka może być też nie wystarczająca. Napięcie progowe dwu złącz pn (baza-emiter) nadal szybko rozładuje C1, i znów pozostanie do dyspozycji krótki odcinek na stałej czasowej. Wadę tę można usunąć wykorzystując sterowanie prądowe. Należałoby zatem zdecydowanie zwiększyć rezystancję R2, a R3 może zupełnie usunąć. Wtedy stała czasowa iloczynu C1 z R2 będzie decydująca, a duże β T1 w iloczynie z h21 tranzystora T2 pozwoli, aby zastosować R2 na poziomie megaomów i aby C1 nie musiał być bardzo dużej pojemności. Przy sterowaniu prądowym (choć może to „szumnie brzmieć" w tak prostym przypadku) T1 będzie przez większość odmierzanego czasu nasycony. Będzie zmieniała się głębokość jego nasycenia, a spadek impedancji widzianej z bazy nie stanowi problemu. Czy warto tak prosty obwód dokładnie przeliczyć? Są dwie drogi. Ta, lub eksperymenty na stole warsztatowym.

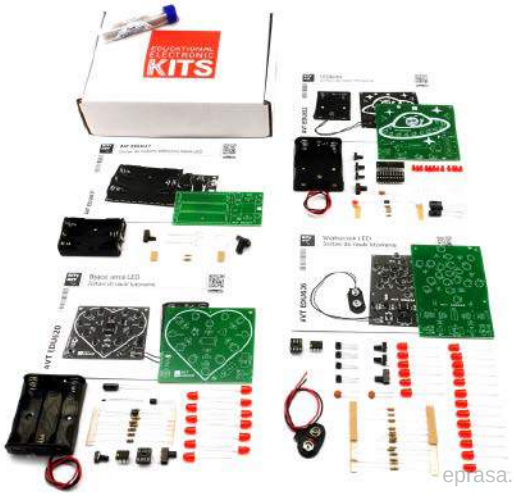
Warto zauważyć, iż problem, który tu powstaje ma swoje źródło w charakterystyce złącza diodowego baza-emiter T1 spolaryzowanego w kierunku przewodzenia. Charakterystyka tranzystora w układzie Darlingtona, generalnie nie usuwa powstałej niedogodności, która staje się nieobecna dopiero w przypadku tranzystora polowego.

W zaproponowanym układzie, wątpliwości budzi też łączenie równoległe diod LED. Może przydałyby się choć niewielkie szeregowe rezystory „wyrównujące"?

2 Jako ciekawostkę dodajmy jeszcze jedno. Od dawien dawna stosowano tego rodzaju timery na klatkach schodowych w mieszkalnych blokach kilkupiętrowych. Na ogół, zanim zdążyło się wejść na ostatnie piętro, światło gasło. Ponieważ wymagany czas był na poziomie minut, trudno było taki timer wykonać w pełni na drodze elektronicznej. I były to układy mechaniczne! Silniczek, przekładnia ślimakowa i jakaś krzywka włączająca styki. Wydaje się, że ekspansja elektroniki trwa już od dawien dawna. Ale, czy tak zamierzchłe są czasy gdy po naszych drogach jeździły małe i duże Fiaty. Tam nawet migacze kierunkowskazów były wykonane na bimetalu, a tranzystor można było znaleźć co najwyżej w radiu samochodowym. Niech ta historyczna wzmianka będzie pocieszeniem dla młodych Czytelników! Ale starsi na pewno powiedzą: przecież to było tak niedawno. A teraz wszystko jest coraz prostsze, tańsze i ... – nic się nie opłaca!

REKLAMA

AVT kits



AVTEDU4PAKIET
– 95,00 zł

AVTEDU4PAKIET – to zestaw 4 kitów DIY do nauki lutowania:
- AVTEDU620 – Bijące serce LED
- AVTEDU626 – Wiatraczek LED
- AVTEDU627 – Zestaw do budowy podręcznej latarki LED
- AVTEDU632 – UFOledek

sklep.avt.pl / Allegro Sklep-AVT lub 03-197 Warszawa, ul. Leszczynowa 11

eprasa.pl f8592ac359

Projekt sterownika klawiatury matrycowej dla mikrokontrolerów wykorzystujący przerwania

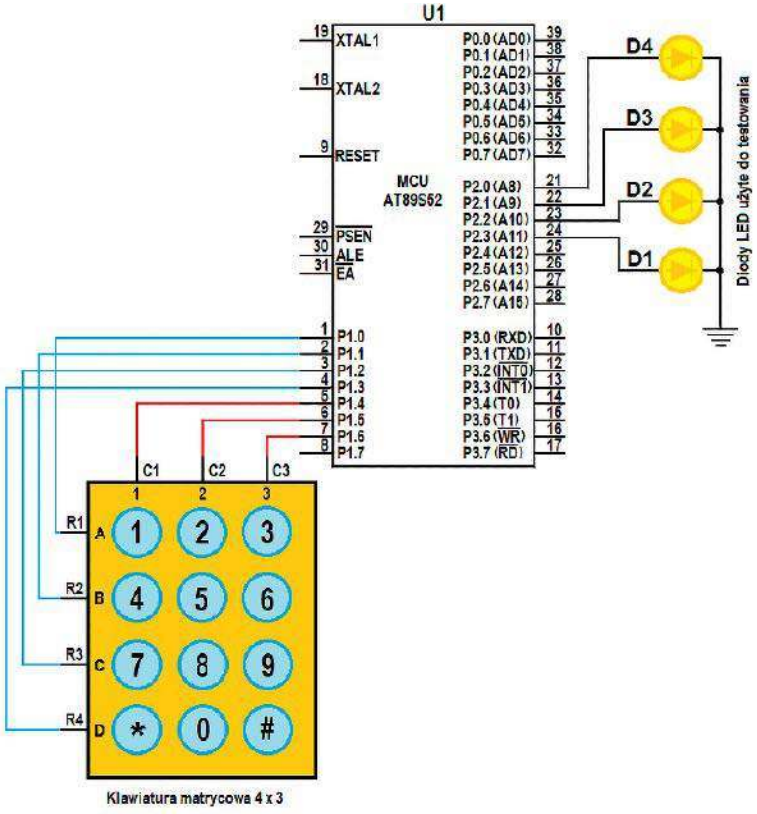


W projekcie systemu wbudowanego, gdzie przewidziano blok mikrokontrolera sterującego, istnienie interfejsu użytkownika (IU) jest wymaganiem powszechnym i nieuniknionym. Prostym rozwiązaniem takiego interfejsu jest zastosowanie monochromatycznego wyświetlacza LCD jako urządzenia wyjściowego oraz klawiatury matrycowej przyjmującej dane od użytkownika. W praktyce, większość takich projektów wykorzystuje wyświetlacz tekstowy LCD 2×16 znaków, zgodny z kodem ASCII, np. JHD162A lub podobny oraz klawiatury matrycowe 4×4 lub 4×3.

Tutaj zaczniemy od opracowania procedur obsługi klawiatury matrycowej, zwykle pisanych w języku C dla systemów wbudowanych (dalej określonego w skrócie jako język C). Do projektu użyjemy ośmiobitowego mikrokontrolera AT89S52 (program zadziała równie dobrze z każdym innym MCU rodziny C51), który jest łatwo dostępny i którego architektura jest znana wielu z nas.

Najpierw zaimplementujemy sterownik urządzenia do skanowania klawiszy, działający w trybie odpytywania i zobaczymy jak go wstępnie przetestować bez użycia wyświetlacza ciekłokrystalicznego (LCD).

Następnie zbadamy aspekty konwersji tego sterownika do wersji wykorzystującej zewnętrzne asynchroniczne przerwanie mikrokontrolera, w tym przypadku INT0 i przedstawimy szczegóły jego implementacji w języku C oraz testowania go w symulatorze programowym. Zaleca się przeprowadzanie dalszych czynności w środowisku IDE µVision, w wersji 5, firmy Keil z kompilatorem skrośnym C51 (obsługującym starszą rodzinę mikrokontrolerów C51), zainstalowanym na komputerze PC z systemem Windows 10 wraz z oprogramowaniem symulacyjnym, takim jak Proteus 7.7 lub nowszy, w celu weryfikacji stworzonego kodu.



Rysunek 1. Schemat układu testowego podłączenia klawiatury i sprawdzania jej sterownika

Red. EdW: Do symulacji wymagana jest pełna wersja oprogramowania Proteus. Bezpłatna wersja demonstracyjna pozwala tylko na symulację projektów dołączonych do niej i nie umożliwia zapisu własnych projektów. Pokazane schematy są wystarczające dla symulatora Proteus ale nie do realizacji rzeczywistego układu z mikrokontrolerem.

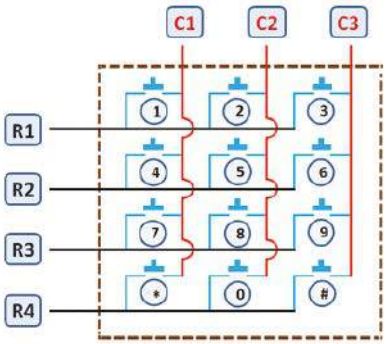
Projekt składa się z czterech części, w których program źródłowy (plik 'App.C') każdej z nich (Projekt1 do Projekt4), jest napisany w języku C dla systemów wbudowanych. Kod szesnastkowy wygenerowany przez IDE µVision służy do symulacji i weryfikacji projektu za pomocą oprogramowania Proteus.

Zanim zagłębimy się w szczegóły techniczne, musimy poznać najpierw uzasadnienie potrzeby konwersji z trybu odpytywania na przerwaniowy.

Ponieważ większość projektów wbudowanych używa standardowego sterownika z pętlą odpytywania dla klawiatury, to potrzeba konwersji pojawia się w następujących przypadkach:

1. Kiedy oczekuje się, że MCU ma obsługiwać przesył danych przez port szeregowy (zwykle UART) w celu obsługi sieci.

Rozważmy przykład obsługi przesyłu danych poleceń AT terminala GSM w postaci SMS-ów. Gdy MCU jest zajęty obsługą tego ruchu wraz



Rysunek 2. Typowy schemat układu klawiatury macierzowej 4×3

eprasa.pl f8592ac359

```
1. unsigned char KeyScan(void)
2. {
3.              R1=R2=R3=R4=0;
4.              C1=C2=C3=1;
5.              while (1)
6.              {
7.               MSDelay(20); //This delay is used to avoid key debouncing.
8.  if((C1==0)|C2==0|C3==0))          //Is there any key is pressed?
9.              {
10.              R1=0; R2=R3=R4=1;
11.              if(C1==0)  return '1';     //ASCII('1')=0x31 in Hex.
12.              if(C2==0)  return '2';
13.              if(C3==0)  return '3';
14.
15.              R2=0;R1=R3=R4=1;
16.              if(C1==0)  return '4';
17.              if(C2==0)  return '5';
18.              if(C3==0)  return '6';
19.
20.              R3=0;R1=R2=R4=1;
21.              if(C1==0)  return '7';
22.              if(C2==0)  return '8';
23.              if(C3==0)  return '9';
24.
25.              R4=0;R1=R2=R3=1;
26.              if(C1==0)  return '*';
27.              if(C2==0)  return '0';
28.              if(C3==0)  return '#';
29.              }
30.             }
31. }
```

Rysunek 3. Program obsługi klawiatury z użyciem metody odpytywania, w języku C

z potwierdzaniem, a użytkownik naciśnie dowolny klawisz usiłując zwrócić na siebie uwagę procesora, to tradycyjny sterownik z odpytywaniem w pętli może nie zauważyć takiej akcji użytkownika. Powoduje to poważny problem, gdy użytkownik próbuje wpisywać dane, a mikrokontroler jest w tym czasie zalewany danymi przez interfejs sieciowy (w tym przypadku szeregowy). Dane z klawiatury mogą zostać przeoczone lub zniekształcone.

2. Jeśli MCU jest zajęty przetwarzaniem, przy pomocy przetwornika A/C, danych z czujnika, a użytkownik zgłasza potrzebę przyjęcia danych z urządzenia wejściowego, tu klawiatury.

Również w tym przypadku działanie użytkownika pozostanie bez odpowiedzi, ponieważ procesor jest już zajęty zadaniem sensorycznym.

Sterownik klawiatury 4×3 w trybie odpytywania i jego walidacja dla MCU C51

Rozważmy klawiaturę macierzową 4×3, z czterema rzędami i trzema kolumnami, podłączoną do portu P1 mikrokontrolera AT89S52, tak jak pokazano na **rysunku 1**. Badanie przeprowadzono w oprogramowaniu symulacyjnym Proteus.

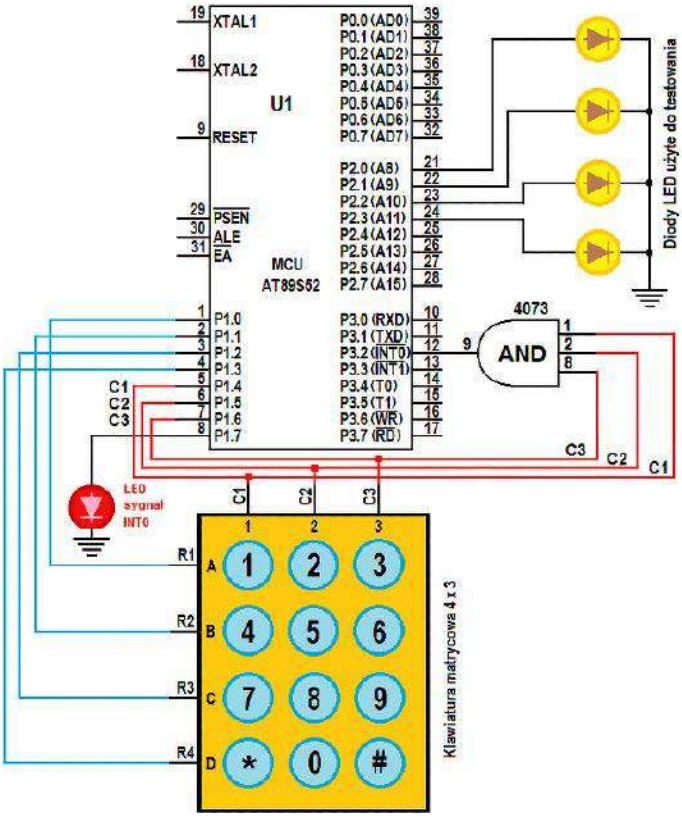
Cztery diody LED (D4 do D1) są używane jako pomoc w testowaniu i są podłączone do linii 0 do 3 portu P2. Typowy schemat połączeń wewnętrznych układu klawiatury 4×3 pokazano na **rysunku 2**.

Algorytm skanowania kluczy w pętli odpytywania jest bardzo prosty i łatwy do zrozumienia. Pokazano go w krokach od 1 do 7, podanych obok.

Implementacja tej pierwszej części, (Projekt 1) w postaci funkcji w języku C, jest pokazana na **rysunku 3**. Po naciśnięciu dowolnego klawisza, jest on identyfikowany i funkcja zwraca odpowiadający mu kod ASCII. Stąd, przy badaniu układu przedstawionego na rysunku 1, do identyfikacji wciśniętego klawisza, wystarczy znać tylko stan młodszego półbajtu i wyświetlić go na diodach LED.

Na przykład, jeśli użytkownik naciśnie klawisz „1”, to funkcja zwróci kod ASCII cyfry „1” czyli szesnastkowo 0x31, a binarnie 0110 0001, a na diodach D4 do D1 zostanie wyświetlony stan czterech młodszych bitów (0001). W ten sam sposób można przetestować wszystkie klawisze manipulatora obserwując ich równoważne odpowiedniki binarne na diodach LED. Gwiazdce odpowiada stan diod = ‘1010’.

(Red. EdW: Zestaw użytych znaków nie daje rozróżnialnej reprezentacji na czterech młodszych bitach dla klawiszy ‘3’ (kod 0x33) i ‘#’ (kod ASCII = 0x23), które mają tam tę samą ich kombinację. Proponujemy dla wersji Projekt1 i klawisza ‘#” zwracać w programie kod znaku ‘+’, który ma kod 0x2B co wyświetli na diodach D4 do D1 kombinację ‘1011’.)



Rysunek 4. Schemat obwodu klawiatury z użyciem przerwań

```
Algorytm dekodowania klawiatury
Krok 1:
Skonfiguruj linie portu P1
Podłączone do kolumn ustaw na 1.
Podłączone do wierszy ustaw na 0.

Krok 2: (Początek pętli)
Czekaj na zmianę stanu na liniach
kolumn.
(Wciśnięcie klawisza ustawia 0
w jego kolumnie.

Krok 3:
Czy jest jakaś zmiana na liniach C1
do C3?

Jeśli tak, to przejdź do kroku 4

Jeżeli nie, to wróć do kroku 2

Krok 4:
Ustaw R1=0,a R2=R3=R4=1
i sprawdzaj:

Jeśli C1=0, to zakończ z kodem ‘1’
Jeśli C2=0, to zakończ z kodem ‘2’
Jeśli C3=0, to zakończ z kodem ‘3’

Krok 5:
Ustaw R2=0, R1=R3=R4=1 i sprawdzaj:

Jeśli C1=0, to zakończ z kodem ‘4’
Jeśli C2=0, to zakończ z kodem ‘5’
Jeśli C3=0, to zakończ z kodem ‘6’

Krok 6:
Ustaw R3=0, a R1=R2=R4=1
i sprawdzaj:

Jeśli C1=0, to zakończ z kodem ‘7’
Jeśli C2=0, to zakończ z kodem ‘8’
Jeśli C3=0, to zakończ z kodem ‘9’

Krok 7:
Ustaw R4=0, a R1=R2=R3=1
i sprawdzaj:

Jeśli C1=0, to zakończ z kodem ‘*’
Jeśli C2=0, to zakończ z kodem ‘0’
Jeśli C3=0, to zakończ z kodem ‘#’

Wróć do kroku 2
```


eprasa.pl f8592ac359

Przyjrzyjmy się teraz drugiemu podejściu do problemu odczytu klawiatury. Dokonamy konwersji powyższego sterownika z odpytywaniem na wersję wykorzystującą zewnętrzne przerwanie procesora i zademonstrujemy proces przełączania kontekstu z aplikacji do procedury obsługi przerwań (ISR) i odwrotnie.

Schemat obwodu klawiatury z użyciem przerwań

W mikrokontrolerze AT89S52 istnieją dwa wejścia przerwań zewnętrznych oznaczone: /INT0 i /INT1 (znak/przed nazwą informuje, że przerwanie jest wywoływane stanem niskim lub zboczem opadającym), które są dostępne jako alternatywne funkcje linii P3.2 i P3.3. Z tych dwóch użyjemy wejścia /INT0, czyli końcówki P3.2.

Do wykrycia zmian stanów logicznych na liniach kolumn użyjemy trójwejściowej bramki AND z układu CMOS 4073. Wejścia bramki podłączamy do linii kolumn klawiatury, a wyjście do końcówki /INT0 procesora, tak jak to pokazano na **rysunku 4**.

Implementacja sterownika opartego na przerwaniach

W tym układzie każde wciśnięcie klawisza wykona dwie czynności: ustawi stan 0 na odpowiedniej linii kolumn klawiatury oraz ustawi stan 0 na wyjściu bramki AND, co zasygnalizuje procesorowi konieczność oderwania się od wykonywanych zadań i obsłużenia przerwania INT0.

Aby procesor zareagował na to żądanie musimy odblokować system przerwań w procesorze ustawiając odpowiednio zawartość rejestru IE (**I**nterrupts **E**nable – zezwolenie na przerwania).

Red. EdW: W tym przypadku należy ustawić bit 0 odblokowujący przerwanie z wejścia INT0 oraz bit 7 odblokowujący globalnie system przerwań. Uzyskujemy to wpisując do rejestru IE wartość 0x81 (1000 0001b).

Ponadto musimy ustawić bit 0 w rejestrze TCON ustawiający przerwanie jako wywoływane zboczem opadającym.

Podstawowa postać kodu dla Projektu 3 jest pokazana na **rysunku 5**. Kod funkcji obsługi przerwania od klawiatury (Keypad_ISR) pokazano na **rysunku 6**.

```
1. static unsigned char Key;
2. void main(void)
3.  {
4.              int i=0;
5.              P2=0;
6.              R1=R2=R3=R4=0;
7.              C1=C2=C3=1;
8.              IE = 0x81; //Enable INT0 interrupt.
9.              TCON = 0x01; //Edge-triggered interrupt
10. Key=0;
11.             while(1); //Actual Application can be implemented here.
12. }
```

Rysunek 5. Procedura inicjalizacji w kodzie głównym dla wersji z przerwaniami

Niektóre bardzo ważne uwagi dotyczące kodu obsługi przerwania, to:

1. Przerwanie musi być skonfigurowane jako wyzwalane zboczem opadającym. W AT89S52 osiąga się to poprzez ustawienie odpowiedniego bitu w rejestrze TCON. W przeciwnym razie, nawet dla pojedynczego naciśnięcia przerwanie będzie wywoływane przez cały czas wciśnięcia klawisza tak, jakby miało miejsce wiele zdarzeń od klawiatury.
2. Ponieważ funkcja obsługi przerwań nie może zwracać żadnej wartości, to posługujemy się pojęciem globalnego zasobu współdzielonego, którym w naszym przypadku będzie zmienna globalna **„Key”**. Zauważ, że jest ona dostępna nie tylko w programie głównym, ale także w procedurze obsługi przerwania (ISR).
3. W podanym rozwiązaniu, do sygnalizacji wywołania przerwania INT0 dodano dodatkową diodę LED podłączoną do nieużywanej linii **P1.7** procesora AT89S52. Przy każdym wywołaniu przerwania od klawiatury stan tej linii jest zmieniany na przeciwny. Na czas obsługi przerwania program główny jest zawieszany. Proces ten nazywa się przełączaniem kontekstu sprzętowego. Zauważ, że w tym czasie będzie też używany stos systemowy. (Bank1 w pamięci RAM)
4. Faktyczna identyfikacja wciśniętego klawisza następuje w funkcji obsługi przerwania, a odpowiadający mu kod ASCII zostaje zapisany do zmiennej globalnej **„Key”**. Następnie procedura obsługi jest kończona i następuje powrót do programu głównego.
5. Program główny jest kontynuowany od miejsca, w którym został przerwany przez INT0. Stan rejestrów procesora z momentu przerwania jest odtwarzany ze stosu przez procedurę ISR.
6. Pseudokod pokazany na **rysunku 7**, to propozycja rozwiązania wykrywania naciśnięcia klawisza przez program główny, w celu użycia tego zdarzenia do sterowania działaniem aplikacji.
7. Innym ważnym wnioskiem jest to, że nie będzie problemu z odbiciami styków klawiszy, w przeciwieństwie do klawiatury z odpytywaną pętlą. Dzięki temu celowe opóźnienie każdego kolejnego naciśnięcia klawisza nie jest konieczne. Red. EdW: Stwierdzenie zawarte w punkcie 7 jest nieuzasadnione ponieważ przy dużej szybkości procesora drgania styku przycisku mogą zostać uznane za wielokrotne wciśnięcie klawisza, co może powodować błędne działanie programu głównego lub problemy w jego obsłudze, np. z wprowadzeniem pojedynczej cyfry. Zastosowanie przerwania zapewnia tylko wykrycie każdego wciśnięcia klawisza, ale nie rozwiązuje problemu odbić styków. W tym przypadku po wykryciu wciśnięcia klawisza, przerwanie INT0 powinno zostać zablokowane

```
1. void Keypad_ISR(void) interrupt 0
2. {
3.    ISR_LED=~ISR_LED;//LED used for testing ISR
4.    R1=0;R2=R3=R4=1;
5.    if(C1==0)
6.    {
7.            Key='1';
8.            return;
9.    }
10.           else if(C2==0)
11.           {
12.                   Key='2';
13.                   return;
14.           }
15.           else if(C3==0)
16.           {
17.                   Key='3';
18.                   return;
19.           }
20.
21.           R2=0;R1=R3=R4=1;
22.           if(C1==0)
23.           {
24.                   Key='4';
25.                   return;
26.           }
27.           else if(C2==0)
28.           {
29.                   Key='5';
30.                   return;
31.           }
32.           else if(C3==0)
33.           {
34.                   Key='6';
35.                   return;
36.           }
37.
38.           R3=0;R1=R2=R4=1;
39.
40.           if(C1==0)
41.           {
42.                   Key='7';
43.                   return;
44.           }
45.           else if(C2==0)
46.           {
47.                   Key='8';
48.                   return;
49.           }
50.           else if(C3==0)
51.           {
52.                   Key='9';
53.                   return;
54.           }
55.
56.           R4=0;R1=R2=R3=1;
57.           if(C1==0)
58.           {
59.                   Key='*';
60.                   return;
61.           }
62.           else if(C2==0)
63.           {
64.                   Key='0';
65.                   return;
66.           }
67.           else if(C3==0)
68.           {
69.                   Key='#';
70.                   return;
71.           }
72. }
```

Rysunek 6. Funkcja obsługi przerwania od klawiatury dla procesora AT89S52

eprasa.pl f8592ac359

Kod źródłowy tego projektu jest dostępny do pobrania ze strony https://bit.ly/3VqyzjY

```
1.  do
2.  {
3.              Key=0;
4.              R1=R2=R3=R4=0;
5.              while(Key==0);
6.  }while(Key!='#');
```

Rysunek 7. Pseudokod wykrycia wciśnięcia klawisza w programie głównym

na czas potrzebny do uspokojenia się styków czyli jakieś 20...25 milisekund. Realizację opóźnienia należy zrealizować w programie głównym by opóźnienie w procedurze obsługi przerwania nie blokowało go ani innych przerwań obsługujących np. transmisję danych czy czujniki.

Zjawisko może być nieobserwowalne w symulatorze, który raczej nie symuluje takich niuansów jak drgania styków klawiszy w wirtualnej klawiaturze.

Dzięki użyciu sterownika klawiatury opartego na przerwaniach, można uzyskać odpowiedź interfejsu użytkownika w czasie rzeczywistym bez użycia w układzie mikroprocesorowym systemu operacyjnego czasu rzeczywistego (RTOS). Dzieje się tak, ponieważ przerwania są obsługiwane sprzętowo i działają niezależnie od tego co robi w danej chwili aplikacja, zwracając uwagę procesora na wybrane zdarzenia zewnętrzne. W rezultacie, jeśli projekt wykorzystuje ten rodzaj interfejsu użytkownika, to oprócz uzyskania odpowiedzi za każdym razem, zostaje też znacznie zmniejszone zapotrzebowanie na ilość pamięci tak Flash, jak i RAM).

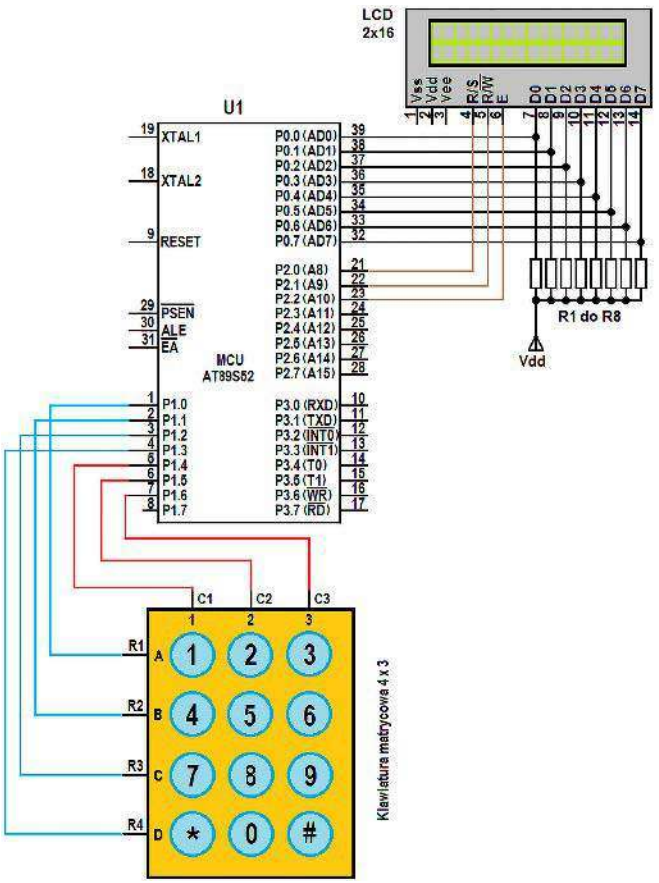
Po pobraniu programów źródłowych ze strony EFY (**source.efymag.com**), możemy zacząć testować ich działanie.

Według schematu nr 8 i Projektu 2 testujemy przykładową aplikację z odpytywaniem klawiatury, symulującą dostęp na hasło, z czterocyfrowym numerem identyfikacyjnym (ID) oraz hasłem '1982'.

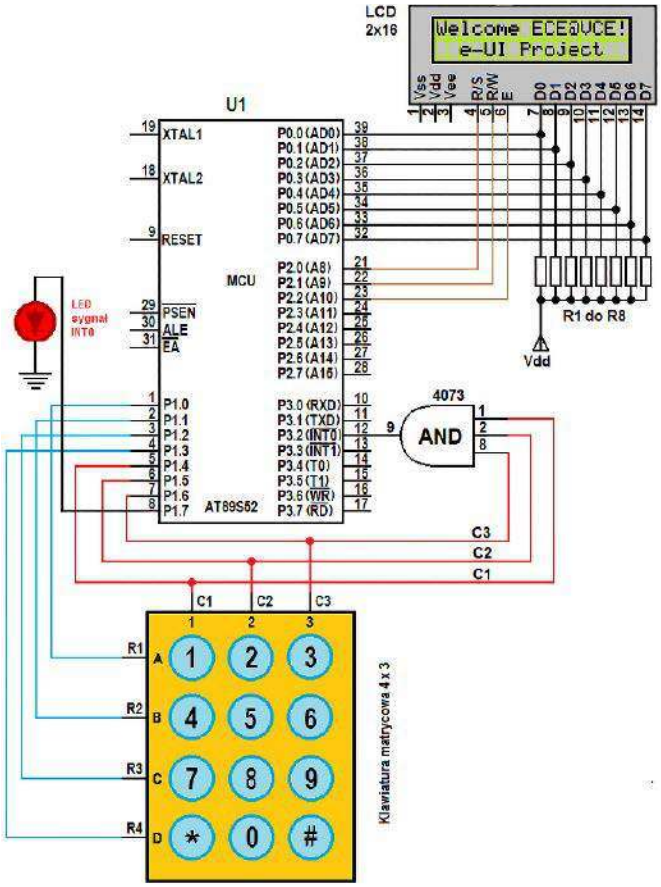
Obsługę klawiatury z użyciem przerwań testujemy wg schematu nr 4 i Projektu 3. Na końcu, tę samą aplikację testujemy w wersji z wyświetlaczem LCD wg schematu 9 i Projektu 4. ■

N. Abid Ali Khan

Ten artykuł był wcześniej opublikowany na łamach „EFY", marzec 2022 (efymag.com)



Rysunek 8. Projekt interfejsu użytkownika z klawiaturą 4×3, z wykorzystaniem przerwań i wyświetlaczem LCD (8-bitowym)



Rysunek 9. Projekt interfejsu użytkownika z klawiaturą 4×3 ową, z wykorzystaniem przerwań, z wyświetlaczem LCD i diodą LED sygnalizującą obsługę przerwania

REKLAMA

Świat projektantów i programistów dla elektroniki w nowej odsłonie. Odwiedź wiecznie młody

ELPORTAL.pl

eprasa.pl f8592ac359

Dwudziestodiodowy migacz z wykorzystaniem Arduino Nano



Przedstawiony tutaj układ pozwala losowo sterować dwudziestoma diodami LED. Różne migacze i sekwencery są używane w celach sterowania oświetleniem LED, dla uzyskania ciekawych kolorystycznych efektów dekoracyjnych poprzez zaświecanie źródeł światła w sposób losowy lub sekwencyjny. Opisany sterownik pozwala na losowe zapalenie dwudziestu diod LED, z możliwością regulacji częstości migotania.

Układ i jego działanie

Schemat układu migacza wykorzystującego Arduino pokazano na **rysunku 1**. Układ jest zbudowany z użyciem płytki Nano (Board1), dwudziestu różnokolorowych diod (LED1 do LED20) oraz kilku innych elementów.

Arduino jest zaprogramowane w taki sposób, że w danym momencie świeci tylko jedna dioda. Program generuje liczbę losową oznaczającą numer diody LED do zaświecenia, podłączonej do wyjścia Arduino Nano o tym samym numerze. Czas opóźnienia pomiędzy kolejnymi zapalanymi diodami LED jest regulowany za pomocą potencjometru VR1, którego wyjście podłączono do jednego z wejść analogowych płytki (A7). W ten sposób wszystkie diody LED migają w sposób losowy, po jednej w danym momencie. Układ działa w sposób ciągły do odłączenia zasilania.

Arduino Nano. Arduino Nano to kompaktowy i pasujący do płytki stykowej moduł oparty na mikrokontrolerze Atmega328 (MCU). Ma podobną funkcjonalność jak Arduino Uno, ale jest dostępny w innej, mniejszej wersji konstrukcyjnej. Wymiary płytki Arduino Nano to 43 mm × 18 mm. Ma ona czternaście cyfrowych wejść/wyjść (z czego sześć to końcówki posiadające możliwość modulacji szerokości impulsu – PWM) oraz osiem wejść analogowych. Mikroprocesor jest taktowany z częstotliwością 16 MHz i posiada 32 kB pamięci programu (Flash). Do podłączenia do komputera wykorzystuje kabel mini USB zamiast standardowego USB używanego w wersji UNO.

W przeciwieństwie do Arduino Uno, wersja Nano nie posiada gniazda zasilania DC.

Oprogramowanie do migacza napisane jest w języku C. Płytkę Nano programujemy za pomocą Arduino IDE. Po jego uruchomieniu wybierz odpowiednią płytkę z menu Narzędzia → Płytka → Arduino Nano, następnie wybierz port szeregowy w menu: Narzędzia → Port → COMx (x numer portu) i wgraj skompilowany program (Flasher.ino) przez port USB w komputerze.

Red. W programie użyto nietypowych bezpośrednich odwołań do portów procesora dla szybkiego ustawienia ich jako wyjścia, przykładowo:

```
DDRD = 0xFF – ustawia wszystkie linie portu D jako wyjścia, co jest równoważne sekwencji poleceń:
pinMode(D0, OUTPUT);
...
pinMode(D7, OUTPUT);
```

oraz do szybkiego ustawiania stanu portów, przykładowo:

```
PORTD=0x00 – ustawia wszystkie linie portu D w stan niski co odpowada sekwencji poleceń:
digitalWrite(D0, LOW);
...
digitalWrite(D7, LOW);
```

Polecenia bezpośrednio sterujące portami są dużo szybsze (wykonywane są w pojedynczych taktach procesora) niż polecenia **pinMode** czy **digitalWrite**, ale w pewnych przypadkach mogą zakłócać działanie reszty programu jeżeli wykorzystywane są drugorzędne funkcje danych końcówek modułu Arduino. Bezpośrednie odwołanie do rejestru kierunku portu DDRx może zmienić skutek uprzednio użytej funkcji **pinMode** dla linii portu x.

Wykaz elementów, kupuj w sklep.avt.pl (W-wa, ul. Leszczynowa 11, tel. +48222578451, handlowy@avt.pl):

Półprzewodniki:
Płytka1: moduł Arduino Nano
LED1...LED20: diody LED o średnicy 5 mm, różnokolorowe

Rezystory: (wszystkie 1/4 W, tolerancja ±5%):
R1...R20: 220 Ω (w wersji jednokolorowej)
VR1: potencjometr 10 kΩ

Pozostałe:
BATT.1: bateria 9 V, alkaliczna
24-stykowa listwa Berg, (złącze żeńskie)

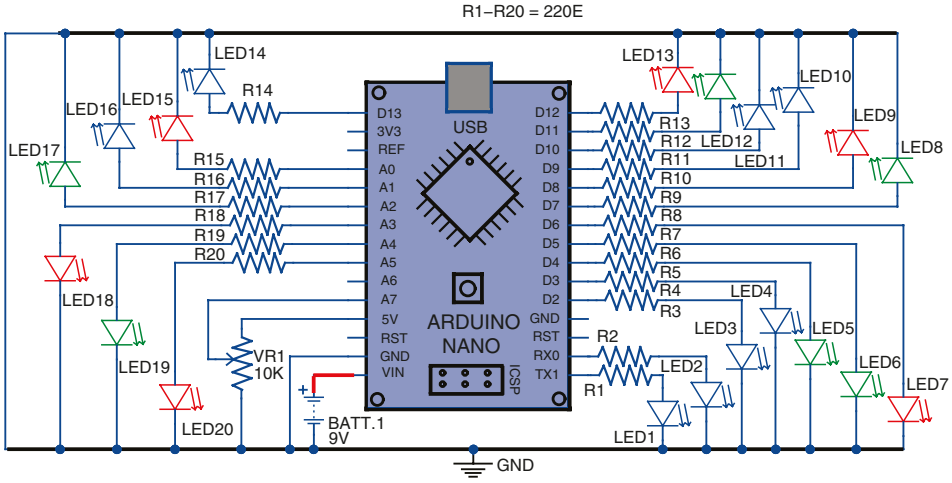
Wszystkie elementy dostępne są w sklepie AVT

Montaż i testowanie

Podłącz diody LED (LED1 do LED20) do pinów portu Arduino Nano, przez rezystory 220 Ω, zgodnie ze schematem układu. Potrzebna będzie płytka stykowa, płytka uniwersalna lub zaprojektowana płytka drukowana do podłączenia rezystorów i diod LED do Arduino Nano. Układ ścieżek płytki drukowanej pokazano na **rysunku 2**, a rozkład elementów na niej, na **rysunku 3**.

Po zmontowaniu układu na zaprojektowanej płytce drukowanej i zaprogramowaniu Arduino Nano należy podłączyć do układu baterię 9 V lub zasilacz 9 V prądu stałego.

Układ zaczyna działać bezpośrednio po włączeniu zasilania, wszystkie diody LED (od LED1 do LED20) zaczynają zapalać się w przypadkowej kolejności. Dzieje się tak, aż do wyłączenia zasilania.



Rysunek 1. Schemat obwodu migacza LED z wykorzystaniem Arduino

eprasa.pl f8592ac359

Red. Potencjometrem VR1 regulujemy częstość migania diod od jednego na ok. 3 s do 10 błysków na sekundę.

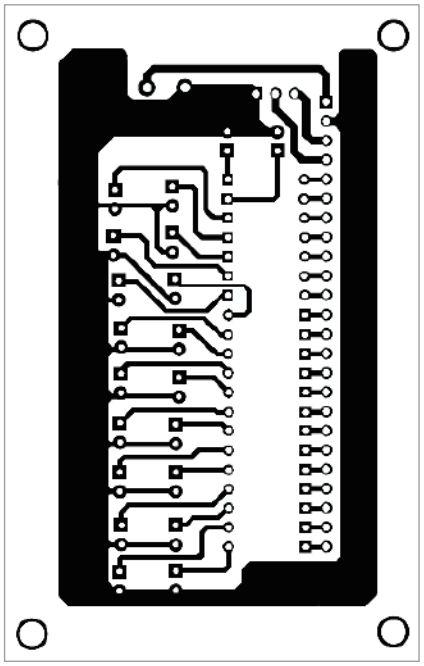
Zamiast pojedynczych diod świecących można użyć taśm LED ale wymaga to zastosowania dodatkowych sterowników/wzmacniaczy ze względu na ograniczoną wydajność prądowo-napięciową modułu NANO. Jeżeli program zostanie zmodyfikowany w celu zaświecania więcej niż jednej diody LED w danej chwili, to zalecane jest stosowanie wzmacniaczy pośredniczących i zasilacza sieciowego ponieważ bateria 9 V (6F22) jest zbyt słaba w takim zastosowaniu.

Red. Można też dla pracy z pojedynczymi diodami zwiększyć rezystory ograniczające prąd diod, np. do 5 mA, co, zależnie od koloru diody, wymaga rezystorów od 360 Ω do 620 Ω.

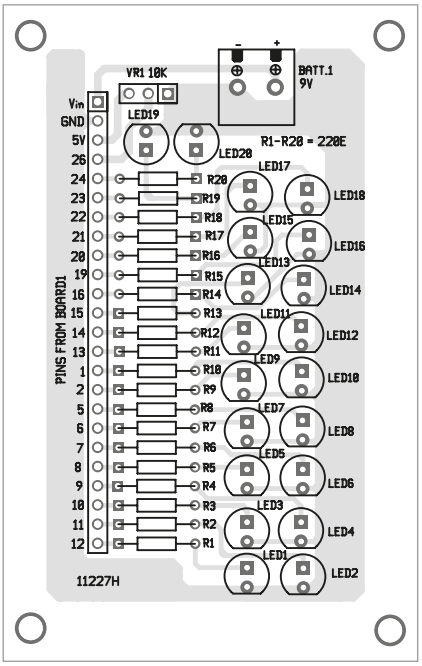
W układzie można stosować, zamiast diod jednokolorowych, diody dwukolorowe lub RGB ze wspólną katodą.

Red. Dla wyrównania ich jasności może być konieczne zastosowanie różnych rezystorów ponieważ diody świecące w różnych kolorach mają różne spadki napięć (ogólnie 2 lub 3 V) a jasność świecenia zależy od prądu płynącego przez diodę. ■

A. Samiuddhin



Rysunek 2. Układ ścieżek na płytce drukowanej (rozmiar 1:1)



Rysunek 3. Układ elementów na płytce drukowanej

Ten artykuł był wcześniej opublikowany na łamach „EFY”, październik 2019 (efymag.com)

REKLAMA



eprasa.pl f8592ac359

System inteligentnego zamka z wykorzystaniem jednorazowych haseł



Projekt opisuje system zamka elektronicznego z wykorzystaniem jednorazowych haseł (OTP – One Time Password) oraz płytki Arduino i modułu Bluetooth, sterowanego Smartfonem z zainstalowanym systemem Android.

Opisane rozwiązanie generuje nowe hasło za każdym razem, gdy próbujesz go odblokować, co zwiększa bezpieczeństwo jego pracy.

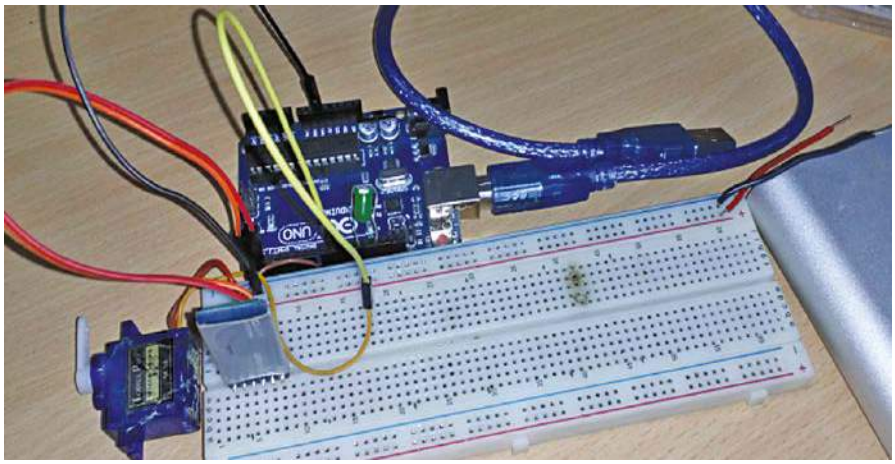
System blokowania oparty na stałym kluczu stał się przestarzały, ponieważ w przypadku zgubienia lub kradzieży klucza powstaje ogromny kłopot dla użytkownika, czy to w postaci problemu z jego otwarciem przez użytkownika, czy też **braku problemu** z jego pokonaniem dla osoby postronnej. Ponadto bezprzewodowy elektroniczny system blokowania także nie jest zbyt bezpieczny, ponieważ możesz zapomnieć hasła lub może ono zostać skradzione lub podejrzane przez innych podczas jego wprowadzania do urządzenia. Spróbujemy więc wykonać inteligentny zamek w wersji „zrób to sam", który w znacznej części pozwoli uniknąć znacznej części tych zagrożeń i problemów z bezpieczeństwem.

Prototyp autora, połączony na płytce stykowej, pokazany jest na **rysunku 1**.

Do uruchomienia projektu potrzebne są następujące elementy i materiały:

- płytka Arduino Uno,
- moduł Bluetooth HC-05,
- przewody połączeniowe,
- serwomechanizm modelarski,
- dioda LED (z rezystorem 220 Ω lub wiekszym),
- cztery akumulatorki 1,2 V lub power bank dający napięcie 5 V,
- kabel USB typu B do zaprogramowania płytki Arduino,
- płytka stykowa lub uniwersalna płytka drukowana.

Po zebraniu wszystkich tych komponentów rozpocznij projekt od napisania programu dla płytki Arduino.



Rysunek 1. Autorski prototyp połączony na płytce stykowej

Kodowanie

Najpierw musimy dołączyć bibliotekę obsługi serwomechanizmu i zadeklarować zmienne programu, jak pokazano na fragmencie kodu na **rysunku 2**.

Zmienna **dicid** będzie zawierała odebrany identyfikator urządzenia otwierającego. Zmienna **pwd** będzie zawierała hasło odesłane przez urządzenie otwierające (Smartfona). Zmienna **otpp** zawiera wygenerowane hasło jednorazowe. Jest ono tworzone ze złożenia przypadkowo wybranego z tablicy **letters** ciągu liter i przypadkowo wybranego z tablicy **numbers** ciągu cyfr. Zmienne **sled1** i **sled2** zawierają numery wyjść, do których podłączono diody LED sygnalizujące stan układu. Dioda **sled1** sygnalizuje odebranie poprawnego identyfikatora „klucza". Dioda **sled2** sygnalizuje poprawne hasło i odblokowanie zamka.

W drugim fragmencie kodu, pokazanym na **rysunku 3**, musimy ustawić szybkość

```
#include <Servo.h>      // Dołączenie biblioteki obsługi serwo
String dicid;           // Odebrany ID „klucza"
String pwd;             // Hasło odebrane od „klucza"
String letters[6] = {„adv", „fdfdb", „fdfc", „fdfd", „efdf", „fmbff"};
String otpp = „";       // Tu będzie wygenerowane hasło jednorazowe
String numbers[4]={„3213", „213213", „9999", „543646"};
int sled1=12;           // Dodatkowa dioda LED
int sled2=13;           // Dioda LED na płytce Arduino
Servo myservo;
```

Rysunek 2. Arduino – deklaracje zmiennych programu

```
void setup()
{
Serial.begin(9600);     // Prędkość transmisji Bluetooth
myservo.attach(9);      // Końcówka sterowania serwomechanizmu
pinMode(sled1,1);       // Wyjście na LED dodatkową
pinMode(sled2,1);       // Wyjście na LED na płytce Arduino
}
```

Rysunek 3. Arduino – ustawianie parametrów pracy

```
void loop()
{
while (Serial.available()==0);
dicid=Serial.readStringUntil('\n');  // Odbiór ID „klucza"
if (dicid== „asdfg")
{
  otp();                             // Wygenerowanie i nadanie hasła
  digitalWrite(sled1,1);             // ID klucza poprawne
}
check();                             // Sprawdzenie poprawności hasła
                                     // i odblokowanie zamka
}
```

Rysunek 4. Arduino – główna pętla programu

eprasa.pl f8592ac359

Połączenia Arduino Uno z pozostałymi komponentami	
Styki Arduino	**Komponenty**
9 (PWM)	Serwo – przewód żółty
0 (Rx)	Moduł Bluetooth – Tx
1 (Tx)	Moduł Bluetooth – Rx
GND	Bluetooth (–Ve)
+5 V	Bluetooth (+Ve)
12 (DIO)	Czerwona dioda LED (anoda, przez rezystor 330 Ω)

szeregowej transmisji danych przez moduł Bluetooth oraz numer wyjścia Arduino, do którego podłączono serwomechanizm otwierający zamek (za pomocą funkcji servo.attach(numer pinu PWM)). Następnie ustawiamy, jako wyjścia, końcówki, do których podłączono diody LED.

W trzeciej, pokazanej na **rysunku 4**, części kodu, która jest powtarzana w pętli, odbieramy dane z modułu Bluetooth, analizujemy je i realizujemy algorytm zamka.

W pierwszej kolejności, instrukcją „if" sprawdzamy identyfikator urządzenia otwierającego. Jeżeli zgadza się ono z zapisanym w kodzie, to wywołujemy funkcję **otp()** generującą jednorazowe, przypadkowe hasło i wysyłającą je do „klucza".

Następnie zaświecana jest dioda **sled1** sygnalizująca zgodność identyfikatora urządzenia otwierającego z wzorcem. Jako ostatnia wywoływana jest funkcja **check()** sprawdzająca odpowiedź urządzenia otwierającego i odblokowująca lub nie, rygiel zamka. Kody funkcji **otp()** i **check()** pokazano na **rysunku 5**.

Gratulacje, wykonałeś 1/3 projektu, tj. zaprogramowałeś płytkę Arduino!

Teraz stworzymy aplikację dla systemu operacyjnego Android sterującego twoim telefonem. Możemy ją stworzyć przy pomocy jednego z dwóch narzędzi: **Android Studio** lub **App Inventora** stworzonego przez uczelnię MIT. W tym przypadku wybierzmy **App Inventora**, ponieważ jest on łatwiejszy i pozwala stworzyć aplikację przez składanie bloczków bez normalnego kodowania.

Tworzenie aplikacji na Androida

Po pierwsze, musisz mieć ważne konto e-mail Google. Następnie otwórz link *https://appinventor.mit.edu*, aby rozpocząć nowy projekt.

W prawym górnym rogu ekranu znajdują się dwie zakładki — **Projektant** i **Bloki**. Utwórz wygląd aplikacji w sekcji **Projektant**, tak jak pokazano na **rysunku 6**. Po prostu przeciągnij i upuść komponenty z sekcji interfejs użytkownika (UI) (po lewej stronie) lub pobierz gotowy plik **OTP_smartlok.aia** ze strony *source.efymag.com*.

```
void otp()
{ // Generowanie hasła i wysyłanie go do „klucza"
    otpp =  letters[random(0, 6)] + numbers [random(0, 4)] ;
    Serial.println(otpp+"\n");
}
void check()
{ // Sprawdzenie poprawności odebranego hasła
 while (Serial.available()==0);
 pwd=Serial.readStringUntil('\n');  // Odbiór hasła z „klucza"

    if (pwd == otpp )
       {  // Hasło poprawne – odblokowanie zamka
         Serial.println(„unlocked");
         myservo.write(120);
         digitalWrite(sled2,1);      // Zapalenie diody na płytce Arduino
         digitalWrite(sled1,0);
 }
    if (pwd != otpp )
       { // Zablokowanie zamka gdy hasło jest błędne
         Serial.println(„reset try again");
         myservo.write(50);
         digitalWrite(sled2,0);
         digitalWrite(sled1,1);      // tu chyba jest błąd sled1 jest
                                     // włączane tylko po poprawnym odbiorze
                                     // ID „klucza"
            } }
```

Rysunek 5. Arduino – funkcje generowania i sprawdzenia podanego hasła oraz jego kodowania przy przesyle

Teraz wybierz zakładkę **Bloki**, aby rozpocząć tworzenie programu „klucza" (tutaj możesz zaprogramować zachowanie aplikacji składając „klocki" oznaczające różne czynności).

Najpierw musimy zainicjować listę urządzeń Bluetooth dostępną do połączeń z sekcja edytora bloków aplikacji **Inventor**. Następnie musimy ustawić funkcję obsługi przycisku, aby wysłać identyfikator urządzenia zgodnego z tym w kodzie wpisanym do Arduino, tak jak pokazano na **rysunku 7**.

Teraz zapisz plik jako **OTP_smartlock.apk** na swoim komputerze. Przenieś utworzony plik do swojego Smartfona z Androidem i zainstaluj go tam.

Już mamy za sobą 2/3 pracy. Zakończyliśmy kodowanie Arduino i tworzenie aplikacji na Androida, a teraz wykonamy ostatnią część – sprzętową.

Wymagane połączenia obwodów z płytką Arduino Uno i innymi komponentami podano w poniższej tabeli, a także pokazano na **rysunku 8**.

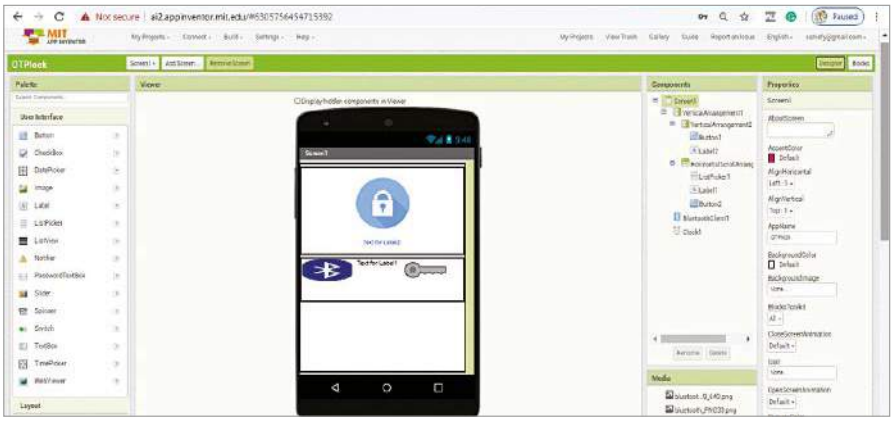
Red. W szereg z diodą LED należy włączyć rezystor 330 Ω, nie pokazany na rysunku 8.

Następnie sprawdźmy poprawność montażu całości. Błędne połączenia mogą uszkodzić kosztowną płytkę Arduino.

Nie podłączaj zasilania serwomechanizmu (przewód czerwony) do styku +5 V płytki Arduino. Nie jest to bezpieczne, ponieważ Arduino nie zostało stworzone z myślą zasilania tak dużych obciążeń jak serwomechanizm. Użyj oddzielnego zasilania 5 VDC (lub akumulatorowego 4,8 V) dla serwomechanizmu albo zasil go bezpośrednio ze źródła zasilającego płytkę Arduino.

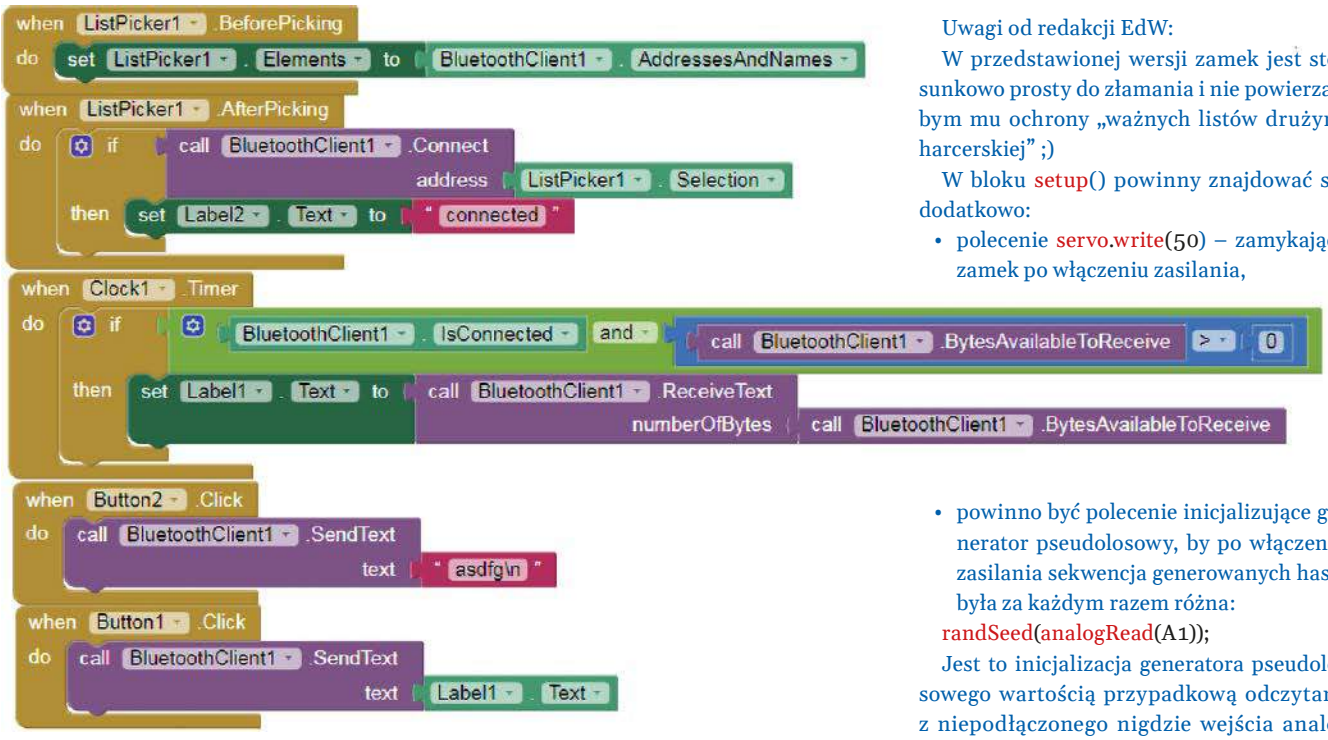
Aby połączyć serwomechanizm z rzeczywistym zamkiem, możesz zapoznać się z artykułem z działu DIY pt. „Stwórz własny bezprzewodowy zamek biometryczny" opublikowanym w numerze 2/2020 EFY.

Gratulacje, ukończyłeś konstruowanie zamka, a teraz uruchom całość podłączając zasilanie i postępuj zgodnie z instrukcjami podanymi poniżej:



Rysunek 6. Układ inteligentnej blokady dla aplikacji na Androida

eprasa.pl f8592ac359

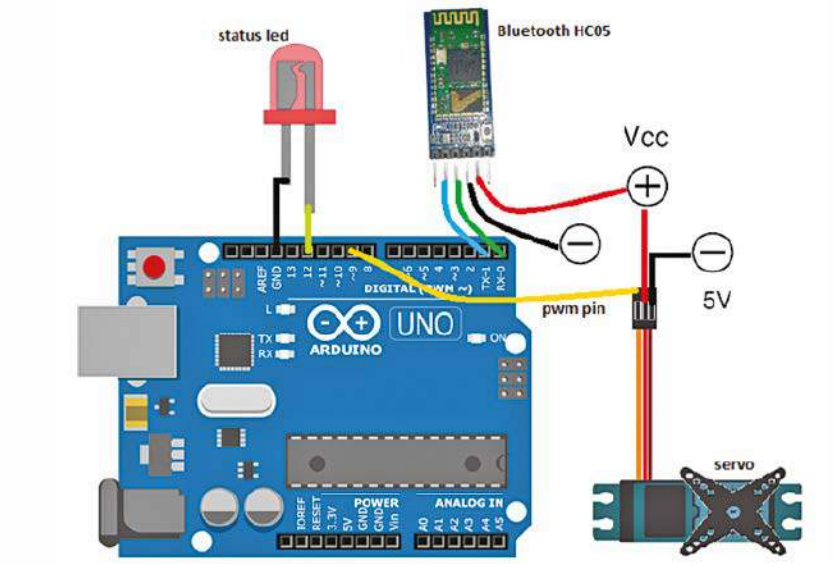


Rysunek 7. Bloki aplikacji Inventor do układu inteligentnej blokady

1. Otwórz zainstalowaną aplikację OTP_ Smartlock i włącz Bluetooth w swoim telefonie z Androidem.
2. Dotknij ikony Bluetooth, aby uzyskać listę dostępnych połączeń Bluetooth.
3. Wybierz HC-05 z listy. Po udanym połączeniu w aplikacji na telefonie pojawi się komunikat „połączony” (connected).
4. Dotknij ikony klucza, aby wysłać identyfikator urządzenia otwierającego do zamka (Arduino). Jeśli identyfikator urządzenia aplikacji i blokady są zgodne, to aplikacja otrzyma jednorazowe hasło, które pojawi się obok ikony klucza.
5. Dotknij ikony kłódki i wprowadź otrzymane hasło w pasku tekstowym. Jeśli wszystko jest w porządku, to ramię serwomechanizmu obróci się aby odblokować zamek. W tym samym czasie zaświeci się dioda LED na płycie Arduino, wskazując pomyślne odblokowanie zamka;
6. Zablokowanie zamka następuje po podaniu nieprawidłowego hasła. ■

Ashwini Kumar Sinha

Ten artykuł był wcześniej opublikowany na łamach „EFY”, lipiec 2020 (efymag.com)



Rysunek 8. Kompletne połączenia obwodów systemu inteligentnego zamka

Uwagi od redakcji EdW:

W przedstawionej wersji zamek jest stosunkowo prosty do złamania i nie powierzałbym mu ochrony „ważnych listów drużyny harcerskiej” ;)

W bloku setup() powinny znajdować się dodatkowo:

- polecenie servo.write(50) – zamykające zamek po włączeniu zasilania,
- powinno być polecenie inicjalizujące generator pseudolosowy, by po włączeniu zasilania sekwencja generowanych haseł była za każdym razem różna:

randSeed(analogRead(A1));

Jest to inicjalizacja generatora pseudolosowego wartością przypadkową odczytaną z niepodłączonego nigdzie wejścia analogowego odbierającego zakłócenia z otoczenia. W obecnej wersji programu generowane są tylko 24 różne hasła w pseudoprzypadkowej kolejności. Powoduje to, że zamek jest bardzo prosty do złamania, jeżeli ktoś wykradnie lub podsłucha wysyłany na początku identyfikator urządzenia otwierającego (ID). Wystarczy wysyłać to ID odpowiednią ilość razy, by zamek zdradził nam wszystkie używane hasła. Dla zwiększenia odporności zamka na takie działania tablice letters[] i numbers[] powinny mieć dużo większe rozmiary niż użyte w programie lub też hasło powinno być generowane jako ciąg zupełnie przypadkowych znaków przy pomocy funkcji random().

Powinna też istnieć blokada uniemożliwiająca takie skanowanie zamka pod kątem używanych haseł, np. po trzeciej próbie odpytywania, nie zakończonej podaniem poprawnego hasła, zamek powinien blokować się na jakiś czas (np. 5 minut).

Hasło wysyłane przez zamek do telefonu powinno być kodowane, najlepiej w obu kierunkach i za każdym razem inaczej, np. przy pomocy funkcji XOR: przesyłanego ciągu z jakimś ciągiem kodującym znanym zamkowi i „kluczowi” by nawet podsłuchanie transmisji i znajomość ogólnego algorytmu pracy zamka nie pozwalało go w prosty sposób oszukać, szczególnie, że kody programów zamka i „klucza” są dostępne. Każdy w swojej wersji powinien **ustawić własne ciągi** używane do tworzenia klucza.

Kod źródłowy tego projektu jest dostępny do pobrania ze strony https://bit.ly/3Mf2V4P

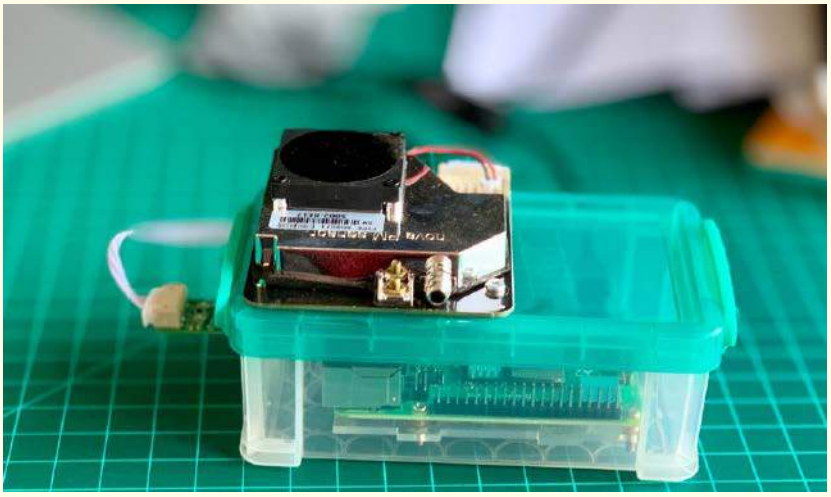
eprasa.pl f8592ac359

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.

Niskobudżetowy monitor jakości powietrza IoT oparty o RaspberryPi 4

W dzisiejszych czasach zanieczyszczenie powietrza jest dużym problemem na całym świecie i w tym artykule będziemy badać, jak opracować tani domowej roboty monitor jakości powietrza, w oparciu o Raspberry Pi. Aby ocenić zanieczyszczenie lub skażenie powietrza, musimy zbadać cząstki, które są z tym związane, znane również jako cząstki stałe.

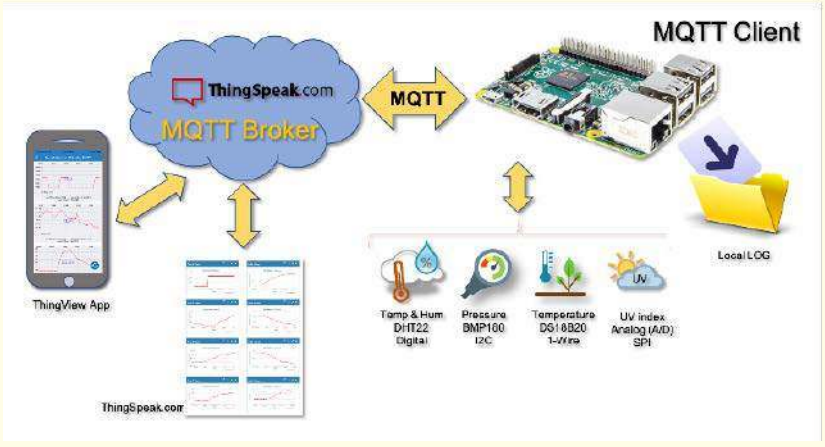
Dokończenie artykułu na stronie:
https://bit.ly/3SZSfJF



RPi – stacja pogodowa IoT

W tym poradniku będziemy pobierać dane z kilku różnych czujników, wysyłając je do serwisu IoT oraz do aplikacji mobilnej (Thingsview), gdzie będziemy mogli rejestrować dane i bawić się nimi. Poznamy kilka różnych sposobów komunikacji, jak podłączyć czujniki do Raspberry Pi, takie jak: DHT22 (czujnik temperatury i wilgotności – komunikacja cyfrowa), DS18B20 (czujnik temperatury – jednoprzewodowy), BMP180 (czujnik temperatury i ciśnienia – I²C), UV (czujnik ultrafioletu – czujnik analogowy poprzez A/D i magistralę SPI).
Wszystkie dane będą przechwytywane, zapisywane lokalnie w pliku CSV i wysyłane do serwisu IoT (ThingSpeak.com), poprzez protokół MQTT.

Dokończenie artykułu na stronie:
https://bit.ly/3Tmxlo1



Niektóre projekty aktualnie dostępne tylko dla prenumeratorów EdW w rubryce DIY PLUS na www.elportal.pl:

1. Automatyczny system ogrodniczy z NodeMCU i Blynk, ArduFarmBot 2
2. TinyML – Rozpoznawanie ruchu przy pomocy Raspberry Pi Pico
3. Wzmacniacz piezoelektryczny do gitary i skrzypiec
4. Wysokowydajny i niezawodny sterownik bipolarnego silnika krokowego
5. Sterownik silnika prądu stałego z wykorzystaniem przekaźnika i mosfetu – interfejs Arduino
6. Przedwzmacniacz do mikrofonu MEMS
7. Super prosty czuły wykrywacz metali
8. Stymulator czaszkowy Arduino (Bio-BrainTuner)
9. Izolowany obwód wykrywania napięcia 250 V AC z pojedynczym wyjściem (wejście 250 V prądu przemiennego, wyjście 5 V)
10. Generator sygnałów AD9833
11. Obserwacja charakterystyk tranzystora
12. Wyświetlacz EKG z użyciem Arduino
13. Łatwy do zbudowania robot kroczący
14. Sonarowy theremin MIDI
15. Zamek elektroniczny na kod
16. Prosty tester tranzystorów
17. Zegar binarny z użyciem Microbit
18. Przetwornik częstotliwości na napięcie (tachometr) – przetwornik częstotliwości na napięcie z czujnikiem magnetycznym o zmiennej reluktancji

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
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

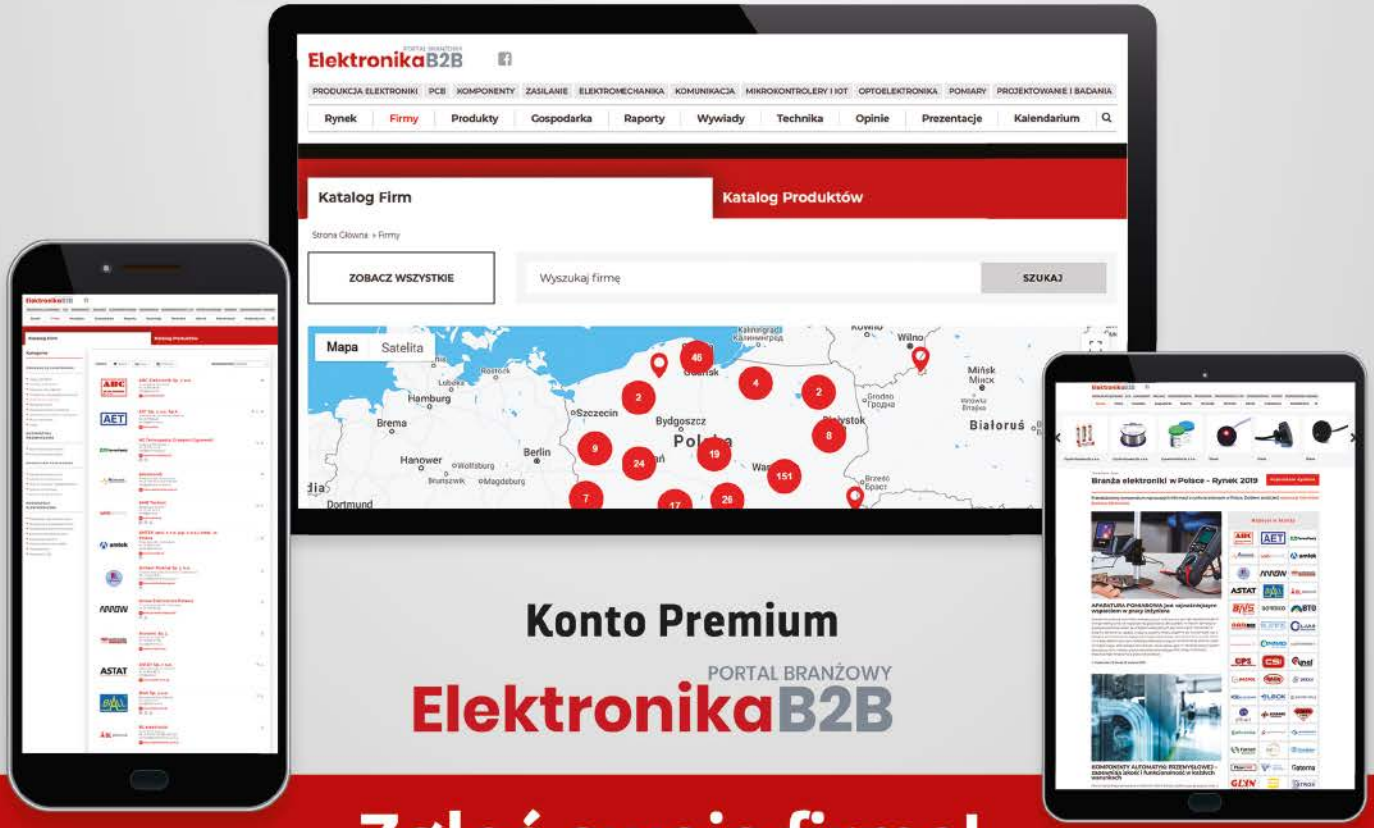
Copyright AVT-Korporacja Sp. z o.o., Warszawa, ul. Leszczynowa 11. Projekty publikowane w „Elektronice dla Wszystkich” mogą być wykorzystywane wyłącznie do własnych potrzeb. Korzystanie z tych projektów do innych celów, zwłaszcza do działalności zarobkowej, wymaga zgody redakcji „Elektroniki dla Wszystkich”. 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 f8592ac359

IRE 2023

Nowa edycja





Konto Premium

PORTAL BRANŻOWY
ElektronikaB2B

Zgłoś swoją firmę!

www.ElektronikaB2B.pl/IRE