pokój nauczycielski - nowa rubryka dydaktyczna

ELEKTRONIKA dla wszystkich

nr 10/2022 (321) • październik • www.elportal.pl

DIY PLUS
tylko dla prenumeratorów

Regulator obrotów potężnych silników DC

PROJEKTY dla elektroników
- Licznik nawrotów w basenie z jasnymi LED-ami
- Szeregowy przesył danych bez ryzyka uszkodzeń urządzeń
- Frezarka CNC, część 8
- Senator 10-calowe kolumny bass-refleks, część 2

DIY dla wszystkich
- Sonda różnicowa o wysokiej impedancji wejściowej do oscyloskopów i multimetrów
- Nadajnik FM stabilizowany kwarcem
- Zegar czasu rzeczywistego z wyświetlaniem temperatury z wykorzystaniem Arduino

TUTORIALE
- Szkoła Konstruktorów
- Silniki indukcyjne, część 4
- Silniki prądu stałego, część 19
- Theremin, część 3
- KiCad 6, część 2. Pcbnew
- Zrozumieć tranzystory bipolarne, część 3
- Zasilanie do twojego projektu, część 7. Radiatory i napięcia ujemne
- Pokój Nauczycielski: Uczmy się na cudzych błędach



16,90 zł (w tym 8% VAT)
ISSN 1425-1698 Indeks 33362X
10 >
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 cc4a73eea3

AVTEDU

Poznaj całą serię

Zupełnie nowa edukacyjna seria kitów AVTEDU. Wypróbuj je wszystkie i zostań mistrzem lutownicy, poznaj świat elektroniki i zgłębiaj go razem z nami

#AVTEDU #NaukaLutowania #KityAVT

Zestaw umożliwiający rozpoczęcie nauki techniki lutowania elementów elektronicznych. Wraz z serią kitów AVTEDU tworzy idealne uzupełnienie zagadnienia montażu prostych urządzeń elektronicznych.



Zestaw zawiera **lutownicę**, wysokiej jakości **podstawkę** z czyścikiem, **cynę** z topnikiem, **kalafonię**, **pęsety**, **odsysacz** do cyny oraz **szczypce** tnące boczne.

W komplecie na dobry początek znajduje się również **zestaw AVTEDU do zlutowania**.

AVTEDUSTART - zestaw narzędzi do nauki lutowania



AVT shop **sklep.avt.pl**

AVT SPV Sp. z o.o., 03-197 Warszawa, ul. Leszczynowa 11
tel.: (22) 257 84 51 e-mail: handlowy@avt.pl

eprasa.pl cc4a73eea3



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 cc4a73eea3

ELEKTRONIKA dla wszystkich

październik 2022 • 10 (321)



8



16



26



60

Projekty dla elektroników:

Regulator obrotów silników DC: 12 do 60 V przy 40 A! 8
Licznik nawrotów w basenie z jasnymi LED-ami 16
Szeregowy przesył danych bez ryzyka uszkodzeń urządzeń 26
Frezarka CNC, część 8 36
Senator 10-calowe kolumny bass-refleks, część 2 38

Tutoriale:

Szkoła Konstruktorów 42
Silniki indukcyjne, część 4 56
Silniki prądu stałego, część 19 58
Theremin, część 3 60
KiCad 6, część 2. Pcbnew 68
Zrozumieć tranzystory bipolarne, część 3 71
Zasilanie do twojego projektu, część 7. Radiatory i napięcia ujemne 76
Pokój Nauczycielski: Uczmy się na cudzych błędach 82

DIY dla wszystkich:

Sonda różnicowa o wysokiej impedancji wejściowej do oscyloskopów i multimetrów 84
Nadajnik FM stabilizowany kwarcem 86
Zegar czasu rzeczywistego z wyświetlaniem temperatury z wykorzystaniem Arduino 88

DIY PLUS

Automatyczny system ogrodniczy z NodeMCU i Blynk, ArduFarmBot 2 91
TinyML – Rozpoznawanie ruchu przy pomocy Raspberry Pi Pico 91

Rubryki stałe:

Prenumerata 3
Od wydawcy 5
Poczta 6

eprasa.pl cc4a73eea3

A za miesiąc w listopadowym EdW



- **Uniwersalny moduł zabezpieczenia głośników**
  Pasjonaci sprzętu audio mają ostatnio dobrą passę w EdW. Po inspirujących projektach wzmacniacza 200 W, przedwzmacniacza, kolumn głośnikowych Senator, przyszedł czas na układ zabezpieczenia głośników przed skutkami uszkodzenia wzmacniacza – spaleniem głośników, a nawet pożarem. Proste zabezpieczenia termistorem włączonym szeregowo z głośnikiem lub przekaźnikiem zwiększają poziom zniekształceń. Dla zachowania „wyśrubowanych" parametrów wzmacniacza audio warto pokusić się o bardziej finezyjne rozwiązanie.
- **Ultra niskoszumny przedwzmacniacz stereo**
  Jeszcze jeden świetny projekt w kategorii audio. Niskie szumy, niski poziom zniekształceń, zdalne sterowanie pilotem i korektor barwy tonu to podstawowe właściwości tego przedwzmacniacza. Układ może być zastosowany jako moduł wchodzący w skład wzmacniacza lub jako oddzielne urządzenie, współpracujące z dowolnym wzmacniaczem stereo.
- **Sterownik szybkości obrotów silnika DC**
  To część druga projektu, którego zapowiedź wzbudziła ogromne zainteresowanie. Część pierwsza, opublikowana w bieżącym wydaniu EdW, prezentuje schemat i zasadę działania sterownika. Szczegółowy opis detali konstrukcyjnych w części drugiej artykułu zapewne usatysfakcjonuje wielu Czytelników, którzy sygnalizowali nam chęć zbudowania sterownika według tego projektu. Szczegóły konstrukcyjne mają duże znaczenie, gdy zabieramy się do budowy sterownika silnika prądu stałego o dużej mocy.
  To nie jest zabawka.
- Plus zwykła porcja intrygujących projektów DIY
- Plus wiele artykułów w Twoich ulubionych cyklach Tutoriali. Mamy nadzieję, że do ulubionych zaliczysz także nową rubrykę „Pokój Nauczycielski".

W kioskach od 29 października

Pokój Nauczycielski

Pod tytułem „Pokój Nauczycielski" rusza w EdW nowa rubryka dydaktyczna. Celem tej rubryki jest kształtowanie u Czytelników EdW umiejętności czytania ze zrozumieniem schematów i opisów projektów autorskich. Czytanie schematu i autorskiego opisu konstruktora można nazwać uważnym tylko wtedy, gdy nie jest bezkrytyczne. Tylko wtedy mogę powiedzieć, że rozumiem idee autora wyrażone na schemacie i w opisie, jeśli w konfrontacji z moją najlepszą wiedzą potrafię sprawdzić ich poprawność.

Mam kilkadziesiąt lat stażu pracy belferskiej i redakcyjnej, przeczytałem i zredagowałem tysiące artykułów opisujących projekty autorskie i możesz mi wierzyć, Drogi Czytelniku, że konstruktorzy projektów elektronicznych to ludzie omylni, jak każdy z nas. W projektach publikowanych w Internecie, ale też w artykułach drukowanych w czasopismach (nie wyłączając EdW) zdarzają się błędy różnej wagi, w tym też takie, które sprawiają, że układ nie może działać prawidłowo. A nawet, jeśli układ działa prawidłowo, to wątpliwości może budzić wybrany sposób rozwiązania zadania, czasami daleki od optymalnego. Dlatego proponujemy naszym Czytelnikom – uczmy się wykrywać te błędy na przykładach projektów sprawdzonych w naszym redakcyjnym Pokoju Nauczycielskim. Polecam lekturę tej nowej, pasjonującej rubryki EdW.

Motto tej rubryki – ***Uczmy się na cudzych błędach*** nie wymaga komentarza.

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

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

Skoro już jesteśmy przy tematach dydaktycznych, to nie mogę powstrzymać się od wyrażenia bardzo przyjemnego zaskoczenia skalą reakcji nauczycieli na nasz list do szkół, opublikowany we wrześniowym wydaniu EdW. W najśmielszych przewidywaniach nie przypuszczałem, że tak wiele szkół angażuje się w rozwijanie zainteresowań uczniów podstawami elektroniki. Prawdziwą furorę robi seria kitów AVT EDU, które uczą elektroniki przez samodzielny montaż układów o bardzo atrakcyjnych funkcjach zabawowych. Wystarczy wymienić niektóre nazwy tych kitów: Stroboskop policyjny, Bijące serce LED, Pipek dręczyciel, Super Ucho, Stroboskop dyskotekowy, itd. Warto obejrzeć na naszym kanale You Tube (Kity AVT) filmy prezentujące działanie najbardziej popularnych kitów AVT EDU (wykaz poniżej).

Wiesław Marciniak

Najbardziej popularne kity edukacyjne dla szkół

Zobacz filmy na kanale You Tube (Kity AVT) – http://bit.ly/2ScLZTy

AVT EDU621 Stroboskop policyjny LED
AVT EDU635 Minipianino
AVT EDU630 TermoEmotek
AVT EDU637 Pikająca kostka do gry
AVT EDU644 Kolorofon LED
AVT EDU638 Super Ucho
AVT EDU626 Wiatraczek LED
AVT EDU622 Zmierzchowa lampka LED
AVT EDU623 Czterolistna koniczynka LED
AVT EDU620 Bijące serce LED
AVT EDU631 Wskaźnik kierunku LED
AVT EDU625 Pipek dręczyciel
AVT EDU634 MigoLEDki
AVT EDU629 Wściekły byk LED
AVT EDU641 Stroboskop dyskotekowy LED
AVT EDU632 UFOledek
AVT EDU627 Podręczna latarka LED
AVT EDU649 Termo Strażak

eprasa.pl cc4a73eea3

Poczta

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

Paradoks Lewina – NeverEnding Story

Na leżaku otworzyłem sobie EdW #7/2022 i zachęcony wstępniakiem „Od wydawcy” zacząłem czytać „Pocztę”. Czytam tak sobie – i zastanawiam się: czy Słońce grzeje za mocno – czy piwo jest za zimne. Jako były pracownik naukAwy uniwersytetu im. Bolesława Bieruta (niech żyje tow. Bierut!) bezbłędnie rozpoznaję, kiedy student „pływa” przy odpowiedzi.

Przypomnę krótko: w polu magnetycznym umieszczamy pojedynczy zwój zwarty – ale składający się z dwu połówek, a druty mają RÓŻNĄ oporność (dla naprzykładu – jeden dwa razy większą od drugiego). Pole jest zmienne, indukuje w zwoju prąd – a my do punktów złączenia tych drutów dołączamy dwa woltomierze: jeden mierzy napięcie na lewej połówce, drugi na prawej. Prąd jest ten sam (bo zwój jest zwarty), oporność różna – więc jeden powinien pokazać dwa razy więcej od drugiego: a przecież woltomierze połączone są _równolegle_.

Dalej jest już totalna „kaszana”. Pola rozproszone, składowa Lorentza, ... – tam się wspomina 1 kwietnia, ale odpowiedź jest z LIPCA. Przede wszystkim, artykuł zajmuje się odpowiedzią na pytanie „DLACZEGO jeden woltomierz pokazuje co innego, niż drugi”. Patrzę na te całki, czytam o przesuwaniu woltomierzy z lewa na prawo – a jakby tak wyjść we wspomnianą przestrzeń trójwymiarową i jeden ustawić NAD stołem laboratoryjnym a drugi POD? Niestety, na Słoneczku oczęta mi się same zamykają, widzę te druty o różnych opornościach i śni mi się jak łączę kable aluminiowe z miedzianymi i na styku powstaje korozja bo mają różne potencjały (glin –1,66 V a miedź +0,521 V, akurat pamiętam) – a potem budzę się i myślę tak: wody tam nie ma – ale zróbmy ten zwój z jednego rodzaju przewodu. Sklejmy TRZY odcinki w kółko: to mamy 2/3 o podwójnej oporności, niż pozostała 1/3. No, i przede wszystkim – wywalmy te woltomierze! (przypominam odwieczną zasadę TEATRU: jeżeli w pierwszym akcie wisi strzelba – to ona WYPALI w ostatnim. Ten to voltmetr se vrati, pane Havranek). Wtedy cała ta argumentacja z artykułu natychmiast traci sens – a problem pozostaje: niezależnie, czy MAMY podłączony woltomierz czy NIE – różnica potencjałów między dwoma punktami obwodu jest FAKTEM obiektywnym; to nie są cząstki kwantowe, które nie mają położenia dopóki się go nie zmierzy.

Na razie woltomierz (wystarczy JEDEN) powinien pokazywać albo 2 V albo 1 V. Zza pleców wyłazi matematyk (jestem matematykiem z wykształcenia) i szepcze „przejdź do granicy!”. OK – to podzielmy nasz zwój na CZTERY kawałki. Na PIĘĆ... Tak na dobrą sprawę – przecież my nie musimy _lutować_ tego zwoju z pociętego wcześniej na kawałki drutu (Słońce pali, lenistwo się odzywa) – weźmy JEDEN ciągły zwój z jednorodnego drutu (bez izolacji – bo będziemy co chwila pokazywali inne punkty na nim). Fajnie – teraz bez problemu możemy dzielić i dzielić – a co nasz wyobrażony woltomierz? (miałem też pomysł, aby użyć oscyloskopu – ale to już zaraz niepotrzebne).

Zrekapitulujmy: mamy ten nasz zwarty zwój w zmiennym polu magnetycznym. Indukuje się w nim prąd. W każdym miejscu pierścienia prąd jest taki sam (to pierwsze prawo Kirchhoffa w końcu), na 2/3 zwoju ten prąd wytwarza napięcie dwa razy większe, niż na pozostałej 1/3 (prawo Ohma). Na 3/4 zwoju TRZY razy większe... Dalej jesteśmy w punkcie wyjścia?

To odwróćmy problem – a ILE powinien pokazać woltomierz (nie czarujmy – jeżeli podłączymy DWA woltomierze równolegle – to oba MUSZĄ pokazać to samo. Od tego TRZEBA WYJŚĆ!!!). Otóż – jest tylko JEDNO rozwiązanie równania „2/3·x=1/3·x” (cholerny matematyk!!!): x równa się...

ZERO!

OK – spróbujmy to _uzasadnić_! Najpierw uzasadnienie _dłuższe_, które jako pierwsze przyszło mi do głowy. Jesteśmy w końcu elektronikami – to przede wszystkim do analizy trzeba narysować obwód równoważny. Patrzmy na ilustracje w artykule: odrzucamy 2b – i bierzemy pod lupę 2c. I tutaj autor popełnia DWA KARDYNALNE błędy chcąc dopasować fakty do swoich założeń. Pierwszy jest łatwy do pokazania: podłącza woltomierze do SAMYCH REZYSTANCJI – punkty (a)/(c) & (b)/(d) – a przecież źródła napięcia są CZĘŚCIĄ rezystancji R1 & R2 więc NIE DA się podłączyć do SAMEJ rezystancji z wyłączeniem tego źródła SEM jaka się w niej generuje! Zaakceptujmy wartości rezystorów – bo to są zmierzone uprzednio FAKTY. ZIGNORUJMY zupełnie wypisane przy źródłach napięcia wartości SEM (bo niby SKĄD autor je wziął? Zmierzył?). Zacznijmy analizę od punktu (a) i załóżmy (jak w przykładzie), że w obwodzie płynie prąd 1 A: ponieważ NAPIĘCIE to jest RÓŻNICA potencjałów, określmy sobie potencjał punktu (a) na 0 V. W punkcie (b) mamy potencjał wytworzony przez SEM „górnego” źródła napięcia – nie znamy go (!), określmy go jako Vup, Vb=Vup. W punkcie (d) [– NIGDY, PRZENIGDY bym nie ponumerował węzłów NIE po kolei. Za coś takiego student u mnie WYLECIAŁBY z egzaminu na zbity pysk] potencjał jest niższy o spadek napięcia na rezystorze R2: 2 Ohm·1 A=2 V, czyli Vd=Vup–2 V. Dalej: w punkcie (c) potencjał wzrasta o SEM „dolnego” źródła napięcia – nazwijmy go Vdown, zatem Vc=Vup–2 V+Vdown. No, i na zakończenie, wracając do punktu (a), potencjał obniża się o spadek napięcia na rezystancji R1: 1 Ohm·1 A=1 V, czyli Va=Vup–2 V+Vdown–1V. Ale, ale: przecież Va==0 V (Kirchhoff ma jeszcze DRUGIE prawo) Więc Vup–2 V+Vdown–1 V=0. Oczywiście, to równanie ma nieskończenie wiele rozwiązań, ale jedyne _sensowne fizycznie_ to Vup=2 V, Vdown=1 V. Czyli...

Nie przekonywuje? To weźmy ten obwód równoważny, ale spróbujmy go rysować dla (omówionej powyżej) sytuacji podziału pojedynczego „pierścionka” z jednorodnego drutu na coraz to większą liczbę _segmentów_. Każdy pojedynczy segment (w połączeniu szeregowym) to źródło napięcia i rezystancja. Wszystkie są TAKIE SAME – więc (płynie przez nie jednakowy prąd) rozkład napięć na KAŻDYM z nich MUSI być analogiczny. Jest tylko JEDNA możliwość – na końcu każdego segmentu jest TAKIE SAMO napięcie, jak na początku (bo są połączone w pętle: Kirchhoff się kłania). Różnica potencjałów (to, co mierzy woltomierz) GDZIEKOLWIEK wybierzemy sobie te dwa punkty na obwodzie ZAWSZE będzie wynosiła...

ZERO!!!

Czy profesUr MIT podważył prawo Kirchhoffa – jak pisze autor? (FtÓre, jak już – bo są DWA) Nie – on nawet prawa Ohma NIE podważył.

A teraz drugie, SZYBSZE uzasadnienie, które przyszło mi na myśl kiedy przejeżdżałem nad autostradą Bursztynową. Rovelli w swojej książce („Rzeczywistość nie jest tym, czym się wydaje” wyd. pol. Feeria 2001) pisze: „Olśnienia doznałem pewnej nocy w trakcie długiej, samotnej jazdy samochodem (...) nagle usłyszałem syrenę policyjnego samochodu (...) zapytał, czy postradałem zmysły, jadąc aż tak szybko”). *Nie, na mojej drodze nie ma patroli (aż TAK nie przyspieszyłem, jakby co). Zza pleców uaktywnił się INŻYNIER i zdejmuje wiszący nad sceną WOLTOMIERZ ze słowami: „a GDZIE podłączyć PLUS!!!” Wróćmy do rysunku 3 – dlaczego autor założył, że lewy woltomierz podłączamy minusem, a prawy plusem do tego samego punktu??? Już w tym momencie powinno mu się zapalić to samo, co opisałem powyżej.*

A morał? Jedna z podstawowych reguł w całej matematyce (poczynając od arytmetyki): nie, wcale NIE „nie dziel przez zero”. Tylko: nie dziel, jeżeli NIE MASZ PEWNOŚCI, że nie dzielisz przez...

ZERO!!!

q.e.d.

eprasa.pl cc4a73eea3

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



SIĘGNIJ PO DUŻĄ DAWKĘ SPECJALISTYCZNEJ WIEDZY!

WWW.ULUBIONYKIOSK.PL

eprasa.pl cc4a73eea3

By silnik zamruczał...

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



Największy w dziejach Silicon Chip

Regulator obrotów silników DC: 12 do 60 V przy 40 A!

Czy przydałby Ci się regulator prędkości obrotowej dla potężnego silnika DC? Jak bardzo? Ten projekt odpowiada Twoim potrzebom: regulator może pracować z zasilaniem DC od 12 V do 60 V, przy prądach do 40 A. Dodatkowo, wyłącza silnik przy niskim napięciu akumulatora, ustawiona prędkość obrotowa jest stabilizowana sprzężeniem zwrotnym, ma miękki start i inne przydatne funkcje.

W numerze Silicon Chip z czerwca 2011 roku został opublikowany opis regulatora prędkości 24 V 20 A. Przez wiele lat był on niezwykle popularny, okazał się niezawodny. Jeśli potrzebujesz dość skromnej mocy wyjściowej, nadal jest to przydatny projekt.

W marcu i kwietniu 2008 roku opisaliśmy w SC znacznie bardziej skomplikowany regulator 12...24 V 40 A wyposażony w 4-cyfrowy wyświetlacz, ale ze względu na poziom trudności w budowie był on mało popularny wśród Czytelników.

Ale teraz przedstawiamy nowy projekt, który można uznać za podrasowany (na dopalaczach) projekt z czerwca 2011 roku.

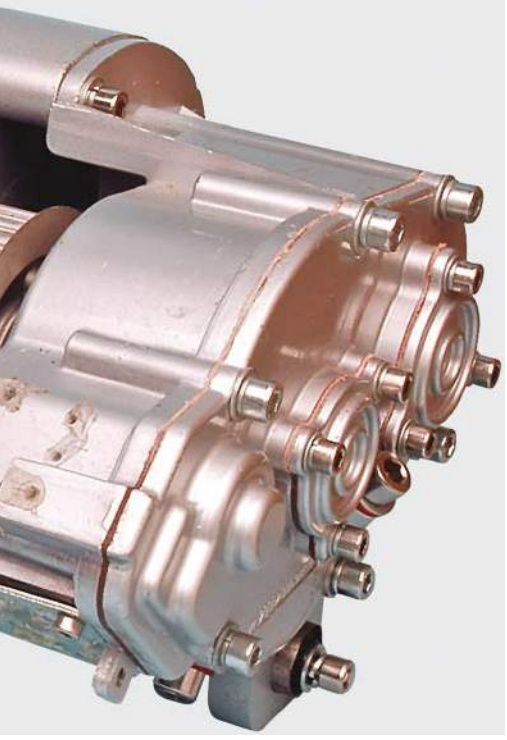
Nie tylko będzie pracował z dużo wyższymi napięciami zasilania, aż do 60 V (odpowiada to akumulatorowi ołowianemu 48 V) i z prądami o natężeniu do 40 A, ale ma szereg możliwości, które uczynią go znacznie bardziej wszechstronnym.

Jakiego rodzaju silniki mogą być użyte z tym regulatorem prędkości? Odpowiedź brzmi: każdy szczotkowy silnik prądu stałego: z magnesem trwałym, albo z szeregowym lub bocznikowym uzwojeniem stojana, o prądzie znamionowym do 40 A.

Parametry

Jedną z wad wszystkich naszych poprzednich regulatorów prędkości DC jest to, że jeden zacisk silnika musi być zwarty z dodatnim biegunem zasilania. Jest to problem w zastosowaniach motoryzacyjnych, ponieważ w tych przypadkach jeden zacisk silnika jest przyłączony do masy. Nasz nowy projekt działa w obu

eprasa.pl cc4a73eea3



Właściwości:
- Napięcie pracy do 60 V przy prądzie do 40 A
- Przełączanie po stronie masy lub po stronie zasilania
- Regulacja prędkości przepustnicą z efektem Halla lub potencjometrem
- Miękki start po włączeniu zasilania
- Przycisk zatrzymania awaryjnego z sygnalizacją LED
- Wyłączenie przy niskim poziomie baterii z sygnalizacją LED
- Wskaźniki LED zasilania i prędkości silnika
- Regulacja i stabilizacja prędkości za pomocą sprzężenia zwrotnego
- Regulacja minimalnego i maksymalnego zakresu nastawy przepustnicy/potencjometru
- Ustawienie ograniczenia prędkości maksymalnej
- Regulacja częstotliwości PWM od 100 Hz do 1 kHz (typowo)

tych sytuacjach, w zależności od opcjonalnych połączeń na PCB.

Nasz nowy projekt zapewnia poprawną regulację prędkości, ponieważ monitoruje back-EMF (back **ElectroMotive Force**) silnika. Siła przeciwelektromotoryczna (back-EMF) jest napięciem generowanym przez obracający się silnik, przeciwdziałającym przepływowi prądu.

Siła przeciwelektromotoryczna (back-EMF) silnika wzrasta proporcjonalnie do prędkości silnika i dlatego może być wykorzystana do zapewnienia dobrej regulacji prędkości.

Miękki start to kolejna pożądana właściwość, która oznacza, że zaraz po włączeniu zasilania przy pełnym napięciu silnik nie uruchamia się z nagłym szarpnięciem. Zamiast tego może być zaprogramowany do bardzo łagodnego lub bardzo szybkiego rozruchu, w zależności od nastawy odpowiedniego potencjometru.

Prędkość silnika może być regulowana za pomocą typowego potencjometru (tj. gałką) lub za pomocą obrotowej przepustnicy (układ elektronicznego potencjometru wykorzystującego efekt Halla), jak w rowerach elektrycznych. Wbudowana migająca dioda LED w widoczny sposób sygnalizuje ustawienie prędkości, przy czym krótkie błyski oznaczają małą prędkość, a dłuższe błyski – dużą prędkość.

Ustawienie prędkości maksymalnej

Często trzeba ograniczyć prędkość, z jaką może pracować silnik. W tym projekcie jest to łatwe.

Podobnie jak w przypadku innych naszych sterowników prędkości obrotowej przy zasilaniu prądem stałym, ten układ działa na zasadzie zmiany szerokości impulsu (PWM = Pulse-Width Modulation), co oznacza, że steruje mocą silnika poprzez szybkie włączanie i wyłączanie dwóch lub trzech równoległych MOSFET-ów.

A ponieważ regulatory prędkości PWM mogą powodować słyszalne wycie (charakterystyczny wizg) silnika (w końcu regulacja PWM oznacza chwilowe włączanie silnika na pełną moc wielokrotnie w ciągu sekundy), dodajemy potencjometr do regulacji częstotliwości PWM. W ten sposób można dopasować układ do silnika, aby zminimalizować słyszalność przełączania.

Powinniśmy również stwierdzić, że niektóre silniki będą działać lepiej przy niskich częstotliwościach PWM, ze względu na wysoką induktancję.

Inne silniki mogą pracować dobrze przy wyższych częstotliwościach, ale hałas przełączania staje się bardziej słyszalny. Dla konkretnego silnika, którego używasz, ustawienie częstotliwości PWM jest kompromisem.

Wyłącznik awaryjny

To oczywista funkcja. Naciśnij przycisk, a silnik natychmiast zostanie odłączony od zasilania. Jeśli nie jest on potrzebny, można z niego zrezygnować.

Awaryjne zatrzymanie działa w jednym z dwóch trybów. Pierwszy przywróci normalną pracę po skręceniu gałki potencjometru lub przepustnicy do zera, oczywiście po odblokowaniu przycisku awaryjnego. Drugi przywróci normalną pracę dopiero po wyłączeniu i ponownym włączeniu zasilania.

Na koniec, aby zapobiec zbyt głębokiemu rozładowaniu akumulatora i spowodowaniu jego trwałego uszkodzenia, zastosowano potencjometr odcinający zasilanie przy niskim poziomie napięcia akumulatora. Na przykład, w przypadku akumulatora 12 V, można ustawić wyłączenie przy spadku napięcia do 11,5 V. Rozładowanie poniżej tej wartości w przypadku zamkniętych akumulatorów kwasowo-ołowiowych może spowodować uszkodzenie akumulatora.

Dwie płytki drukowane

Regulator prędkości jest umieszczony w zwartej obudowie z ciśnieniowego odlewu aluminiowego, z wyprowadzonymi czterema zaciskami wysokoprądowymi, dwoma do podłączenia akumulatora i dwoma do podłączenia silnika.

Z boku obudowy znajdują się cztery diody LED, wskazujące Zasilanie (Power), Szybkość (Speed), Niskie napięcie akumulatora (Low Battery) i Wyłączony/Przekroczenie prędkości (Shutdown/Limit). Znajduje się tam również

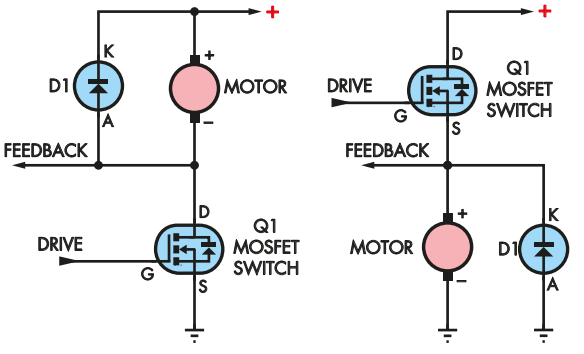


Fig.1(a): LOW SIDE SWITCHING

Fig.1(b): HIGH SIDE SWITCHING

Rysunek 1. Te dwa schematy pokazują różnicę pomiędzy przełączaniem po stronie zasilania i po stronie masy. Odnosi się to do usytuowania obwodu sterowania i silnika w stosunku do zasilania. W przełączaniu po stronie masy, silnik jest przełączany (inaczej: sterowany) pomiędzy jego ujemnym zaciskiem a masą; w przełączaniu po stronie zasilania silnik jest przełączany pomiędzy dodatnim zaciskiem silnika a dodatnim biegunem zasilania. Feedback – sygnał sprzężenia zwrotnego

eprasa.pl cc4a73eea3

przełącznik dźwigniowy zasilania oraz pokrętło regulacji prędkości.

Wewnątrz pudełka znajdują się dwie płytki PCB, jedna umieszczona na dnie, a druga przymocowana do pokrywy.

Płytka na dnie to płytka sterująca, zawierająca mikrokontroler i osiem potencjometrów nastawczych, połączona z zamontowaną pod pokrywą płytką przełączającą mocy, na której znajdują się bezpieczniki, MOSFET-y i cztery zaciski.

Przełączanie po stronie zasilania vs po stronie masy

Wspomnieliśmy już, że układ ten może pracować z jedną stroną silnika podłączoną do dodatniego bieguna akumulatora, jak również będzie działał z jednym zaciskiem silnika podłączonym do ujemnego bieguna akumulatora, czyli masy, co ma miejsce w większości (jeśli nie we wszystkich), silników DC używanych w samochodach (Red. Cóż, Autorzy chyba nie słyszeli o Syrence).

Tam gdzie silnik jest podłączony do dodatniego bieguna akumulatora, MOSFET wykonujący przełączanie PWM jest podłączony pomiędzy ujemnym zaciskiem silnika a ujemnym biegunem zasilania. Określamy to jako „przełączanie po stronie masy" i przedstawione jest to schematycznie na **rysunku 1(a)**. W większości naszych poprzednich sterowników prędkości DC była używana ta konfiguracja.

Jak widać, MOSFET znajduje się poniżej silnika, po stronie masy („low side switching").

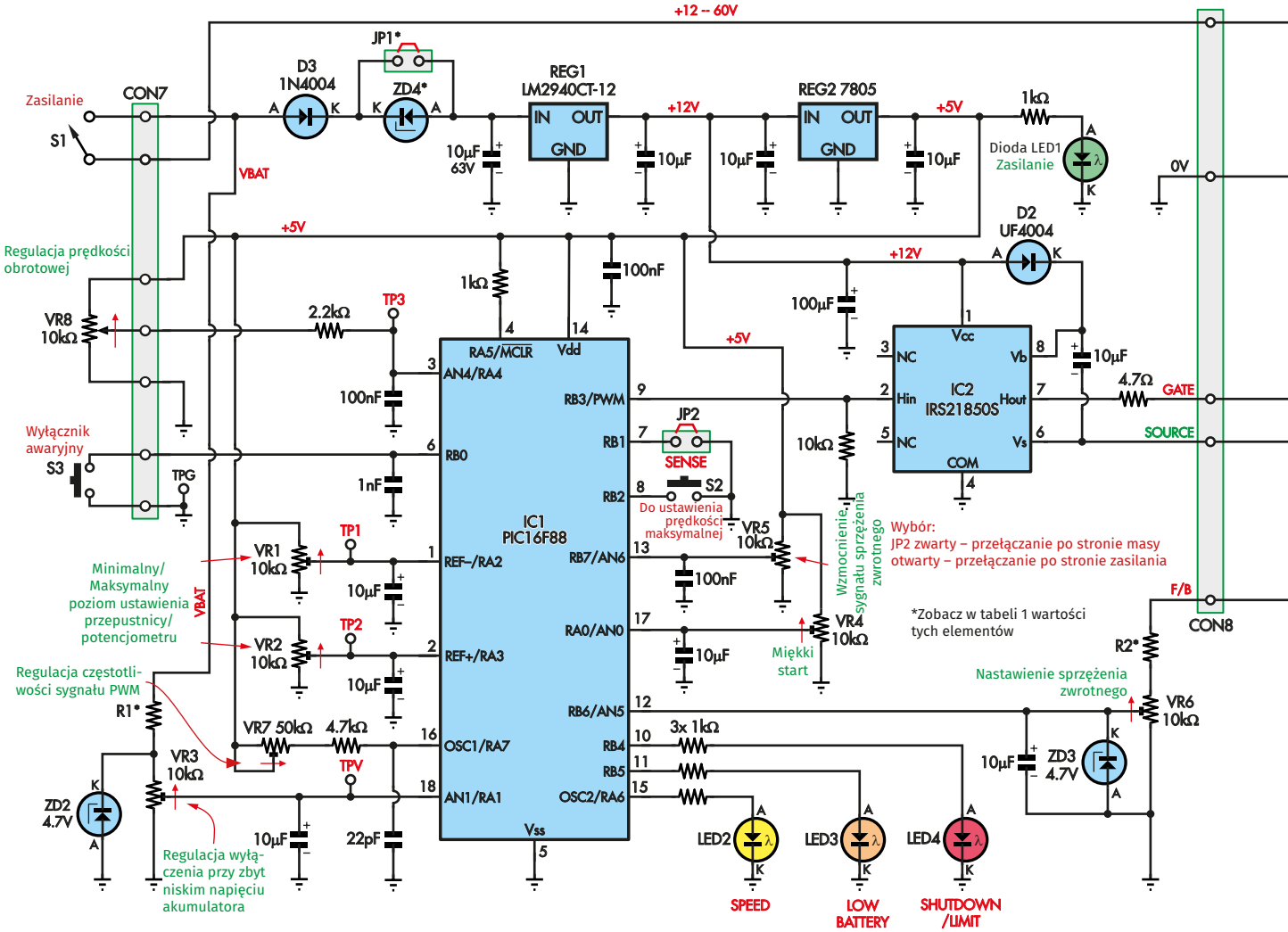
W odwrotnym przypadku, silnik jest podłączony do ujemnego bieguna baterii, czyli masy, a przełączający MOSFET jest podłączony pomiędzy dodatnim biegunem baterii a dodatnim zaciskiem silnika i ten układ przełączania po stronie zasilania („high side switching"), jest pokazany na **rysunku 1(b)**.

Wygenerowanie sygnałów wysterowania bramki N-kanałowego tranzystora MOSFET w układzie przełączania po stronie masy jest stosunkowo proste, ponieważ połączone z masą źródło MOSFET-a ma potencjał 0 V i otrzymanie odpowiedniego sygnału sterowania bramką w przypadku typowych układów logicznych lub portów wyjściowych mikrokontrolera jest łatwe.

Sterowanie bramką komplikuje się w obwodzie przełączającym po stronie zasilania, ponieważ źródło MOSFET-a jest połączone z dodatnim zaciskiem silnika i gdy do silnika jest przyłożone pełne napięcie, napięcie na źródle MOSFET-a jest prawie równe napięciu akumulatora. To stwarza problem z MOSFET-em N-kanałowym, ponieważ potrzebuje on dodatniego napięcia bramki w stosunku do źródła.

Jednak kiedy do silnika jest przyłożone niskie lub zerowe napięcie, napięcie źródła MOSFET-a jest podobnie niskie.

Rozważmy więc obwód o nominalnym napięciu zasilania 48 V i z MOSFET-em, który wymaga napięcia bramka-źródło powiedzmy



STEROWNIK PRĘDKOŚCI OBROTOWEJ SILNIKA DC DUŻEJ MOCY

Rysunek 2. schemat na tej stronie przedstawia płytkę sterującą. IC1. Mikrokontroler PIC16F88 nadzoruje ustawienia poszczególnych parametrów, równocześnie z monitorowaniem siły przeciwelektromotorycznej generowanej przez silnik. IC1 wytwarza sygnał PWM zastosowany do sterowania prędkością silnika...

eprasa.pl cc4a73eea3

10 V aby był w pełni włączony. Oznaczałoby to, że wymagane napięcie bramki w stosunku do masy wynosi około 58 V, czyli o 10 V więcej niż napięcie zasilania. Jak wygenerować na bramce tak wysokie napięcie, które dodatkowo jest powiązane z potencjałem źródła tranzystora MOSFET i w związku z tym musi zmieniać się w szerokich granicach („pływać w górę i w dół") w zależności od tego czy MOSFET jest włączony czy wyłączony?

Problem rozwiązuje użycie układu scalonego „dopalacza", inaczej sterownika przełączania po stronie zasilania („highside driver"), i dlatego jeden z takich scalaków mamy w naszym projekcie. Kosztem niewielkiej komplikacji układu zapewniamy jego uniwersalność. Przystąpmy do opisu układu.

Opis układu

Pełny schemat regulatora prędkości obrotowej silnika DC przedstawiono na **rysunku 2**. Sekcja po lewej stronie jest sekcją płytki sterującej, zawiera mikrokontroler PIC16F88 (IC1), sterownik dla obu trybów przełączania tranzystora MOSFET: układ International Rectifier IRS21850S (IC2), dwa 3-końcówkowe regulatory/stabilizatory napięcia i siedem potencjometrów nastawczych.

Sekcja po prawej stronie to płytka przełączająca, która zawiera dwa (lub trzy) MOSFET-y, szybką diodę prostowniczą (D1) i wszystkie ważne połączenia, które ustawiają obwód na przełączanie po stronie zasilania lub po stronie masy.

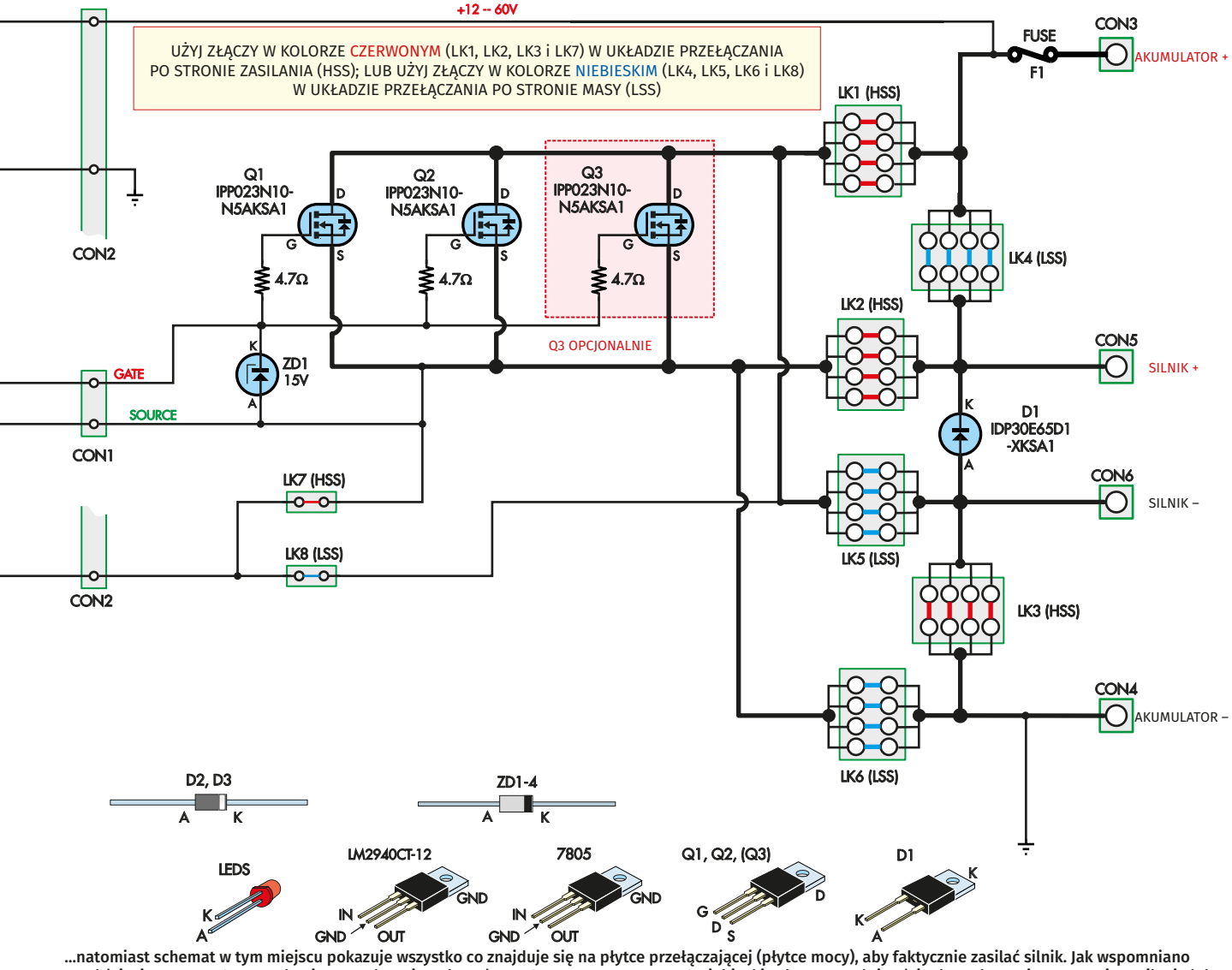
Od razu podkreślimy ten punkt:
Jest absolutnie konieczne, abyś zainstalował tylko jeden zestaw łączy dla przełączania: WYŁĄCZNIE po stronie zasilania LUB WYŁĄCZNIE po stronie masy.

Jeśli (przez nieuwagę, z roztargnienia lub przez niezrozumienie schematu!) zainstalujesz wszystkie złączki, zewrzesz bezpośrednio zaciski akumulatora, co spowoduje rozerwanie bezpiecznika na strzępy, gdy tylko obwód zostanie podłączony!

Mając to ostrzeżenie za sobą, będziemy kontynuować opis obwodu.

Zaczynając od lewej strony schematu, mikrokontroler monitoruje sygnał nastawy prędkości silnika z potencjometru (VR8) lub przepustnicy z efektem Halla i wytwarza sygnał PWM (impulsy o regulowanej szerokości – PulseWidth Modulated) o napięciu 5 V, który jest podawany do IC2, gdzie jest zamieniany na „pływający", o zmiennym potencjale względem masy, sygnał 0...12 V odpowiedni do zasilania bramek MOSFET-ów w jednym z wariantów przełączania: po stronie zasilania lub po stronie masy.

Sygnał ustawienia prędkości z potencjometru VR8, w zakresie od 0 do 5 V, jest podawany na wejście AN4 układu IC1 przez rezystor 2,2 kΩ. 8-bitowy przetwornik analogowo-cyfrowy (ADC) układu IC1 przetwarza to napięcie na postać cyfrową.



...natomiast schemat w tym miejscu pokazuje wszystko co znajduje się na płytce przełączającej (płytce mocy), aby faktycznie zasilać silnik. Jak wspomniano w tekście, jest BEZWZGLĘDNIE konieczne, aby zainstalować TYLKO czerwone LUB TYLKO niebieskie złącza, w zależności od przełączania po stronie zasilania lub po stronie masy.

eprasa.pl cc4a73eea3

ADC posiada dwa wejścia odniesienia, REF– i REF+. Napięcia na tych wejściach definiują zakres, w którym ADC dokonuje konwersji i są ustawiane za pomocą potencjometrów, odpowiednio VR1 i VR2.

Jeśli jest używana przepustnica z efektem Halla, jej wyjście nie pokrywa pełnego zakresu napięć 0...5 V. Tak więc w tym przypadku VR1 służy do ustawienia REF–, aby dopasować najniższe napięcie dostępne z przepustnicy, a VR2 służy do ustawienia REF+ dla najwyższego napięcia z układu Halla. Cyfrowy sygnał z ADC pokrywa wtedy pełny zakres 0...255.

REF+ i REF– mają ograniczenia. REF+ może być ustawione pomiędzy 2,5 V a 5 V, natomiast REF– może być ustawione od 0 V do 2 V. Tak więc dla przepustnicy z efektem Halla, która ma minimalne napięcie 0,75 V i maksymalne 3,65 V, REF– jest ustawione na 0,75 V, a REF+ na 3,65 V. Wartości te mieszczą się w limitach napięcia.

Tak więc w zależności od ustawienia przepustnicy, wyjście PWM układu IC1 na końcówce 9 wytwarza strumień impulsów o napięciu 5 V i wypełnieniu od 0% (Off) do prawie 100%. Wypełnienie nie osiąga pełnych 100%, co zostanie wyjaśnione później.

Dioda LED2, podłączona do końcówki 15 układu scalonego IC1, miga naśladując wypełnienie sygnału PWM; krótkie błyski przy niskich nastawieniach prędkości i dłuższe błyski przy wyższych nastawieniach prędkości.

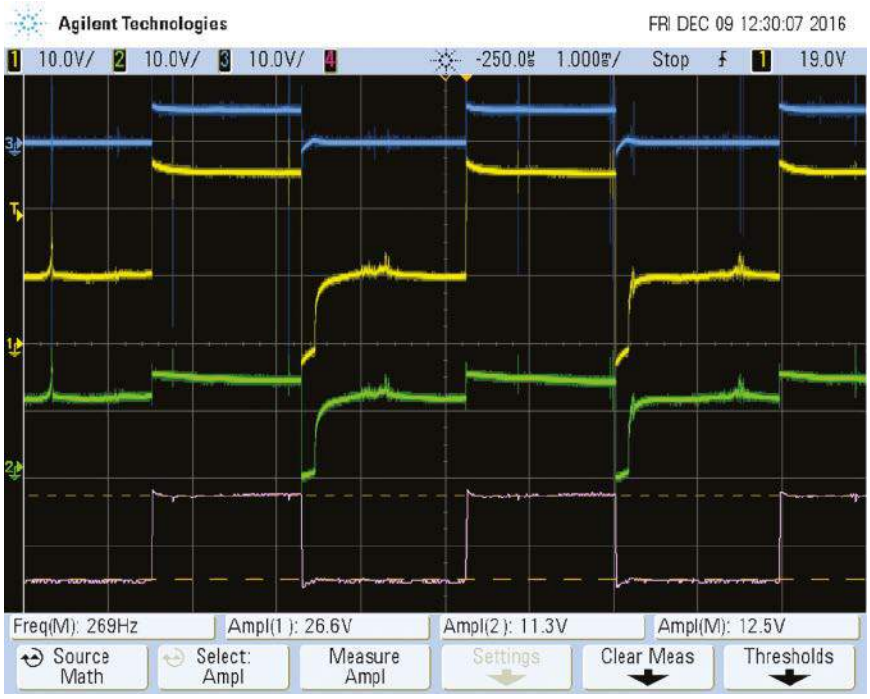
Wzorcowe napięcia przetwornika ADC

Wejście nastawy prędkości silnika (lub przepustnicy) AN4 w IC1 wykorzystuje ustawienia REF+ i REF– pochodzące z potencjometrów VR1 i VR2, jak omówiono powyżej, pozostałe sygnały na wejściach analogowych IC1 są konwertowane przy użyciu kolejnych napięć wzorcowych ustawianych w oprogramowaniu.

Pierwsze z nich służy do wykrywania niskiego napięcia akumulatora. Wejście AN1, końcówka 18, monitoruje napięcie akumulatora poprzez rezystor R1 i potencjometr nastawny VR3. Napięcie na wejściu IC1 jest ograniczone przez diodę Zenera ZD2 (4,7 V). W **tabeli 1** podano wartości R1 w zależności od nominalnego napięcia akumulatora.

IC1 uznaje napięcie akumulatora za zbyt niskie, gdy napięcie na AN1 spadnie poniżej 2,5 V, zakładając dokładne 5 V na końcówce zasilania 14 układu IC1. Jeśli napięcie na AN1 spadnie poniżej 2,5 V, MOSFET-y zostają wyłączone i zapala się dioda LED3.

Stan ten będzie się utrzymywał do momentu wyłączenia układu i zwiększenia napięcia akumulatora (naładowania akumulatora, wymiany?). Wyłączenie nastąpi ponownie, jeśli napięcie akumulatora będzie nadal niższe niż ustawiony próg rozładowania akumulatora.



Te oscylogramy pokazują działanie regulatora prędkości (w trybie przełączania po stronie zasilania). Kanał górny (niebieski) to przebieg PWM na wyjściu IC1. Kanał żółty to przebieg napięcia na bramkach MOSFET-ów „przechwycony" ze sterownika IC2. Kanał zielony to napięcie na silniku – zauważ, że ma ono mniejszą amplitudę niż amplituda napięcia na bramkach. Wreszcie kanał różowy to napięcie bramka-źródło (różnica między kanałami 1 i 2). Wszystkie oscylogramy zarejestrowano z czułością 10 V/działkę. Częstotliwość sygnału PWM 269 Hz, wypełnienie ~50% przy zasilaniu silnika napięciem 12 V.

Sprzężenie zwrotne regulacji prędkości

Jednym z trudnych aspektów tego układu jest zapewnienie sprzężenia zwrotnego dla regulacji prędkości silnika z wykorzystaniem siły przeciwelektromotorycznej (back-EMF). Jak już wspomniano, siła przeciwelektromotoryczna (back-EMF) jest proporcjonalna do prędkości silnika i przeciwstawia się przepływowi prądu. Kiedy silnik jest zatrzymany (ale napięcie jest doń przyłożone), nie będzie siły przeciwelektromotorycznej i prąd będzie bardzo wysoki, ograniczony tylko rezystancją uzwojeń (jest to prąd przeciążenia lub zablokowania wirnika).

I odwrotnie, gdy prędkość silnika jest wysoka, siła przeciwelektromotoryczna będzie wysoka, a prąd odpowiednio niski. Na przykład, przy przyłożonym napięciu 12 V i silniku pracującym z maksymalną prędkością, siła przeciwelektromotoryczna może wynosić nawet 10 V.

Kolejna komplikacja związana z wykorzystaniem siły przeciwelektromotorycznej do sterowania szybkością silnika związana jest z tym, czy obwód jest skonfigurowany do przełączania MOSFET-ów po stronie zasilania czy po stronie masy. W przypadku przełączania po stronie zasilania (patrz rysunek 1(b)), siła przeciwelektromotoryczna będzie się zmieniać od 0 V do, powiedzmy, 10 V, przy zasilaniu DC równym 12 V.

W takiej sytuacji można dość prosto otrzymać sygnał sprzężenia zwrotnego dla mikrokontrolera. Ale w przypadku przełączania po stronie masy, ponieważ jeden zacisk silnika jest zwarty do szyny +12 V, siła przeciwelektromotoryczna (mierzona pomiędzy masą a połączeniem drenów MOSFET-ów z ujemnym zaciskiem silnika) będzie zmieniać się od 12 V (zerowa prędkość), do ok. 2 V (pełna prędkość). Innymi słowy, siła elektromotoryczna będzie związana z dodatnią szyną zasilania i będzie miał przeciwny znak.

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

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

eprasa.pl cc4a73eea3

Są dwa sposoby na poradzenie sobie z tym problemem. Jednym z nich jest zastosowanie obwodu wzmacniacza operacyjnego odwracającego i przesuwającego poziom, ale wzmacniacze operacyjne, które radzą sobie z napięciem zasilania i napięciami wspólnych modułów sięgającymi 60 V lub więcej są drogie i trudne do zdobycia. Sposobem na obejście tego problemu jest zastosowanie układu przesuwającego poziom sygnału przy użyciu elementów (tranzystorów) dyskretnych i takie podejście zostało zaprezentowane na stronach Circuit Notebook w numerze z grudnia 2016 roku.

Jednak w tym projekcie po prostu zmniejszamy poziom siły elektromotorycznej do poziomu nie wyższego niż 5 V i pozwalamy oprogramowaniu mikrokontrolera poprawnie go zinterpretować. Tak więc, patrząc przez chwilę na prawą stronę obwodu, bierzemy sprzężenie zwrotne (napięcie siły przeciwelektromotorycznej) z połączonych źródeł MOSFET-ów (dodatni zacisk silnika) przez złącze szpilkowe LK7 dla obwodu przełączania po stronie zasilania oraz z połączonych drenów MOSFET-ów (ujemny zacisk silnika) przez złącze szpilkowe LK8 dla obwodu przełączania po stronie masy (oczywiście pamiętając, że w danym momencie może być zestawiony TYLKO JEDEN z wymienionych sposobów przełączania).

Sygnał sprzężenia zwrotnego jest doprowadzany przez rezystor R2 do potencjometru 10 kΩ VR6 „Regulacja sprzężenia zwrotnego". Napięcie z suwaka potencjometru VR6 jest ograniczane przez diodę Zenera ZD3 o napięciu 4,7 V, filtrowane przy użyciu kondensatora 10 µF od zakłóceń wytwarzanych przez silnik, a następnie podawane na końcówkę 12 mikrokontrolera, IC1.

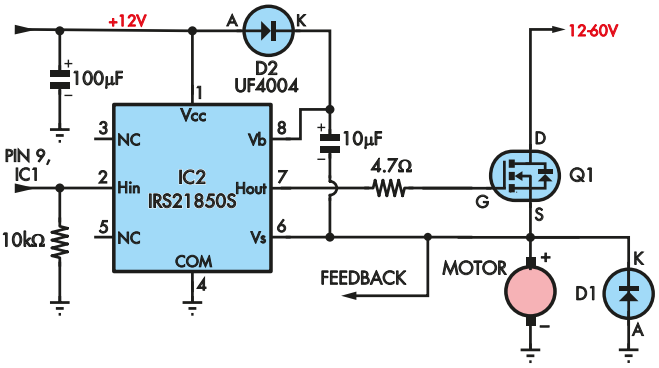
Wartość R2 zależy od napięcia zasilania, jak pokazano poniżej w tabeli 1.

Musimy powiadomić mikrokontroler, czy silnik jest przełączany po stronie zasilania czy po stronie masy. Robimy to za pomocą zworki WYBÓR („SENSE") na złączu szpilkowym JP2, podłączonym do wejścia RB1 na końcówce 7.

Normalnie wejście (Sense) jest w stanie wysokim (5 V) dzięki wewnętrznemu prądowi podciągającemu i w tym stanie oprogramowanie pracuje dla sterownika przełączania po stronie zasilania. Jeśli wejście (Sense) jest zwarte za pomocą zworki JP2 do masy (0 V), to oprogramowanie pracuje w trybie przełączania po stronie masy.

Ograniczenie prędkości i częstotliwość PWM

Maksymalną prędkość obrotową silnika można ustawić w następujący sposób. Należy nacisnąć przełącznik ograniczenia prędkości S2 (podłączony do wejścia RB2, końcówka 8) i ustawić potencjometr/przepustnicę na żądaną prędkość maksymalną, a następnie zwolnić przełącznik. Po ustawieniu w ten sposób prędkości maksymalnej można używać potencjometru/przepustnicy w ich pełnym zakresie, ale nastawione wypełnienie impulsów PWM (i limit prędkości obrotowej) nie zostanie przekroczone.



Rysunek 3: sterownik przełączania po stronie zasilania (IC2) generuje swoje „pływające" napięcie, dostępne na kondensatorze 10 µF, w trybie podwyższania, dzięki przełączaniu MOSFET-a Q1. FEEDBACK – sygnał sprzężenia zwrotnego

Częstotliwość przełączania PWM na końcówce 9 na wyjściu IC1 jest ustawiana potencjometrem 50 kΩ VR7, z rezystorem szeregowym 4,7 kΩ i kondensatorem 22 pF; podłączonymi do końcówki 16 wejścia oscylatora RC (zewnętrznego zegara). VR7 pozwala na ustawienie częstotliwości PWM w zakresie od 100 Hz do 1 kHz, jak wcześniej zaznaczono.

Przełączanie MOSFET-ów

Wyjściowy sygnał PWM z IC1 jest podawany do IC2 i może wysterować bramki N-kanałowych MOSFET-ów w trybie przełączania po stronie zasilania lub po stronie masy, bez konieczności wprowadzania jakichkolwiek zmian w obwodzie.

Rysunek 3 (powyżej) pokazuje część układu z rysunku 2. Sygnał PWM z IC1 jest podawany na końcówkę 2, a końcówka 7 IC2 steruje bramką (lub bramkami) MOSFET-ów. IC2 posiada wewnętrzne, „pływające" zasilanie, które może podnieść napięcie wyjściowe do 600 V powyżej napięcia linii zasilania 12 V (Vcc), podłączonego pomiędzy końcówkami 4 i 1.

Wewnętrzne „pływające" zasilanie występuje pomiędzy Vb i Vs i jest zasadniczo obwodem wspomagającym („bootstrapped") pompy diodowej. Jego działanie zależy



Wnętrze regulatora prędkości obrotowej silnika – kompletne szczegóły budowy zostaną przedstawione w przyszłym miesiącu, ale będą się nieco różnić od tego prototypu. Połączenia na płytce drukowanej MOSFET-ów zostały ustawione do pracy w trybie przełączania po stronie zasilania.

eprasa.pl cc4a73eea3

Wykaz elementów:

Płytka sterująca
1 szt. PCB, nr katalogowy 11112161, 107×82 mm
1 szt. obudowa, ciśnieniowy odlew aluminiowy, 119×94×57 mm (Jaycar nr katalogowy HB-5064)
2 szt. trójdrożny zacisk śrubowy, moduł 5,08 mm (fragment złączy CON7 i CON8)
3 szt. dwudrożny zacisk śrubowy, moduł 5,08 mm (fragment złączy CON7 i CON8)
1 szt. przełącznik dźwigniowy SPST (S1)
1 szt. alarmowy przycisk bezpieczeństwa, z blokadą, DPDT; opcjonalnie (Altronics nr katalogowy S 0820) (S3)
1 szt. zwierny przycisk chwilowy do montażu na PCB (Jaycar nr katalogowy SP-0601, Altronics nr katalogowy S1120); (S2)
1 szt. podstawka układu scalonego DIL18
2 szt. 2-szpilkowe złącza do druku, moduł 2,54 mm (JP1, JP2)
2 szt. zworki do złączy szpilkowych, moduł 2,54 mm
1 szt. gałka/pokrętło potencjometru regulacji prędkości
4 szt. stopki gumowe
4 szt. gwintowane kołki dystansowe M3×6,3
10 szt. śrubki M3×6
2 szt. nakrętki M3
1 szt. przepust kablowy na przewód 4...8 mm
8 szt. kablowe opaski zaciskowe długości 100 mm
5 szt. pojedyncze złącza szpilkowe typu PC (opcjonalnie) (TP1–TP5)
1 zestaw naklejek na pokrywę
1 odcinek długości 500 mm izolowanego przewodu przyłączeniowego min. 1 mm² (lub 5 odcinków po 100 mm przewodu przyłączeniowego min. 1 mm² o różnych kolorach)

Półprzewodniki:
1 szt. mikrokontroler PIC16F88-I/P zaprogramowany wsadem 1111216A.hex (IC1)
1 szt. sterownik przełączania po stronie zasilania IRS21850SPBF SMD (IC2)
1 szt. regulator/stabilizator napięcia LDO LM2940CT-12 w obudowie TO-220 (REG1)
1 szt. regulator/stabilizator napięcia 7805 w obudowie TO-220 (REG2)
4 szt. diody LED 5 mm: (LED1 [zielona], LED2 [żółta], LED3 [pomarańczowa], LED4 [czerwona])
1 szt. szybka dioda prostownicza UF4004 1A (D2)
1 szt. dioda uniwersalna 1N4004 1A (D3)
1 szt. dioda Zenera wg Tabeli 1 (ZD4)
2 szt. diody Zenera 4,7 V 1 W (ZD2, ZD3)

Kondensatory:
1 szt. kondensator elektrolityczny 10 µF/63 V PC MB low-ESR
9 szt. kondensatory elektrolityczne 10 µF/63 V PC MB low-ESR
1 szt. kondensator elektrolityczny 1000 µF/16 V PC MB low-ESR
3 szt. kondensatory foliowe poliestrowe MKT 100 nF/63 V lub 100 V
1 szt. kondensator foliowy poliestrowy MKT 1 nF
1 szt. kondensator ceramiczny 22 pF lub lepiej styrofleksowy KSF 22 pF/25 V

Rezystory: (0,25 W, 1% lub 0,6 W 1% metalizowane)
1 szt. 10 kΩ
1 szt. 4,7 kΩ
1 szt. 2,2 kΩ
5 szt. 1 kΩ
1 szt. 4,7 Ω
R1, R2: wg tabeli 1
6 szt. 10 kΩ miniaturowe poziome potencjometry nastawcze (symbol wartości 103) (VR1–VR6)
1 szt. 50 kΩ miniaturowy poziomy potencjometr nastawczy (symbol wartości 503) (VR7)
1 szt. liniowy potencjometr obrotowy 16 mm 10 kΩ (VR8)

Płytka zasilania/mocy
1 szt. PCB symbol katalogowy 11112162, 111×85 mm (grubość folii Cu 70 µm)
2 szt. zaciski przyłączeniowe 50 A Jumbo czerwone (Altronics nr katalogowy P9225) (CON3, CON5)
2 szt. zaciski przyłączeniowe 50 A Jumbo czarne (Altronics nr katalogowy P9226) (CON4, CON6)
1 szt. gniazdo płaskiego bezpiecznika 30 A wg standardu ATO/ATC do montażu na PCB (Altronics nr katalogowy S6040) (F1)
1 szt. bezpiecznik płaski 40 A* wg standardu ATO/ATC (samochodowy) (*dobierany wg silnika)
1 szt. trójdrożny zacisk śrubowy moduł 5,08 mm (CON2)
1 szt. dwudrożny zacisk śrubowy moduł 5,08 mm (CON 1)
2 szt. gwintowanych kołków dystansowych M3×12
5 szt. śrubki M3×10
2 szt. N-kanałowy tranzystor MOSFET IPP023N10N5AKSA1 120 A 100 V (Q1, Q2) (lub FDP2D3N10C)
1 szt. szybka dioda prostownicza mocy IDP30E65D1XKSA1 60 A 650 V (D1)
1 szt. dioda Zenera 15 V 1 W (ZD1)
2 szt. rezystory 4,7 Ω 0,25 W (opcjonalnie: 3 szt. w przypadku użycia 3-ch MOSFET-ów)
1 odcinek długości 200 mm pocynowanego drutu miedzianego o średnicy 0,7 mm
1 odcinek długości 600 mm izolowanego przewodu przyłączeniowego min. 1 mm² (lub 6 odcinków po 100 mm przewodu przyłączeniowego min. 1 mm² o różnych kolorach)

od MOSFET-a i podłączonego obciążenia (w tym przypadku silnika). Źródło MOSFET-a jest połączone z Vs (końcówka 6), a bramka z końcówką 7. Gdy początkowo MOSFET jest wyłączony, dioda D2 poprzez uzwojenia silnika ładuje kondensator 10 µF/63 V znajdujący się pomiędzy stykiem 8 (Vb) a stykiem 6 (Vs). Dodatni zacisk silnika ma wtedy potencjał zbliżony do 0 V, czyli taki sam potencjał ma wtedy ujemna końcówka kondensatora, a napięcie na jego dodatniej końcówce wynosi prawie 12 V. W tym momencie, „pływające" zasilanie też jest na poziomie około 12 V i może dostarczyć sygnał o napięciu ~12 V do bramki MOSFET-a via wyjście 7 i rezystor 4,7 Ω.

Kiedy bramka MOSFET-a jest na potencjale 12 V, tranzystor włącza się i napięcie na jego źródle zmienia się do prawie równego napięciu dodatniego bieguna akumulatora. Napięcie źródła podnosi napięcie połączonej z nim ujemnej końcówki kondensatora 10 µF prawie do napięcia akumulatora (które w naszym układzie może wynosić nawet 60 V), a dodatnia końcówka uprzednio naładowanego do napięcia ~12 V kondensatora 10 µF ma wtedy napięcie o ok. 12 V wyższe od napięcia zasilania i takie napięcie trafia na końcówkę 8 układu IC2. Wewnątrz IC2 jest ono odpowiednio formowane, w takt impulsów PWM i podawane na końcówkę 7 wysterowania bramek MOSFET-ów. Przy takich napięciach dioda D2 jest spolaryzowana w kierunku zaporowym, co uniemożliwia rozładowanie kondensatora do linii zasilania +12 V.

Gdy sygnał bramki spadnie do zera, MOSFET wyłącza się, a kondensator 10 µF ponownie jest ładowany do napięcia 12 V. W ten sposób IC2 może zawsze dostarczyć impuls o odpowiednim napięciu do bramki, aby włączyć MOSFET i zasilić obciążenie.

Jednakże, aby ten proces działał, impulsy bramkowe nigdy nie mogą mieć wypełnienia 100%, tj. być stale na poziomie wysokim, ponieważ zatrzymałoby to działanie pompy diodowej z diodą D2. W praktyce, wypełnienie PWM może osiągnąć 99% bez zablokowania (rozładowania) układu „pływającego" zasilania. Stąd ograniczenie maksymalnego wypełnienia sygnałów PWM, jak zauważono wcześniej w tym artykule.

W konfiguracji przełączania po stronie masy, „pływające" zasilanie w IC2 pozostaje na poziomie ok. 12 V, ponieważ Vs (końcówka 6) jest podłączone do masy, a kondensator 10 µF jest stale ładowany do napięcia +12 V. IC2 jest wtedy używany jako sterownik bramek wysokoprądowych MOSFET-ów, który przekształca sygnał 0...5 V z wyjścia PWM IC1 na sygnał 0...12 V wyzwalania bramek MOSFET-ów.

Konfiguracje przełączania po stronie zasilania i po stronie masy

Być może nie jest to oczywiste, ale zmiana z przełączania po stronie masy (low-side), jak pokazano na rysunku 1(a), na przełączanie po stronie zasilania (high-side) przedstawione na rysunku 1(b), odbywa się za pomocą dwóch zestawów łączy i jak już zauważono, tylko jeden kompletny zestaw tych łączy **może** być zainstalowany na PCB.

Tak więc dla przełączania po stronie zasilania należy zainstalować równoległe połączenia LK1, LK2 i LK3, jak również zworkę sprzężenia zwrotnego LK7.

Podobnie, dla przełączania po stronie masy, należy zainstalować równoległe złącza LK4, LK5 i LK6, wraz ze zworką sprzężenia zwrotnego LK8. Te opcje łączenia zasadniczo zamieniają pozycje MOSFET-ów i silnika względem siebie, aby zgadzały się z rysunkiem 1(a) lub rysunkiem 1(b).

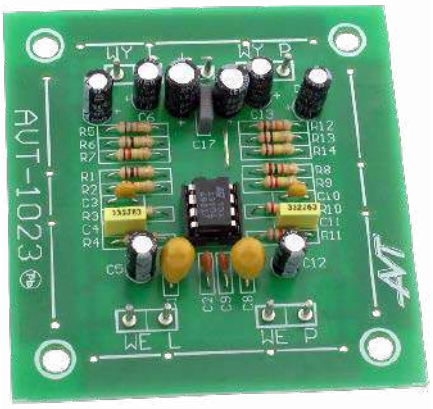
W przyszłym miesiącu zakończymy budowę regulatora prędkości silnika DC, przedstawiając szczegóły konstrukcyjne i procedurę uruchamiania. ■

John Clarke

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

eprasa.pl cc4a73eea3

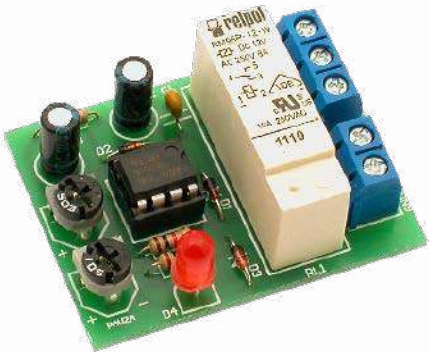
Najbardziej popularne kity AVT



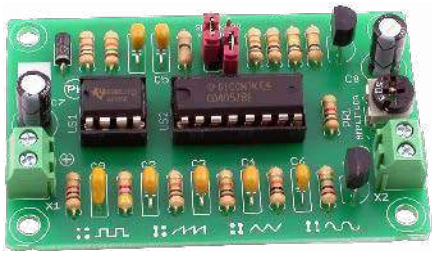
AVT1023 Przedwzmacniacz gramofonowy o charakterystyce RIAA
https://sklep.avt.pl/avt1023.html



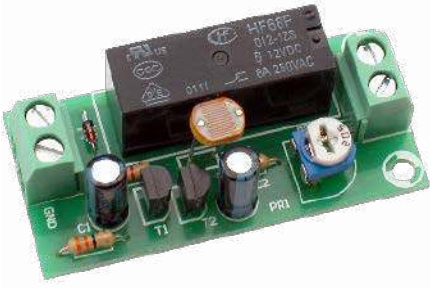
AVT1066 Miniaturowy zasilacz uniwersalny z LM317
https://sklep.avt.pl/avt1066.html



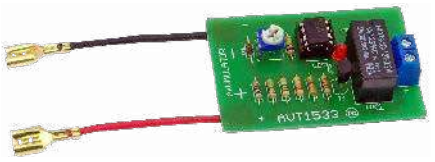
AVT1459 Uniwersalny układ czasowy
https://sklep.avt.pl/avt1459.html



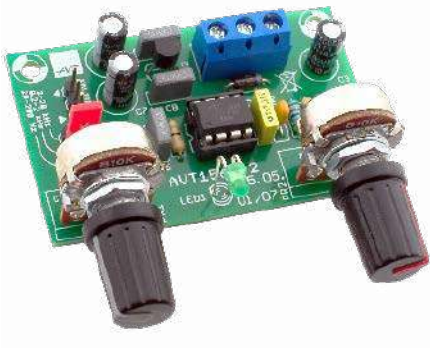
AVT1327 Mini generator funkcyjny
https://sklep.avt.pl/avt1327.html



AVT1476 Automatyczny włącznik zmierzchowy
https://sklep.avt.pl/avt1476.html



AVT1533 Zabezpieczenie akumulatora 12 V przed rozładowaniem
https://sklep.avt.pl/avt1533.html



AVT1569 Generator akustyczny 20 Hz...20 kHz
https://sklep.avt.pl/avt1569.html



AVT1594 Wzmacniacz mocy 2×45 W z STK4182
https://sklep.avt.pl/avt1594.html



AVT1597/3 Wzmacniacz audio z układem TDA2050 35 W
https://sklep.avt.pl/wzmacniacz-audio-z-ukladem-tda2050-zestaw-do-samodzielnego-montazu.html



AVT1661 Elektroniczna kostka do gry
https://sklep.avt.pl/avt1661.html

Pełna oferta na: sklep.avt.pl

eprasa.pl cc4a73eea3



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

Licznik nawrotów w basenie z jasnymi LED-ami

Minęło już ponad 10 lat od momentu wykonania przez nas licznika nawrotów w basenie – czasy (i dostępne części) znacznie się zmieniły. Ten całkowicie nowy projekt powinien być bardzo łatwy do wykonania, przy wykorzystaniu dość unikalnego czujnika pętli!

Ci, którzy mają szczęście pływać w 50-metrowym basenie nie muszą liczyć zbyt wielu długości basenu, aby pokonać rozsądny dystans.

Na przykład, przepłynięcie już 20 długości basenu oznacza, że przepłynąłeś kilometr. Ale kiedy pływasz tam i z powrotem, łatwo jest się rozproszyć, pomylić i stracić rachubę. Niektórzy radzą sobie z tym problemem przepływając pięć długości basenu stylem dowolnym, pięć klasycznym, pięć grzbietowym i tak dalej.

Problem jest gorszy, jeśli pływasz w basenie 25-metrowym (wielu, nawet najlepszych pływaków, regularnie tak trenuje) i fatalny, jeśli pływasz w swoim domowym basenie, który może mieć tylko 10 lub 15 metrów długości. W przypadku basenu 10-metrowego musisz pokonać 100 długości, aby przepłynąć kilometr.

Uwierz nam, śledzenie i zapamiętanie tylu pętli podczas pływania w domowym basenie tam i z powrotem jest praktycznie niemożliwe. Czy to były 64 długości czy 46?

Nasz licznik nawrotów w basenie (**PLC – Pool Lap Counter)** przychodzi z pomocą. Będzie on wyświetlał liczbę długości basenu, które przepłynąłeś, na 2-cyfrowym wyświetlaczu, więc możesz sobie pozwolić podczas pływania tam i z powrotem na błądzenie myślami, rozwiązywanie problemów świata czy dumanie o niebieskich migdałach, lub nawet skomponowanie nowej symfonii.

„**PLC**" składa się z dwóch części. Pierwsza to małe plastikowe pudełko, które zawiera układ licznika i dwucyfrowy wyświetlacz wraz z 4 bateriami „AA" o łącznym napięciu 6 V, więc jest całkowicie przenośny (i bezpieczny – nie chcesz chyba nigdzie w pobliżu basenu zasilacza sieciowego!).

Druga część wygląda po prostu jak duży zasobnik zimna do najprostszych lodówek turystycznych lub kompres żelowy do okładów chłodzących. I dokładnie tym jest – zastosowaliśmy jeden z nich, aby działał jako czujnik nacisku. Ale więcej na ten temat dalej.

Dwa sposoby liczenia

Sposób działania jest prosty. Mocujesz czujnik na przeciwległym końcu basenu (tzn. naprzeciwko miejsca, w którym zwykle zaczynasz). Następnie płyniesz tam i dotykasz czujnika, po czym na wyświetlaczu pojawia się „1". Gratulacje, pokonałeś jedną długość basenu!

Kiedy popłyniesz do startu, zawrócisz i na końcu ponownie dotkniesz czujnika, wyświetlacz wskaże „3" (jak podano dalej, licznik – i wyświetlacz – ignorują zero na początku). Innymi słowy, liczba na wyświetlaczu zwiększa się o dwa przy każdym dotknięciu czujnika.

Alternatywnie, ponieważ urządzenie korzysta z zasobów mikrokontrolera PIC,

eprasa.pl cc4a73eea3



Zbliżenie na ukończony projekt licznika nawrotów w basenie. Tak wygląda ustawiony na przeciwległym końcu basenu. Postaraj się nie chlapać na obudowę wodą!

można rozpocząć i zakończyć liczenie nawrotów na tym samym końcu basenu. W tym przypadku na starcie wyświetla się „0". Następnie płyniesz na koniec basenu i z powrotem, naciskasz czujnik i wyświetla się „2" i tak dalej, aż masz dość pływania!

Kolejna opcja liczenia polega na tym, że stan licznika zwiększa się o jeden po każdym dotknięciu płyty naciskowej, na przykład podczas biegania wokół zamkniętego toru. Opcja sposobu liczenia jest ustawiana za pomocą dwóch zworek, JP1 i JP2.

Układ ma dwa wejścia; każde z nich może być użyte do liczenia. Jedno jest przeznaczone dla czujnika naciskowego, który jest zwykle używany w basenie, a drugie dla standardowego monostabilnego przełącznika chwilowego.

Wyświetlacz zapala się za każdym razem, gdy jedno z tych wejść jest aktywowane, i pozostaje zapalony przez nastawiony czas, zwykle pięć sekund. Po tym czasie wyświetlacz jest wyłączany, aby wydłużyć żywotność baterii. Czas włączenia wyświetlacza może być ustawiony od pół sekundy do 10 sekund, może też świecić on ciągle, jeśli jest to pożądane.

Szybkość zliczania jest ograniczona tak, aby uniknąć kilkukrotnych zliczeń po jednokrotnej aktywacji płyty naciskowej lub przełącznika. Normalnie okres opóźnienia wynosi pięć sekund, ale można go zmniejszyć do zaledwie 40 ms (tj. 25 przyrostów na sekundę).

Nie jest to zbyt przydatne podczas pływania lub biegania, ale mogą być inne zastosowania urządzenia (choćby jako licznik zdarzeń, w którym konieczne jest szybsze liczenie), na przykład przy liczeniu liczby osób przechodzących przez drzwi poprzez umieszczenie płytki dociskowej na ziemi.

Bieżący stan licznika nawrotów może być wyświetlony w dowolnym momencie poprzez naciśnięcie przełącznika View (Widok). Stan licznika można wyzerować naciskając przełącznik Clear (Zerowanie). Te dwa przełączniki znajdują się na przednim panelu pudełka „**PLC**". W pobliżu znajduje się również włącznik zasilania.

Wyświetlacz został zaprojektowany tak, aby był wystarczająco jasny i widoczny nawet w świetle dziennym, ale w niektórych sytuacjach może być zbyt jasny, na przykład na krytym basenie lub w nocy. W związku z tym wprowadziliśmy funkcję przyciemniania. Jasność można zmniejszyć w czterech krokach od maksymalnej (100%) do 25%.

Licznik zasilają cztery ogniwa AA (6 V). Aby uzyskać rozsądną żywotność baterii, 7-segmentowe wyświetlacze świecą tylko przez pięć sekund po każdym naciśnięciu przycisku.

Oczywiście układy scalone są zasilane przez cały czas, gdy urządzenie jest włączone, niezależnie od stanu wyświetlacza, ale pobierają one tylko 40 mA.

Opis układu

Pełny schemat ideowy „**PLC**" pokazany jest obok. Sercem projektu jest mikrokontroler (IC1), który steruje wyświetlaczem, monitorując jednocześnie przełączniki i sygnał z czujnika ciśnienia. Czujnik ciśnienia jest używany w połączeniu z płytą naciskową do wykrywania nawrotu.

Wyświetlacz składa się z dwóch dużych (70 mm) siedmiosegmentowych cyfr LED, oznaczonych jako DISP1 i DISP2, przy czym każdy segment (z wyjątkiem punktów dziesiętnych) składa się z czterech szeregowo połączonych niebieskich diod LED.

Podczas świecenia całkowity spadek napięcia na każdym segmencie wynosi co najmniej 12 V, tj. 3 V na każdej diodzie. Dlatego do działania wyświetlacza wymagane jest zasilanie o napięciu większym niż 12 V, uwzględniając spadek napięcia na przełącznikach i rezystorach ograniczających prąd.

W związku z tym układ posiada zasilacz DC-DC zwiększający napięcie (step-up), zawierający scalony sterownik przetwornicy REG1, cewkę indukcyjną L1 i niezbędne komponenty, w celu wytworzenia napięcia stałego 16 V, wykorzystywanego do zasilania wyświetlacza.

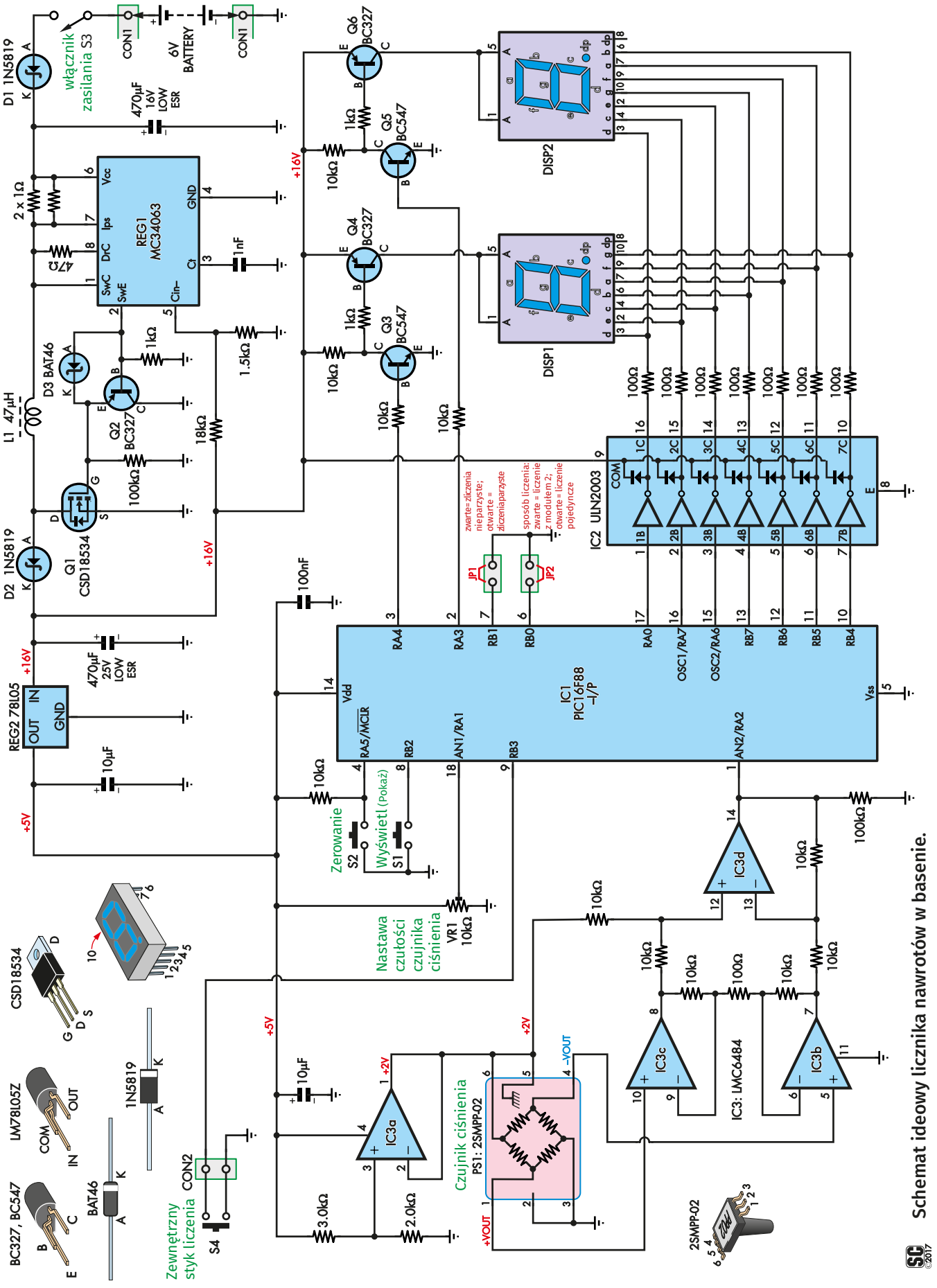
Mikrokontroler IC1 jest zasilany przez stabilizator liniowy 5 V (REG2) podłączony też do napięcia 16 V, dzięki czemu urządzenie może pracować nawet przy napięciu zestawu baterii poniżej 5 V, do poziomu 1 V/ogniwo (łącznie 4 V).

Wspólne anody każdego z wyświetlaczy są zasilane przez układ dwóch tranzystorów. Aby wysterować DISP1 (lub DISP2), wyjścia cyfrowe IC1 (RA4, końcówka 3 lub RA3, końcówka 2) muszą być na poziomie wysokim, czyli 5 V. Gdy wyjście RA4 układu IC1 (styk 3) jest w stanie wysokim (napięcie 5 V), to poprzez rezystor 10 kΩ potencjał bazy tranzystora NPN Q3 też jest podnoszony do 5 V, a tranzystor Q3 przewodzi. Gdy Q3

Właściwości i specyfikacja

Maksymalne zliczenie:	99 nawrotów (pętli, rund, tur, przebiegów, odcinków, długości basenu)
Metoda wyzwalania:	wodoodporna płyta naciskowa lub przełącznik chwilowy
Zasilanie:	bateryjne 6 V (4 ogniwa AA)
Minimalne napięcie zasilania:	4 V
Pobór prądu:	maksymalnie 280 mA; 40 mA przy wyłączonym wyświetlaczu.
Żywotność baterii:	zwykle co najmniej dziesięć dni użytkowania; około 12 godzin, jeśli wyświetlacz jest stale włączony
Rozmiar wyświetlacza:	100×73 mm, każda cyfra 33×57 mm
Typ wyświetlacza:	jasnoniebieskie diody LED
Szybkość multipleksowania:	488 Hz (bez migotania)
Okres włączenia wyświetlacza:	0,5...10 s lub zawsze włączony; domyślnie 5 s
Opóźnienie zliczania:	40 ms do pięciu sekund; początkowa wartość domyślna to 5 s
Ściemnianie:	regulowane w czterech krokach od 25% do pełnej jasności, domyślnie pełna jasność.

eprasa.pl cc4a73eea3



eprasa.pl cc4a73eea3



Czujnik ciśnienia 2SMPP-02 wykrywa niewielką zmianę ciśnienia przy dotknięciu płytki naciskowej. Nie trzeba zbyt wielkiego nacisku, aby go uruchomić – wystarczy dotknięcie, gdy nawracasz do następnego przepłynięcia basenu.

jest włączony, jego kolektor ma potencjał bliski 0 V, a poprzez rezystor 1 kΩ powoduje to również analogiczne obniżenia potencjału bazy tranzystora PNP Q4 i jego włączenie. Q4 zasila wtedy wspólne anody segmentów DISP1 napięciem 16 V.

Identycznie sterowany jest wyświetlacz DISP2, z wyjścia RA3 (końcówka 2) układu IC1 poprzez tranzystory Q5 i Q6, załączające napięcie 16 V na wspólne anody DISP2.

Katody każdego segmentu są sterowane przez IC2 – ULN2003, macierz 7 tranzystorów Darlingtona, oraz rezystory 100 Ω ograniczające prąd. Rezystory polaryzacji baz tranzystorów Darlingtona są zawarte w układzie scalonym, więc każde wejście 1–7 nadaje się do bezpośredniego podłączenia do IC1, czyli do wyjść RA0, RA6 i RA7 oraz RB4 do RB7.

Należy zauważyć, że DISP1 i DISP2 są multipleksowane, tzn. świecą na przemian, przy czym w danym momencie zasilany jest tylko jeden zestaw anod. Jest to możliwe dzięki temu, że RA3 i RA4 nigdy nie są jednocześnie w stanie wysokim. Jest to ważne, ponieważ odpowiednie katody segmentów DISP1 i DISP2 są połączone równolegle, a więc o tym, które segmenty będą świecić decyduje zarówno stan wejść IC2, jak i to, które z wyjść IC1, RA3 lub RA4, jest w stanie wysokim.

Wyświetlacze są multipleksowane z częstotliwością 488 Hz, zatem nie ma widocznego migotania. Istnieje również niewielki czas martwy pomiędzy wyłączeniem jednego wyświetlacza a włączeniem drugiego, aby zapobiec pojawianiu się widma (kopii) cyfry z jednego wyświetlacza na drugim („ghosting"). Takie widmo o niskiej jasności powstaje z powodu nie wyłączenia katod danego wyświetlacza przed zasileniem anod drugiego wyświetlacza. Czas martwy zwiększa się, gdy następuje ściemnienie, ponieważ występuje wtedy krótszy okres zasilania wyświetlacza w danym cyklu odświeżania, co obniża jasność pozorną.

Wejścia

Układ IC1 nadzoruje siedem wejść. Obejmują one przełącznik widoku (View – S1), przełącznik zerowania (Clear – S2), zewnętrzny włącznik aktywacji licznika (Lap – S4), zworki JP1 i JP2 wraz z ustawianiem czasu wyświetlania i czułości czujnika ciśnienia VR1 oraz wyjście czujnika ciśnienia. Wszystkie wejścia monitorujące przełączniki, za wyjątkiem S2, mają wewnętrzną polaryzację (pull-up), która utrzymuje te wejścia na poziomie 5 V, chyba że przejdą one w stan niski przez zwarcie styku przełącznika lub zworkę zamykającą złącze. Przełącznik zerowania S2 jest podłączony do wejścia Reset (RA5/negMCLR, końcówka 4) IC1, z zewnętrznym rezystorem podciągającym (pull-up) 10 kΩ. Po naciśnięciu S2 IC1 jest resetowany i oprogramowanie wewnętrzne uruchamia się ponownie.

Czujnik ciśnienia jest monitorowany na podstawie sygnału z wyjścia wzmacniacza operacyjnego IC3d idącego na końcówkę 1 (AN2/RA2) IC1, natomiast pozycja nastawy VR1 jest monitorowana poprzez wejście 18 (AN1/RA1) IC1. Oba te wejścia są podłączone do wewnętrznego przetwornika analogowo-cyfrowego (ADC) IC1. VR1 służy do ustawienia progu zadziałania czujnika ciśnienia, natomiast sygnał na wyjściu IC3d jest wzmocnionym, o poziomie przesuniętym w górę, sygnałem z czujnika ciśnienia. Wraz ze wzrostem ciśnienia w czujniku PS1 wzrasta również napięcie wyjściowe IC3d. Gdy napięcie to przekracza wartość progową ustawioną potencjometrem VR1, wewnętrzny komparator w IC1 jest wyzwalany i oprogramowanie zwiększa wartość licznika.

Czujnik ciśnienia PS1 jest skonfigurowany jako mostek oporowy Wheatstone'a z napięciem na stykach 1 i 4 równym mniej więcej połowie napięcia przyłożonego na stykach 6 i 3. Napięcie 2 V zasilające styk 6 otrzymywane jest ze stabilizowanego napięcia 5 V poprzez dzielnik rezystancyjny 3 kΩ/2 kΩ i buforowane przez stopień wzmacniacza IC3a o wzmocnieniu 0 dB.

Zwiększony nacisk na czujnik zakłóca równowagę mostka i powoduje spadek napięcia na styku 4 PS1 oraz wzrost napięcia na styku 1. Układy wzmacniaczy operacyjnych IC3c i IC3b buforują napięcia w tych dwóch punktach i stanowią część wzmacniacza instrumentalnego o wzmocnieniu 100 (Red. wzmacniacze instrumentalne nazywane są niekiedy wzmacniaczami pomiarowymi. Przykładem może być rodzina wzmacniaczy instrumentalnych AD822x). Wzmocnienie jest ustalane przez stosunek rezystorów 10 kΩ sprzężenia zwrotnego dla IC3b i IC3c oraz rezystora 100 Ω pomiędzy nimi. Sygnał różnicowy z wyjść tych dwóch wzmacniaczy jest zamieniany na pojedynczy sygnał przez IC3d.



Oto nasza „płytka naciskowa" – „Esky Cooler Brick", którą kupiliśmy w Bunnings za 5,99$. Jest na tyle elastyczna, że po dotknięciu wysyła do obwodu impuls ciśnienia. Widać wyraźnie punkty, przez które można przewiercić się bez ryzyka, że ze środka wycieknie chłodziwo (żel).

Poziom napięcia wyjściowego IC3d jest przesunięty o +2 V, tak, że normalnie nie obniży się on poniżej 0 V, ze względu na rezystor 10 kΩ łączący jego wejście nieodwracające 12 do napięcia 2 V. W rezultacie, wyjście IC3d jest na poziomie około 2 V, gdy czujnik jest wystawiony tylko na działanie ciśnienia otoczenia.

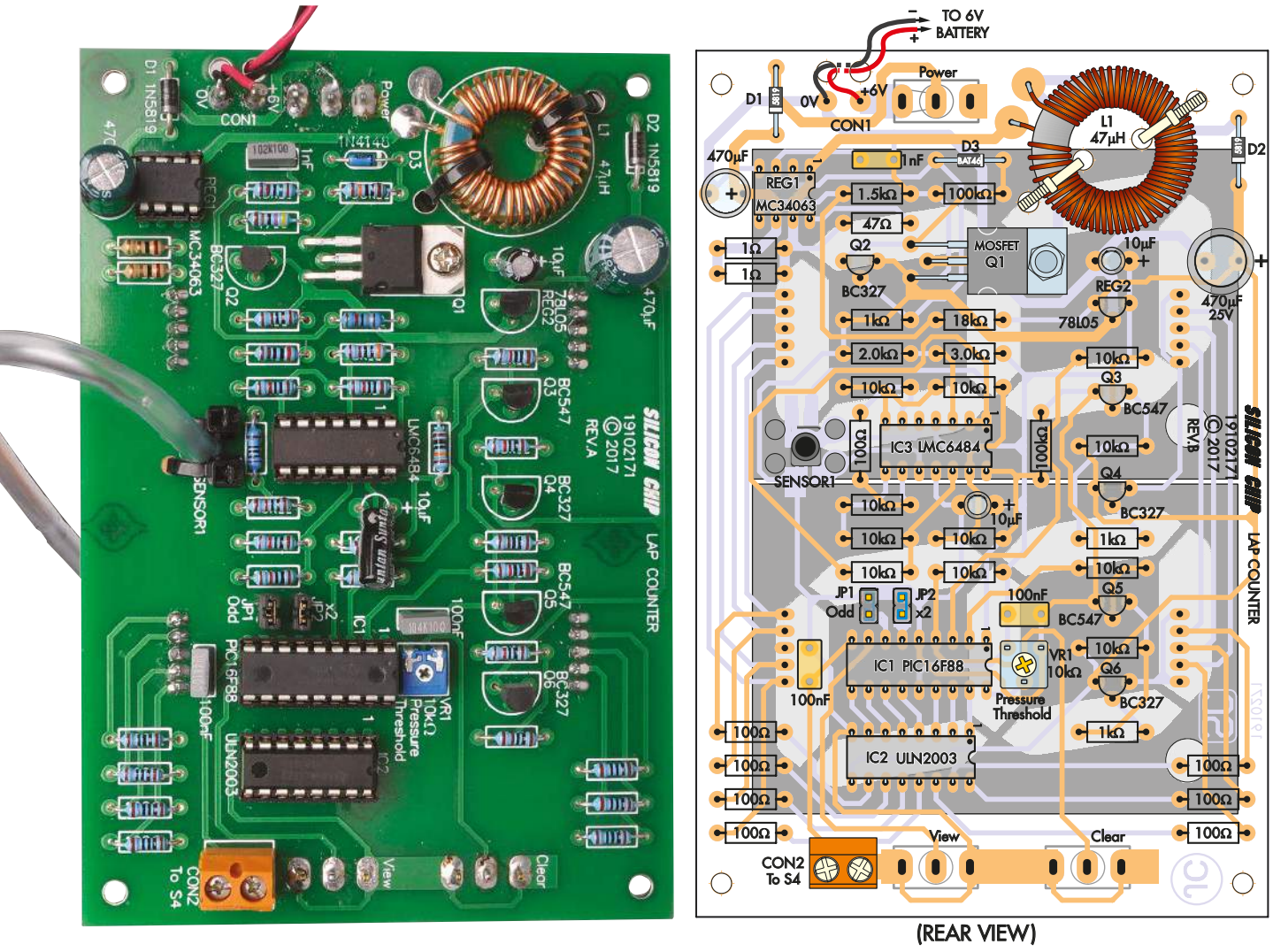
Przetwornica napięcia

REG1 stanowi część konwertera podwyższającego napięcie, aby otrzymać 16 V z zasilania bateryjnego 4...6 V. Pracuje on w połączeniu z cewką L1, diodą D2, MOSFET-em Q1 i kilkoma innymi elementami. REG1 posiada wewnętrzny tranzystor przełączający, który mógłby być użyty do bezpośredniego wysterowania cewki. Jednakże na tym tranzystorze występują pewne straty napięcia, szczególnie przy większych prądach, co jest niekorzystne przy zasilaniu bateryjnym.

Wewnętrzny tranzystor REG1 jest więc używany jako niskoprądowy przełącznik do wysterowania, poprzez diodę Schottky'ego D3, bramki MOSFET-a Q1. W momencie wyłączenia wewnętrznego tranzystora MOSFET Q1 jest wyłączany dzięki rezystorowi polaryzującemu 1 kΩ. Gdy nie ma wysterowania z REG1, tranzystor PNP Q2 jest włączany przez obniżenie potencjału jego bazy poprzez rezystor 1 kΩ podłączony do masy, szybko rozładowując bramkę Q1 do potencjału około 0,7 V.

Zauważ, że użyty MOSFET jest typem niskoprogowym, który ma niską rezystancję

eprasa.pl cc4a73eea3



Widok z tyłu, czyli dolna strona PCB, obok opis rozmieszczenia elementów.

dren-źródło nawet przy napięciu bramka-źródło wynoszącym zaledwie 3 V. Jest to konieczne, aby układ mógł pracować przy niskich poziomach zasilania (tj. około 4 V).

Gdy na wyjściu (końcówce 2) REG1 pojawia się stan wysoki, bramka MOSFET-a Q1 jest ładowana przez diodę D3 (tranzystor Q2 zatkany) i tranzystor Q1 włącza się, pozwalając na przepływ prądu z baterii przez diodę D1 (zabezpieczającą przed odwrotną polaryzacją zasilania), rezystor 0,5 Ω (składający się z dwóch równolegle połączonych rezystorów 1 Ω), cewkę L1 i MOSFET Q1 do masy. Powoduje to namagnesowanie cewki L1. REG1 wykrywa, kiedy prąd płynący przez L1 osiąga 600 mA, co powoduje spadek napięcia 300 mV na rezystorze 0,5 Ω pomiędzy końcówkami 6 (Vcc) i 7 (Ips) REG1.

Kiedy zostanie osiągnięty ten prąd progowy, MOSFET Q1 zostaje wyłączony i energia pola magnetycznego zgromadzona w dławiku L1 zamienia się na energię impulsu prądowego o wysokim napięciu na anodzie diody Schottky'ego D2. Zgromadzony ładunek przepływa przez D2 i ładuje kondensator 470 µF filtra wyjściowego.

(Red. od kilku wieków znany jest hydrauliczny odpowiednik tego układu elektrycznego, noszący nazwę tarana hydraulicznego. Pozwala on zamienić energię kinetyczną strumienia cieczy na jej energię potencjalną i jest urządzeniem umożliwiającym pompowanie wody na znaczne wysokości).

Napięcie na kondensatorze 470 µF jest dzielone przez dzielnik 18 kΩ/1,5 kΩ i podawane na końcówkę 5 układu REG1 (Cin-). Gdy na wyjściu jest napięcie 16 V, na styku 5 jest około 1,25 V.

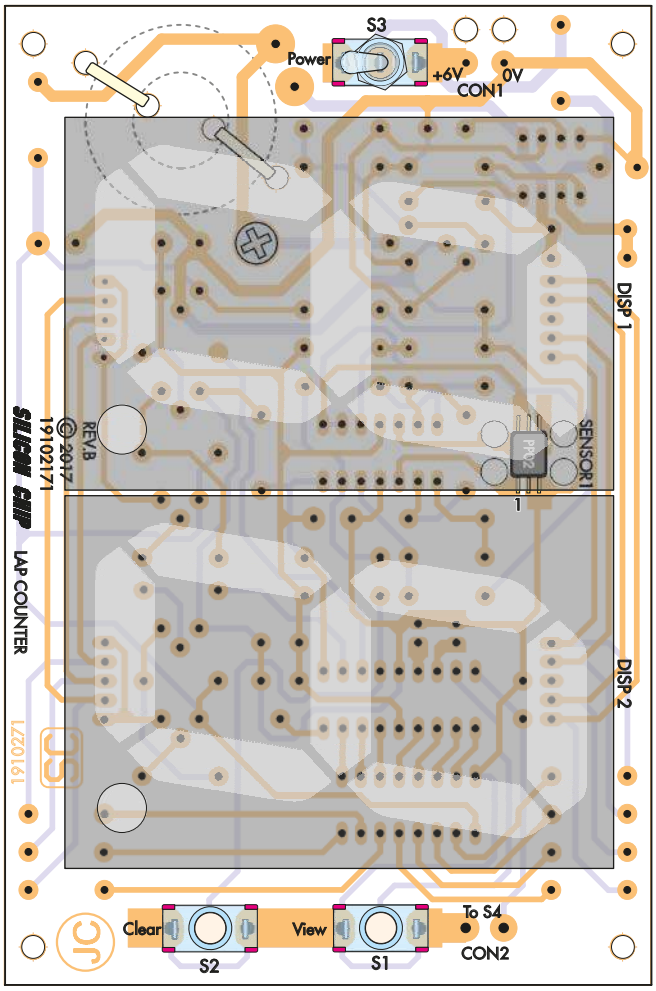
REG1 posiada wewnętrzne źródło napięcia odniesienia 1,25 V, więc gdy napięcie sprzężenia zwrotnego na styku 5 jest powyżej 1,25 V, cykl pracy (i ładowania kondensatora 470 µF) jest przerywany (wyjście 2 REG1 na niskim poziomie, tranzystor Q2 zwiera bramkę Q1 do masy, Q1 zatkany), aby obniżyć napięcie wyjściowe. Gdy napięcie sprzężenia zwrotnego jest niższe niż 1,25 V, cykl pracy jest wznawiany. Dzięki temu napięcie wyjściowe jest utrzymywane na ustawionym poziomie 16 V.

Budowa

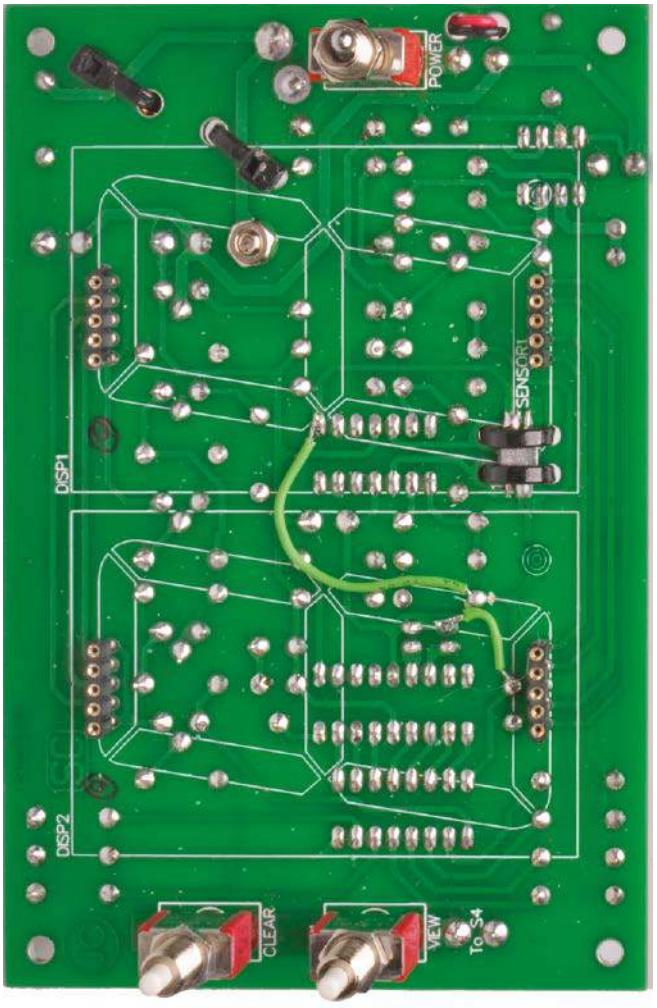
„PLC" jest zbudowany na PCB o symbolu 19102171 i wymiarach 131×86 mm. Jest ona umieszczona w plastikowym pudełku UB1 o wymiarach 158×95×53 mm. Pokrywa nie jest używana i została zastąpiona przezroczystym lub niebiesko zabarwionym panelem przednim wykonanym z 3 mm grubości akrylu lub płyty typu Lexan czy Macrolon, o wymiarach 152×90 mm. Dzięki temu wyświetlacz jest widoczny przez panel przedni. Należy pamiętać, aby użyty arkusz zawierał stabilizator UV, w przeciwnym razie nie będzie trwały na zewnątrz.

Płytka drukowana posiada elementy lutowane po obu stronach; patrz schematy montażu (powyżej). Dwa 7-segmentowe wyświetlacze (DISP1 & DISP2) oraz przełączniki S1-S3 są zamontowane z przodu, przy czym DISP1 i DISP2 są wetknięte do czterech 5-stykowych jednorzędowych gniazd precyzyjnych o module 2,54 mm. Dodatkowo po tej stronie

eprasa.pl cc4a73eea3



(FRONT VIEW)



Tutaj podobnie jest pokazana przednia strona, czyli strona wyświetlacza, przy czym na zdjęciu dla czytelności nie ma włożonych wyświetlaczy LED.

płytki przylutowany jest czujnik ciśnienia, którego rurka wejściowa wystaje przez otwór w PCB na drugą stronę. Pozostałe elementy montujemy po przeciwnej stronie płytki.

Zauważ, że jeśli nie zamierzasz używać płytki naciskowej, to czujnik ciśnienia PS1 oraz IC3 nie są potrzebne. Nie są też potrzebne rezystory łączące się z IC3. Konieczne jest jednak zamontowanie rezystora 100 kΩ na końcówce 1 IC1, aby utrzymać to wejście w stanie niskim.

Rozpocznij od zamontowania elementów po stronie tylnej (tzn. tej bez wyświetlacza). Zacznij od rezystorów – dobrym pomysłem jest użycie multimetru cyfrowego do sprawdzenia wartości każdego rezystora.

Teraz można wlutować diody D1–D3. Upewnij się, że są prawidłowo zorientowane i zauważ, że D3 to BAT46, podczas gdy D1 & D2 są typu 1N5819. Następnie zamontuj podstawki IC dla REG1 i IC1–IC3. Przed przylutowaniem upewnij się, że są one prawidłowo skierowane (nacięciami do góry).

Dopasuj dwukołkowe złącze szpilkowe CON1 do podłączenia baterii. Następnie zamontuj tranzystory Q2–Q6, przy czym górna część każdego z nich powinna znajdować się 10,5 mm nad płytką drukowaną. Będziesz musiał wygiąć ich wyprowadzenia, aby dopasować je do ścieżek na PCB. Upewnij się, że właściwe tranzystory są zainstalowane na odpowiednich miejscach; Q2, Q4 & Q6 to BC327, podczas gdy Q3 & Q5 to BC547. Teraz można wlutować REG2, w podobny sposób jak tranzystory. Następnie należy wlutować potencjometr VR1.

MOSFET Q1 montujemy poziomo na płytce drukowanej, a jego wyprowadzenia zaginamy pod kątem prostym, aby włożyć je do płytki. Przed przylutowaniem wyprowadzeń metalową wypustkę przykręcamy śrubą M3 i nakrętką do PCB. Cewkę indukcyjną L1 również montujemy poziomo, a jej wyprowadzenia zaginamy tak, aby trafiły w otwory płytki i przed przylutowaniem zabezpieczamy dławik dwoma opaskami zaciskowymi.

Następnie należy zamontować kondensatory. Kondensatory elektrolityczne muszą być ustawione zgodnie z polaryzacją jak na rysunku (dłuższe wyprowadzenie do +); zauważ, że kondensator o napięciu 25 V znajduje się w pobliżu diody D2.

Następnie zainstaluj 2-drożny zacisk śrubowy CON2 z otworami skierowanymi na zewnątrz krawędzi płytki. Zamontuj dwuszpilkowe złącza JP1 i JP2. Przed lutowaniem włóż krótsze końce szpilek do płytki, pozostawiając dłuższe kawałki szpilek do późniejszego zakładania zworek.

Odwróć płytkę PCB i wciśnij cztery jednorzędowe 5-stykowe gniazda typu precyzyjnego, wyłamane z listwy 20-stykowej. Na każdy wyświetlacz (DISP1 i DISP2) przypadają po dwa. Po przylutowaniu ich na miejscu, zamontuj przełączniki S1, S2 i S3. Można je wlutować w dowolny sposób, ale należy pamiętać, że S3 jest przełącznikiem dźwigniowym.

Teraz zamontuj czujnik ciśnienia, jeśli go używasz. Dysza powietrzna przechodzi przez otwór w płytce drukowanej; musi być ustawiona tak, aby styk 1 obudowy znajdował się w jednej linii z oznaczeniem styku „1” na płytce. Jest to część do montażu

eprasa.pl cc4a73eea3

powierzchniowego i możesz każdy styk przylutować do PCB z osobna.

Wszelkie zwarcia lutem pomiędzy końcówkami można usunąć za pomocą miedzianej plecionki lutowniczej i odpowiedniej pasty, ale należy pamiętać, że piny 2 i 3 oraz piny 5 i 6 mają być połączone razem.

Nasuń jeden koniec rurki PVC o średnicy wewnętrznej 3 mm i długości 250 mm na dyszę czujnika ciśnienia i przymocuj czujnik ciśnienia do PCB, przewlekając dwie opaski zaciskowe przez przypisane otwory w płytce drukowanej. Części blokujące opasek zaciskowych są umieszczone po stronie PCB przeciwnej do wyświetlaczy. Po zaciśnięciu opasek kablowych, rurka PCW będzie unieruchomiona na miejscu.

Należy pamiętać, że w rurce należy wykonać mały otworek w celu wyrównywania ciśnienia powietrza. Otwór powinien mieć średnicę około 1 mm i można go wykonać przy użyciu wiertła 1 mm lub poprzez wycięcie w rurce nacięcia w kształcie litery V. Najprostszą metodą jest wytopienie otworka przy użyciu dobrze nagrzanego kawałka drutu o średnicy 0,8–0,9 mm. Nie należy przebijać otworu małym śrubokrętem zegarmistrzowskim, ponieważ otwór ponownie się uszczelni. Otwór pozwoli na powolny dopływ powietrza do rurki lub wypływ z niej, tak aby było ono pod ciśnieniem równym atmosferycznemu, ale nie zapobiegnie nagłej zmianie ciśnienia powietrza po przyciśnięciu płytki naciskowej.

Do zamontowanych na górnej stronie płytki listew z gniazdami wciskamy dwa wyświetlacze 7-segmentowe (DISP1-DISP2). Przedtem należy skrócić ich styki na długość 4 mm. Przy ich wkładaniu należy kierować się schematem montażowym, tzn. montować je tak, aby (niewykorzystywane) kropki dziesiętne znajdowały się na dole. Po zakończeniu montażu górna powierzchnia wyświetlaczy powinna znajdować się 15 mm nad płytką drukowaną.

Można teraz przeciągnąć przewody baterii przez otwory blokujące i przylutować do odpowiednich pinów PCB. Przylutuj drugi koniec do pojemnika baterii, uważając na prawidłową polaryzację (jeśli będzie odwrócona, dzięki diodzie D1 nic złego się nie stanie, urządzenie po prostu nie będzie działać).

Wykaz elementów:

1 szt. dwustronna płytka drukowana 131×86 mm, nr katalogowy 19102171,
1 szt. pojemnik UB1, 158×95×53 mm
1 szt. neutralny lub niebiesko zabarwiony arkusz akrylu lub Perspexu grubości 3 mm, ze stabilizatorem UV, rozmiar 52×90 mm [dostępny wstępnie przycięty w sklepie internetowym Silicon Chip].
1 szt. czujnik ciśnienia MEMS Gauge, 0-37 kPa; [Omron 2SMPP-02 – element14 nr katalogowy 2113270] (PS1)
2 szt. wyświetlacze 7-segmentowe LBT23101BB 2,3 cala niebieskie, wspólna anoda [dostępne w sklepie internetowym Silicon Chip] (DISP1, DISP2)
1 szt. cewka toroidalna 47 µH 3/5 A [Jaycar nr katalogowy LF-1274, Altronics nr katalogowy L6517] (L1)
1 szt. pojemnik na cztery ogniwa AA, typ jednowarstwowy [Jaycar typ PH9204 lub PH9282, Altronics typ S5028 lub S5030]
1 szt. przewód zatrzaskowy do baterii [jeśli jest wymagany do podłączenia do pojemnika baterii]
4 szt. ogniwa alkaliczne AA
2 szt. przełączniki przyciskowe chwilowe SPDT do montażu na płytce PCB [Altronics nr katalogowy S1393] (S1, S2)
1 szt. przełącznik wychylny SPDT do montażu na PCB [Altronics nr katalogowy S1315] (S3)
1 szt. złącze śrubowe 2-stykowe do montażu na PCB, rozstaw zacisków 5,08 mm (CON2)
1 szt. podstawka DIL18 IC (dla IC1)
1 szt. podstawka DIL16 IC (dla IC2)
1 szt. podstawka DIL14 IC (dla IC3)
1 szt. podstawka DIL8 IC (dla REG1)
1 szt. gniazdo jednorzędowe 20-stykowe, moduł 2,54 mm, precyzyjne, łamane, niskie (dla DISP1 i DISP2)
2 szt. 2-szpilkowe listwy do druku, moduł 2,54 mm (JP1, JP2)
1 szt. śruba M3×6-10 z nakrętką
4 szt. opaski kablowe 100 mm
1 szt. przepust kablowy do kabla 3-6,5 mm
2 szt. zworki PC, moduł 2,54 mm
1 odcinek długości 250 mm podwójnego przewodu 2×0,5 mm² lub czerwono-czarnego przewodu 2×0,5 mm²
1 odcinek klejącej dwustronnej taśmy piankowej o długości 100 mm

Półprzewodniki:

1 szt. mikrokontroler PIC16F88-I/P zaprogramowany za pomocą wsadu 1910217A.hex (IC1)
1 szt. matryca tranzystorów Darlingtona ULN2003N (IC2)
1 szt. poczwórny rail-to-rail wzmacniacz operacyjny LMC6484AIN (o zwiększonym zakresie napięć wejściowych i wyjściowych) (IC3)
1 szt. sterownik przetwornicy MC34063AP (REG1)
1 szt. regulator/stabilizator liniowy 78L05 5 V 100 mA (REG2)
1 szt. N-kanałowy tranzystor MOSFET o niskim progu bramki CSD18534 (Q1)
3 szt. tranzystory BC327 PNP (Q2, Q4, Q6)
2 szt. tranzystory BC547 NPN (Q3, Q5)
2 szt. diody Schottky'ego 1N5819 1 A (D1, D2)
1 szt. dioda Schottky'ego BAT46 [Jaycar nr katalogowy ZR-1141] (D3)

Kondensatory:

1 szt. kondensator elektrolityczny low-ESR 470 µF/16 V do MB PC
1 szt. kondensator elektrolityczny low-ESR 470 µF/25 V do MB PC
2 szt. kondensator elektrolityczny 10 µF/16 V do MB PC
2 szt. kondensator poliestrowy MKT 100 nF/100 V, 10%
1 szt. kondensator poliestrowy MKT 1 nF/100 V, 10%

Rezystory: (0,25 W, 1%, metalizowane, można stosować 0,6 W 1% metalizowane)

2 szt. 100 kΩ
1 szt. 18 kΩ
11 szt. 10 kΩ
1 szt. 3 kΩ
1 szt. 2 kΩ
1 szt. 1,5 kΩ
3 szt. 1 kΩ
7 szt. 100 Ω
1 szt. 47 Ω
2 szt. 1 Ω (5%)
1 szt. 10 kΩ miniaturowy poziomy potencjometr montażowy do druku (VR1)

Dodatkowe części dla płytki dociskowej:

(Części normalnie dostępne w sklepach z narzędziami, takich jak Bunnings)
1 odcinek przezroczystej winylowej (PCW) rurki nawadniającej 3 mm/5 mm (średnica wewnętrzna/zewnętrzna)
1 szt. duży płaski pojemnik chłodniczy, 320×200×17 mm [np. „Esky Ice Wall" nr katalogowy 1287091] o sprężystych, elastycznych ściankach.
2 szt. złączka prosta karbowana do wężyka (rurki) 3 mm, np. z systemu nawadniania kroplowego „Pope"
1 wspornik ze stali nierdzewnej lub 2–4 przyssawki [patrz tekst i schemat].

Panel przedni

Szablony do wycinania i wiercenia panelu przedniego oraz tylnej i bocznej części pudełka można pobrać ze strony internetowej Silicon Chip (www.siliconchip.com.au), a także znaleźć poprzez stronę Sklepu w numerze z marca 2017.

Jak wspomniano, wieko jest zastąpione przez odporną na UV przyciemnianą lub zabarwioną na niebiesko płytę Perspex lub Acrylic przykrywającą pełny rozmiar pudełka 152×90 mm. Wstępnie wycięty arkusz akrylu z zaokrąglonymi rogami i otworami montażowymi można zakupić w Silicon Chip, aby oszczędzić sobie kłopotu robienia go samemu, co zapewni schludny wygląd. Płyta ta posiada już wszystkie wymagane otwory.

Jeśli wykonujesz pokrywę samodzielnie, wywierć otwory pilotażowe w siedmiu wskazanych miejscach. Można je dalej rozwiercić na gotowy wymiar. W przypadku otworów narożnych jest to 3 mm, a w przypadku przełączników 6,5 mm. Można je powiększyć za pomocą odpowiednich większych wierteł lub rozwiertaka. Należy zachować szczególną ostrożność przy wierceniu, ponieważ płyta może pęknąć, albo wiertło może roztopić tworzywo i zaklinować się w nim przy zbyt dużej szybkości wiercenia.

Jeden krótszy bok pudełka będzie wymagał wywiercenia otworu dla przepustu kablowego, który powinien znajdować się w pobliżu podstawy skrzynki. Przepust będzie potrzebny do przeprowadzenia plastikowej rurki od czujnika ciśnienia, jeśli zamierzasz użyć płyty naciskowej do wykrywania pętli.

Jeśli zamierzasz użyć przełącznika przyciskowego zamiast płytki czujnika przepłynięcia całej długości basenu, przepust jest użyty do okablowania przełącznika idącego do złącza CON2.

eprasa.pl cc4a73eea3

Uchwyt na baterie AA jest przymocowany do podstawy pudełka i przyklejony dwustronną samoprzylepną taśmą piankową. Płytka drukowana jest utrzymywana na pokrywie obudowy przez trzy przełączniki. Użyj do każdego przełącznika obu nakrętek, aby zabezpieczyć zespół PCB na miejscu.

Testowanie

Należy włożyć REG1 do podstawki (upewniając się, że ma prawidłową orientację) i włączyć zasilanie. Sprawdź, czy napięcie między zaciskiem 0 V CON1 a katodą diody D2 wynosi około 16 V. Należy również sprawdzić, czy napięcie między stykami 5 i 14 gniazda IC1 jest bliskie 5 V (4,75...5,5 V). Napięcie pomiędzy stykami 11 i 4 układu IC3 również powinno być bliskie 5 V (tak samo jak w przypadku IC1).

Jeśli tak jest, wyłącz zasilanie i włóż IC1, IC2 i IC3 do ich podstawek, ponownie zwracając uwagę na ich pozycję i unikając zgięcia ich końcówek podczas tej czynności. Po ponownym podłączeniu zasilania, na wyświetlaczu DISP2 powinno pojawić się „0". Wyświetlacz DISP1 nie będzie podświetlony z powodu ignorowania początkowej cyfry „zero" przez oprogramowanie licznika nawrotów.

Wyświetlacz wyłączy się po około pięciu sekundach. Zapali się ponownie po naciśnięciu przełącznika View (S1) lub przełącznika Lap (S4) (jeśli jest zainstalowany). Należy pamiętać, że licznik nie zareaguje, jeżeli przełącznik Lap zostanie naciśnięty przed upływem czasu martwego licznika. Ustawienie początkowe wynosi pięć sekund.

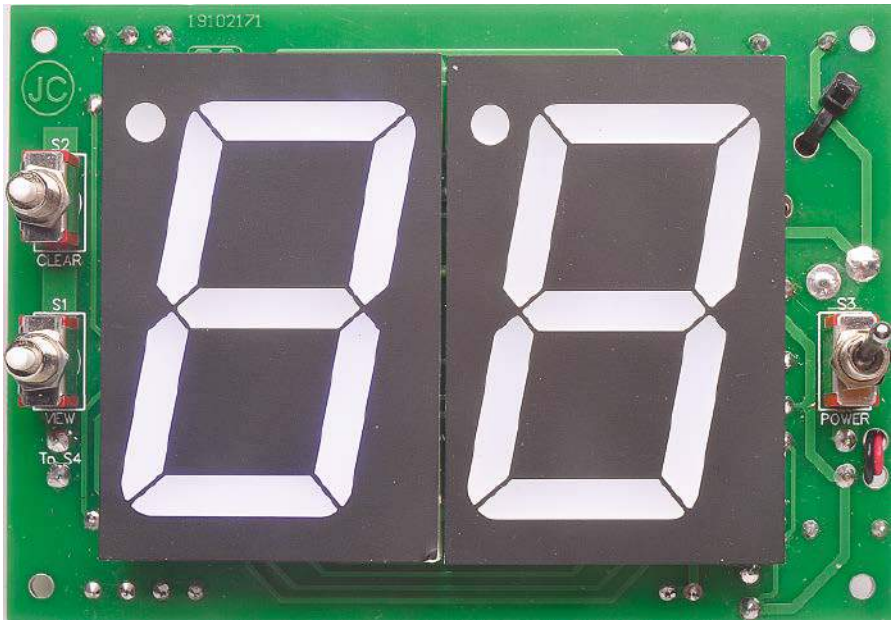
Jeśli używana jest płyta naciskowa, należy skręcić VR1 całkowicie w lewo, a wyświetlacz będzie stale zwiększał wyświetlaną liczbę co pięć sekund (maksymalna czułość). Powoli obracaj VR1 w prawo, aż liczenie ustanie. Następnie można przetestować płytkę naciskową, aby sprawdzić, czy wyświetlacz liczy w górę po jej przyciśnięciu. Tak jak poprzednio, zliczanie nie nastąpi, jeśli płytka naciskowa zostanie ściśnięta przed upływem czasu martwego licznika.

Ściemnianie

Naciśnij i przytrzymaj przez sześć sekund przełącznik View (S1), a wyświetlacz będzie się stopniowo ściemniał. Zwolnij przełącznik View, gdy wyświetlacz osiągnie wymaganą jasność.

Regulacja czasu włączenia wyświetlacza

Czas włączenia wyświetlacza można regulować. Ustawia się go poprzez naciśnięcie i przytrzymanie przełącznika View (S1), a następnie naciśnięcie i zwolnienie przełącznika Clear (S2). Przełącznik View należy przytrzymać przez 5 sekund, aż na wyświetlaczu DISP2 pojawi się litera „U". Następnie za pomocą potencjometru VR1 (którym normalnie ustawia się próg zadziałania czujnika ciśnienia) ustawia się czas włączenia. Czas włączenia można regulować w zakresie od 0,5 s (VR1 skręcony całkowicie w lewo) do około 10 sekund przy VR1 skręconym prawie do końca w prawo. Ustawienie środkowe daje oryginalny pięciosekundowy czas włączenia. Przy VR1 całkowicie skręconym w prawo wyświetlacz pozostaje włączony tak długo, jak długo trwa zasilanie.



Oto płytka PCB z poprzedniej strony z założonymi dwoma dużymi niebieskimi 7-segmentowymi wyświetlaczami. Wybraliśmy kolor niebieski, ponieważ wyświetlacze o takim kolorze są bardzo dobrze widoczne, nawet w świetle dziennym – minusem jest wyższe napięcie niezbędne do zadziałania.

Czas martwy licznika

Okres opóźnienia licznika (maksymalna szybkość zliczania) jest również regulowany. Ustawia się go poprzez podłączenie przełącznika przyciskowego do wejścia S4 na styku CON2. Należy nacisnąć i przytrzymać ten przełącznik w pozycji zamkniętej, a następnie nacisnąć i zwolnić przełącznik Clear (S2), potem przytrzymać S4 przez pięć sekund, aż na wyświetlaczu DISP2 pojawi się litera „C". Wtedy za pomocą potencjometru nastawnego VR1 ustawia się czas martwy licznika. Czas opóźnienia można regulować w zakresie od 1/25 sekundy (40 ms) przy całkowitym skręceniu VR1 w lewo, do około 5 sekund przy całkowitym skręceniu w prawo.

Należy pamiętać, że po ustawieniu czasu włączenia lub opóźnienia, VR1 powinien być przywrócony do pierwotnej pozycji, aby czujnik ciśnienia działał prawidłowo (zakładając, że został on zamontowany), albo jeszcze raz dokonać jego kalibracji.

Nie zapomnij wybrać opcji zliczania za pomocą zworek na JP1 i JP2. Dla normalnego liczenia pojedynczych liczb (0,1,2,3,...), pozostaw JP1 i JP2 otwarte. Dla zliczania liczb nieparzystych (0,1,3,5,...), załóż obie zworki JP1 i JP2, natomiast dla zliczania liczb parzystych (0,2,4,6,...) zewrzyj JP2, ale pozostaw JP1 otwarte.

Montaż płyty naciskowej

Płyta naciskowa jest wykonana z dużego, podłużnego zasobnika zimna do chłodziarki turystycznej. My użyliśmy pojemnika marki „Esky", który kupiliśmy w Bunnings Hardware za 5,99$ (nr modelu 1287091).

Mierzący 320×200×17 mm zasobnik ma w środku żel i zostawiamy go tam, aby pojemnik nie unosił się w wodzie.

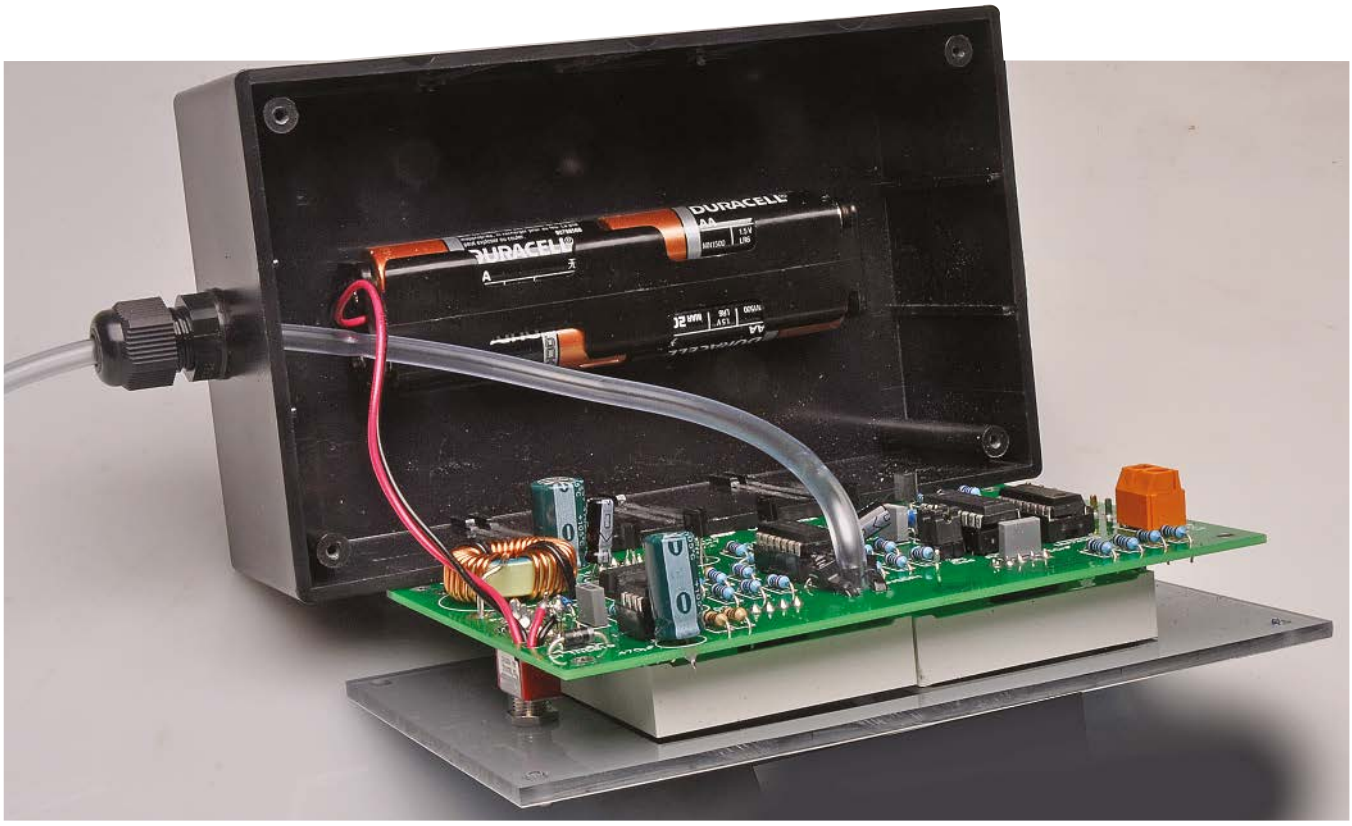
W górnej pokrywie zbiornika wiercimy otwór o średnicy 4 mm i wciskamy weń połowę karbowanego prostego łącznika do wężyka o $\varnothing_{wewn}$ 3 mm. Na drugą połówkę tego łącznika można następnie naciągnąć odcinek rurki PCW o $\varnothing_{wewn}$ 3 mm. Drugi identyczny łącznik jest używany do połączenia tej rurki z dłuższą rurką PCW idącą do licznika nawrotów.

Ponieważ rurka ma $\varnothing_{wewn}$ 3 mm, a łącznik $\varnothing_{zewn}$ 4 mm, rurka będzie się rozciągać na złączce. Jeśli masz trudności z dopasowaniem, zanurz koniec rurki w gorącej wodzie przez kilka sekund, aby zmiękczyć PCW.

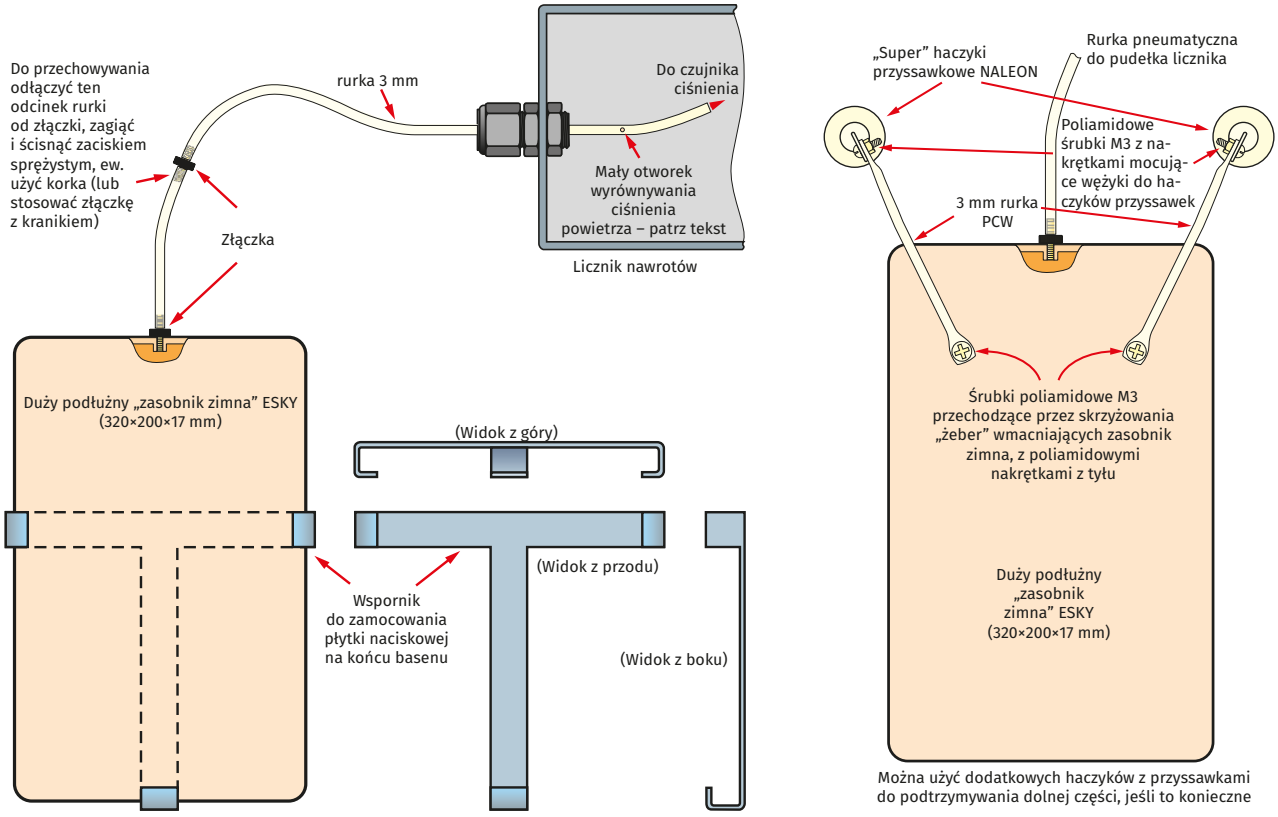
Płyta ciśnieniowa (czujnikowa) (tzn. pojemnik chłodziarki) znajduje się na końcu basenu w pozycji pionowej.

Należy pamiętać, żeby podczas transportu trzymać pojemnik w pozycji pionowej lub zacisnąć wąż i przytrzymać go opaską lub zatkać korkiem, aby zapobiec wydostawaniu się żelu.

eprasa.pl cc4a73eea3



Jedynym „elementem", który montuje się w samej obudowie jest pojemnik baterii 4×AA (przyklejony dwustronną taśmą klejącą). Cała reszta mocowana jest do przedniego panelu/pokrywy, z dwoma 7-segmentowymi wyświetlaczami umieszczonymi z przodu. Przezroczysta rurka, którą widać wyraźnie naciśniętą na dyszę czujnika ciśnienia, wychodzi z boku obudowy przez przepust i prowadzi do naszej wykonanej wg opisu w tekście płytki naciskowej.



Oto dwie metody mocowania płytki naciskowej (możesz oczywiście użyć innych sposobów, pasujących do Twojego basenu). Pierwsza to użycie wspornika ze stali nierdzewnej solankoodpornej, jak pokazano po lewej. Jednak dla przeciętnego majsterkowicza praca ze stalą nierdzewną wysokiej jakości może być trudna. Jeśli użyjesz w zamian aluminium (bo jest ono znacznie łatwiejsze do obróbki!), to zauważysz, że chemikalia w basenie zaczną atakować metal dość szybko, więc wspornik nie może być pozostawiony w basenie na stałe. Alternatywna metoda „na przyssawki" (jak pokazano po prawej i na zdjęciu poniżej) będzie działać tylko wtedy, gdy Twój basen ma duże glazurowane (tj. błyszczące!) płytki ceramiczne; przyssawki nie będą „zasysać się" na szorstkiej powierzchni.

eprasa.pl cc4a73eea3



Druga metoda montażu czujnika za pomocą przyssawek na gładkich błyszczących płytkach – nie sprawdzi się na kamyczkach lub chropowatych powierzchniach! Możesz ostrożnie przewiercić się przez pojemnik chłodniczy, tam, gdzie są wgłębienia w żebrach wzmacniających, aby przeciągnąć sznurek lub rurkę. Złączka ma kranik. Nawiasem mówiąc, czujnik nie musi znajdować się całkowicie pod wodą – równie dobrze sprawdza się pół na pół w wodzie.

Superprzyssawki NALEON z haczykami w cenie $4.60 za sztukę w sklepach Bunnings.

Płyta naciskowa może być montowana różnymi metodami. W przypadku basenów z glazurowanymi (tzn. gładkimi błyszczącymi!) płytkami ceramicznymi, para przyssawek z cienkim sznurkiem (lub nawet odcinki 3 mm rurki PCW, których używaliśmy wcześniej) utrzyma ją na miejscu (dla większej stabilności można użyć czterech przyssawek).

W przeciwnym razie, odpowiedni wspornik ze stali nierdzewnej może być przymocowany do basenu lub zawieszony nad krawędzią w przypadku basenu naziemnego.

Należy pamiętać, że rurki PCW i pojemnik nie nadają się do dłuższego wystawienia na działanie promieni słonecznych.

Zaleca się przechowywanie ich w cieniu, gdy nie są używane, szczególnie w okresie letnim.

OK, wykorzystaj ten projekt w swoim ulubionym basenie. Uwolnisz się od liczenia przepłyniętych długości basenu i zapewne wzbudzisz ciekawość u innych użytkowników basenu. ■

John Clarke

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

REKLAMA

Sięgnij po archiwalne wydania
ELEKTRONIKI dla WSZYSTKICH



Przesyłka GRATIS

Zamów wygodnie na
www.UlubionyKiosk.pl

eprasa.pl cc4a73eea3

Szeregowy przesył danych bez ryzyka uszkodzeń urządzeń

Chcesz łączyć się z i/lub programować mikrokontroler, który jest podłączony do sieci energetycznej czy zasilany z wysokiego napięcia ? hmmm... to ryzykowne – nie tylko dla urządzenia, ale i dla ciebie! A oto BEZPIECZNE rozwiązanie problemu!

Ponieważ małe płytki komputerowe, takie jak Micromite, Arduino czy Raspberry Pi, są bardzo uniwersalne, to istnieje duże prawdopodobieństwo, że w końcu użyjesz ich także do sterowania obwodami zasilanymi z sieci lub zasilanymi wysokim napięciem z baterii.

W takim przypadku zawsze istnieje ryzyko, że te wyższe napięcia mogą znaleźć drogę do twojego komputera, powodując nieopisane szkody w sprzęcie – a w najgorszym przypadku i w użytkowniku!

Niniejszy projekt umożliwia przesyłanie danych poprzez izolowane optycznie łącze szeregowe, całkowicie zapobiegając przerażającemu zdarzeniu pod tytułem „230 V w gniazdku USB”.

Układ może być używany do programowania mikrokontrolera w opracowywanym projekcie lub bezpiecznej komunikacji komputer-moduł mikrokontrolera czy inne budowane urządzenie.

Tak czy inaczej, nasz separator zapewnia całkowitą izolację, mogąc służyć także jako konwerter poziomów napięciowych 5 V na 3,3 V i odwrotnie. Możesz go nawet użyć do przesyłania danych między portami USB na dwóch oddzielnych komputerach bez konieczności wykonywania połączenia galwanicznego między nimi, unikając tym samym możliwości wystąpienia pętli mas lub innych podobnych przykrych problemów.

Być może widzieliście nasz projekt USB Port Protector w wydaniu z maja 2018 r. (siliconchip.com.au/Article/11065). Jeśli tak, to zrozumiecie naszą motywację do tego projektu.

Obecne rozwiązanie zapewnia jeszcze lepszą ochronę komputera. Nie przepuści nadmiernych napięć i prądów – nawet nie pozwoli się im zbliżyć do komputera!

Mieliśmy awarię portów USB laptopa, gdy był on podłączany do niektórych realizowanych projektów Arduino, wymagających zasilania sieciowego i bateryjnego. Nie jesteśmy do końca pewni, jak to się stało, ale wygląda na to, że niektóre napięcia dostały się na końcówki, na które nie powinny. Żałujemy, że nie mieliśmy wtedy tego izolowanego łącza szeregowego; był to kosztowny w skutkach brak w wyposażeniu!

Projekty, w których występują wysokie napięcia i prądy zawsze mogą spowodować uszkodzenie delikatnych komponentów, takich jak mikrokontrolery, a nawet całe komputery. Jeśli to możliwe, najlepiej jest rozdzielić galwanicznie współpracujące byty elektryczne opisanym prostym i łatwym do zbudowania układem.

Jest on również przydatny w sytuacjach, w których nie ma portów USB, aby np. umożliwić dwóm mikrokontrolerom komunikację między sobą, przez łącze szeregowe, nawet jeżeli są one zasilane z różnych źródeł zasilania, które mogą nie mieć wspólnej masy, a nawet nie powinny mieć tej „wspólnoty”.

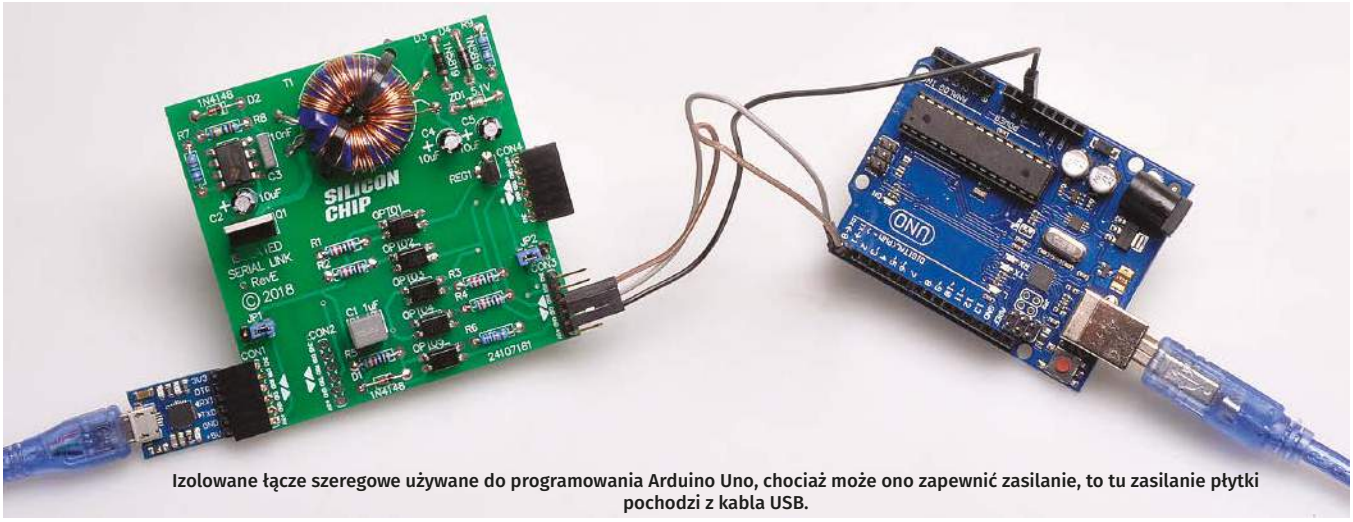
Materiały dodatkowe dostępne są na stronie Silicon Chip: https://bit.ly/3TUJFgi

Materiały dodatkowe są również dostępne na stronie edw.elportal.pl: https://bit.ly/3xcFZgd

Co dokładnie robi nasz układ?

Opisywany separator posiada dwie, izolowane optycznie, linie danych, odpowiednie dla danych szeregowych w pełnym dupleksie (tj. jednoczesne nadawanie i odbieranie). Zazwyczaj są one podłączane do pinów TX i RX mikrokontrolera lub konwertera łącza USB na szeregowe, chociaż mogą też być używane do przesyłania prawie każdego sygnału o poziomach logicznych i o częstotliwości przełączania do trochę ponad 100 kHz.

Istnieje również trzecia izolowana linia danych, która może być wykorzystana do przełączenia płytki Arduino (lub podobnej) w tryb programowania, dzięki czemu można bezpiecznie wgrać do niej nowe oprogramowanie. Układ zawiera obwody do automatycznego generowania impulsu



Izolowane łącze szeregowe używane do programowania Arduino Uno, chociaż może ono zapewnić zasilanie, to tu zasilanie płytki pochodzi z kabla USB.

eprasa.pl cc4a73eea3

zerującego na płytce docelowej, kiedy jest to wymagane.

Płytka separatora posiada również opcjonalny, mały izolowany zasilacz, który może dostarczyć do około 100 mA prądu przy napięciu 5 V. Obwód ten wykorzystuje układ czasowy 555, sterujący tranzystor kluczujący typu MOSFET, do którego drenu podłączono uzwojenie pierwotne transformatora izolującego. Przetwornica ta może zasilać niektóre, ale nie wszystkie płytki Arduino, bez potrzeby stosowania osobnego zasilacza. Izolowane wyjścia 5 V i 3,3 V, pozwalają na dostosowanie się do różnych sytuacji.

Alternatywnie można pominąć układ scalony 555 i transformator oraz powiązane z nimi komponenty i, zamiast tego, zamontować fabryczny izolowany moduł przetwornicy DC-DC 5 V, który może dostarczyć do 200 mA (przy 5 V i/lub 3,3 V).

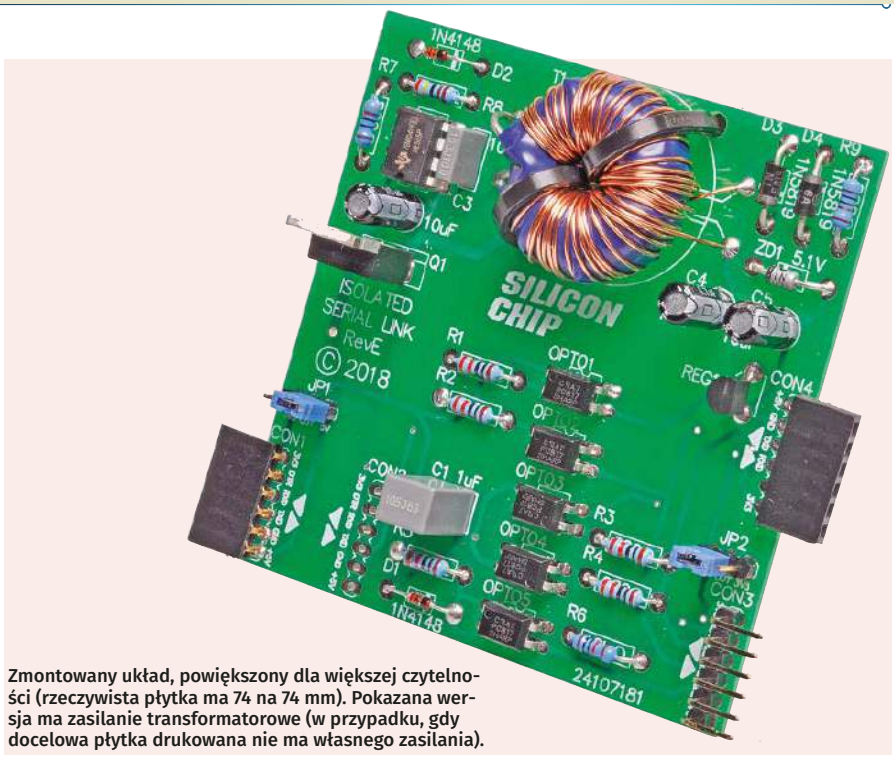
Chociaż moduł ten może dostarczać więcej prądu, to jest częścią wyspecjalizowaną (w porównaniu do ogólnych części stosowanych w zasilaczu transformatorowym), a jego końcówki są dość blisko siebie, więc pomimo jego izolacji 1 kV nie może fizycznie zapewnić tego samego stopnia izolacji, jaką robi transformator.

Podłączenie układu do świata zewnętrznego

Aby móc podłączać zewnętrzne obwody, płytka ma dwa złącza po lewej i dwa po prawej stronie. Wszystkie cztery mają wyprowadzenia pasujące do uniwersalnego modułu USB – łącze szeregowe wykorzystujące układ CP2102, dostępny np. w sklepie internetowym czasopisma SILICON CHIP (silikonchip.com.au/Shop/7/3543).

Jedno ze złącz po lewej stronie płytki separatora zwykle łączy się z wymienionym modułem w celu podłączenia do komputera. Moduł ten można, w zależności od potrzeb, podłączyć czasowo lub na stałe przylutować do płytki separatora.

Po drugiej stronie płyty, jedno ze złączy komunikacyjnych akceptuje drugi podobny moduł USB, podczas gdy to drugie może być użyte do podłączenia do wyjścia modułu CP2102, o poziomach TTL. Alternatywnie możesz po prostu podłączyć linie RX/TX/GND za pomocą przewodów połączeniowych.



Zmontowany układ, powiększony dla większej czytelności (rzeczywista płytka ma 74 na 74 mm). Pokazana wersja ma zasilanie transformatorowe (w przypadku, gdy docelowa płytka drukowana nie ma własnego zasilania).

Dlaczego potrzebuję konwertera?

Zaletą izolowanego łącza szeregowego jest to, że umożliwia ono dwukierunkową komunikację cyfrową bez galwanicznego połączenia między dwiema częściami obwodu. Może to być przydatne, jeśli obie strony mają różne poziomy napięciowe, niezależnie od tego, czy są one stałe, czy zmienne.

Załóżmy na przykład, że zaprojektowałeś układ wykorzystujący mikrokontroler i inne obwody, które są zasilane z sieci energetycznej za pomocą zasilacza beztransformatorowego, tj. z kondensatorem szeregowym ograniczającym prąd prostownika. Jest to dość powszechne; wiele projektów SILICON CHIP wykorzystuje takie rozwiązanie. Utrudnia ono jednak bardzo poprawianie oprogramowania, ponieważ nie masz możliwości uzyskania informacji zwrotnej na temat tego, co dzieje się w mikrokontrolerze, gdy jest on w tym czasie zasilany z sieci, a przynajmniej nie jest to bezpiecznie.

Oprócz ryzyka przypadkowego zwarcia pomiędzy przychodzącym zasilaniem aktywnym a obwodami niskonapięciowymi, nawet coś tak prostego, jak przewód zasilający lub gniazdo z zamienionymi przewodami aktywnym i neutralnym (co nie jest rzadkością!) może stworzyć śmiertelnie niebezpieczną sytuację.

Teraz jednak, dzięki naszemu układowi, możesz bezpiecznie pobierać dane z mikrokontrolera, nawet jeśli jest on na potencjale sieciowym.

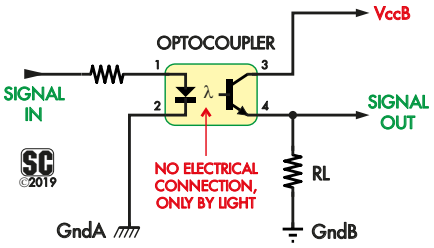
Nie tylko w obwodach sieciowych taka separacja jest przydatna. Możesz na przykład mieć mikrokontroler z jego dodatnią szyną zasilania podłączoną do dodatniego zacisku akumulatora, by przykładowo, uprościć monitorowanie prądu pobieranego z tej baterii przez bocznik górny.

Jeżeli zespół akumulatorów jest uziemiony, to nie możesz połączyć się z mikrokontrolerem w zwykły sposób, ponieważ spowodujesz zwarcie baterii (a tego „raczej" nie chcemy). Jeżeli jednak połączysz go przez nasz izolator, to takie zjawisko nie będzie miało miejsca i możesz komunikować się z mikrokontrolerem oraz przeprogramowywać go jak zwykle.

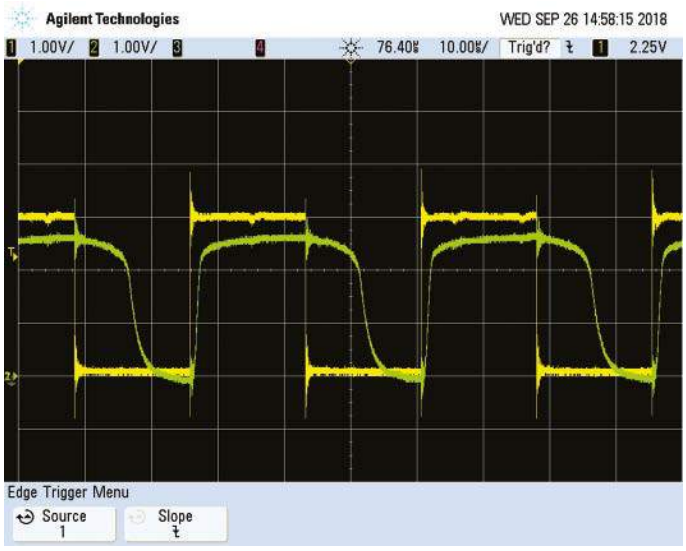
Izolowane łącze może być też przydatne, jeśli oba urządzenia mają nominalnie ten sam potencjał. Jeśli obwód ma więcej niż jedno połączenie masy, to istnieje możliwość powstania pętli masy, która może powodować zakłócenia, prawdopodobnie naruszając integralność danych szeregowych lub innych sygnałów w obwodzie. Układ nasz pozwala

Możliwości i parametry techniczne
- Zapewnia w pełni izolowane elektrycznie, dwukierunkowe łącze szeregowe
- Izolacja galwaniczna do kilkuset woltów
- Szybkość transmisji do 115 200 bitów na sekundę.
- Poziomy logiczne 3,3 V lub 5 V na każdym końcu
- Możliwość podłączenia modułu interfejsu USB-szeregowe po obu stronach łącza.
- Zasilany z 5 V (np. z portu USB)
- Może być zbudowany z izolowanym zasilaczem 5 V i 3,3 V dla zdalnego końca
- Dwie opcje zasilania izolowanego o wydajności 100 mA lub 200 mA.

eprasa.pl cc4a73eea3



Rysunek 1. Tradycyjna metoda izolacji optycznej sygnału cyfrowego. Gdy sygnał wejściowy ma stan wysoki, prąd przepływa przez szeregowy rezystor i diodę LED oświetlającą fototranzystor, który wymusza stan wysoki na wyjściu. Jednak użycie rezystora do wymuszenia poziomu niskiego na wyjściu gdy fototranzystor nie przewodzi, poważnie ogranicza prędkość przełączania do zaledwie 19200 bodów.



Rysunek 2. Obraz z oscyloskopu pokazujący działanie układu na rysunku 1. Ślad żółty pokazuje sygnał wejściowy, a ślad zielony wyjściowy. Zauważ, że czas narastania sygnału wyjściowego jest znacznie krótszy niż czas jego opadania, co wydłuża impuls wyjściowy. Im wyższa jest częstotliwość, tym bardziej wpływa to na zniekształcenie przesyłanego sygnału.

uniknąć wprowadzenia dodatkowego połączenia masy i związanych z tym problemów.

Izolowanie szybkich sygnałów cyfrowych

Typową metodą sprzęgania optycznego sygnału cyfrowego jest doprowadzenie sygnału do diody LED transoptora przez rezystor ograniczający prąd, a następnie podłączenie tranzystora wyjściowego albo jako wtórnika emiterowego albo jako wzmacniacza ze wspólnym emiterem, z rezystorem obciążającym, odpowiednio, do masy lub plusa zasilania.

Wersję z wtórnikem emiterowym pokazano na **rysunku 1**. Wysoki sygnał wejściowy włącza diodę LED transoptora, a jej światło (podczerwień) powoduje włączenie tranzystora wyjściowego, podłączając wyjście do VccB i dając sygnał wysoki na wyjściu. Gdy sygnał wejściowy zmieni się na niski, dioda LED zgaśnie, a rezystor emiterowy RL wymusi na wyjściu, stan niski (tj. równy GndB).

Ponieważ dioda LED i tranzystor są rozdzielone cienką warstwą przezroczystego plastiku (tu działającego jako światłowód), to takie rozwiązanie zapewnia wysoki stopień izolacji elektrycznej, umożliwiając jednocześnie przekazywanie sygnałów z jednej strony na drugą.

Z pokazaną konfiguracją jest jednak problem: układ nie jest symetryczny – tranzystor podciąga wyjście znacznie szybciej (ma większą wydajność prądową), niż rezystor jest w stanie ściągnąć je w dół. Ograniczenie szybkości zmian napięcia na wyjściu wynika z istnienia w obwodzie pojemności, która jest ładowana przez prąd emitera tranzystora i rozładowywana przez rezystancję RL.

Można oczywiście użyć rezystora o mniejszej wartości, by skrócić czas opadania sygnału, ale zwiększa to pobór prądu a więc tą metodą daje się działać tylko do granic wydajności prądowej tranzystora w transoptorze.

Przebiegi uzyskane w tej konfiguracji pokazano na **rysunku 2**. Sygnał wejściowy jest pokazany kolorem żółtym, a sygnał wyjściowy zielonym. Widać jak rozciągnięty jest impuls wyjściowy ze względu na powolny czas wyłączania, pomimo zastosowania stosunkowo małej wartości rezystora 220 Ω (pobór prądu ok. 22 mA przy stanie wysokim na wyjściu).

Pokazane zniekształcenie sygnału uniemożliwi odbiorcy dekodowanie danych szeregowych powyżej pewnej określonej szybkości transmisji danych. Największa szybkość transmisji, jaką mogliśmy niezawodnie osiągnąć w tym układzie, wyniosła 19200 bodów.

Wersja tego obwodu ze wspólnym emiterem cierpiałaby z powodu odwrotnego problemu, tj. powolnego włączania, skutkującego krótkimi impulsami o niepełnej amplitudzie. Wynik jest taki sam: szybkie dane szeregowe nie będą przechodzić przez takie łącze.

Lepsze rozwiązanie

Aby rozwiązać ten problem bez uciekania się do specjalistycznych szybkich transoptorów, używamy par transoptorów w konfiguracji totem-pole, tak jak pokazano na **rysunku 3**. Jeden ciągnie wyjście w górę, a drugi w dół. Daje to szybkie, symetryczne sterowanie ze znacznie zmniejszonym prądem zasilania.

Gdy sygnał wejściowy jest wysoki, dioda LED górnego transoptora przewodzi, więc prąd płynie z VccB, przez jego tranzystor wyjściowy i do wyjścia, szybko wymuszając stan wysoki. W stanie niskim wejścia, przewodzi dioda LED dolnego transoptora, a jego tranzystor przyłącza wyjście do GndB.

Rysunek 4 to przebiegi oscyloskopowe w tym układzie i jak widać czasy narastania i opadania są teraz zasadniczo symetryczne. Chociaż opóźnienie wynosi około 5 µs, to nie wpłynie to na dekodowanie transmisji szeregowej, ponieważ krytyczne poziomy logiczne są opóźniane w podobny sposób.

Red. Na czasy narastania i opadania zboczy w tym układzie mają wpływ parametry CTR użytych transoptorów odpowiadające za wartości prądów płynących przez ich tranzystory wyjściowe. W opisywanym układzie należy stosować transoptory PC817C lub PC817D lub ich odpowiedniki EL817C lub EL817D.

Limit 115200 bodów tego typu obwodu wynika z tego, że opóźnione tylne zbocza zaczynają rozciągać się do początków następnych bitów, a przy 230400 bodach (następna standardowa prędkość transmisji) bity mają szerokość tylko nieco ponad 4 µs, co oznacza, że nakładają się na siebie i zniekształcają.

Jedynym przypadkiem, w którym to opóźnienie może być problemem przy niższych szybkościach transmisji, jest sytuacja konieczności synchronizowania danych wychodzących z danymi przychodzącymi, czy to poprzez projekt systemu czy też projekt arbitrażu magistrali z wykrywaniem nośnej, w którym nadajnik nasłuchuje na magistrali, aby zobaczyć, że ma nad nią pełną kontrolę.

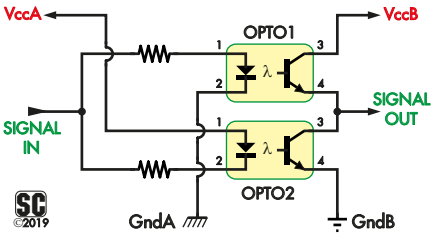
Jest to jednak rzadki przypadek. W przypadku normalnej komunikacji szeregowej opóźnienie nie ma znaczenia.

Swoją drogą, choć mogłoby się wydawać, że istnieje ryzyko, że szyny zasilające mogą zostać zwarte, jeśli oba transoptory są włączone jednocześnie (np. gdy wejście jest niepodłączone lub podłączone do wyjścia w stanie wysokiej impedancji), prąd fototranzystora jest ograniczony do około 20 mA co wynika z prądu płynącego przez diody LED (ok. 6 mA) pomnożonego przez współczynnik CTR użytych transoptorów.

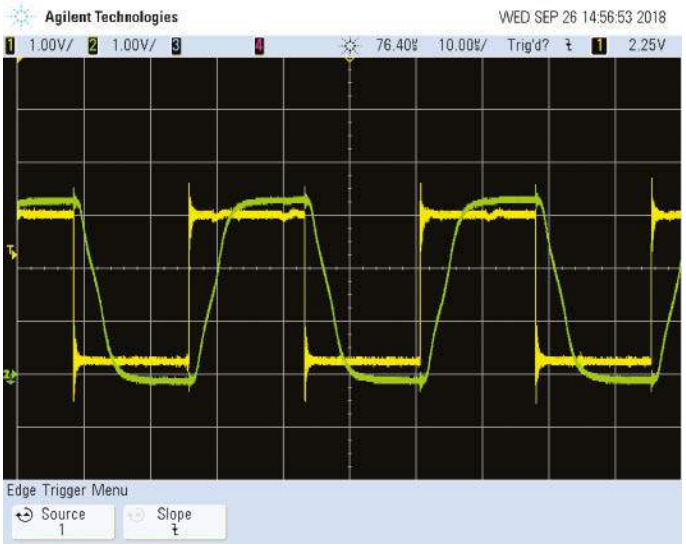
Przy pływającym wejściu prąd płynący przez fototranzystory wynosi około 6 mA, co jest nieznaczące.

Red. Opisane wyżej wartości dotyczą sytuacji statycznej oraz CTR ~300%. W przypadku przesyłu danych, w momentach zmian stanu wejścia z 1 na 0 i z 0 na 1, przez tranzystory transoptorów płyną spore prądy impulsowe

eprasa.pl cc4a73eea3



Rysunek 3. Układ izolatora optycznego z wyjściem typu „totem-pole", którego używamy zamiast pierwszego rozwiązania. Gdy sygnał wejściowy ma stan wysoki, to przewodzi tranzystor górnego transoptora dając wysoki sygnał wyjściowy. Niski stan wejściowy aktywuje dolny transoptor, wymuszając stan niski na wyjściu. Układ pracuje do 115200 bodów.



Rysunek 4. Przebiegi oscyloskopowe w układzie z rysunku 3. Mimo niewielkiego opóźnienia między sygnałami przychodzącymi i wychodzącymi, czasy narastania oraz opadania są teraz podobne i krótkie, dzięki czemu sygnał może być prawidłowo dekodowany przez odbiornik na wyjściu.

wynikające z tego, że fazy włączania i wyłączania tranzystorów nakładają się na siebie i przez pewien czas oba tranzystory są włączone jednocześnie (w układzie nie przewidziano żadnej regulacji dla strefy przejściowej).

Opis obwodu

Schemat obwodu izolatora optycznego pokazano na **rysunku 5**. Sygnał podajemy na styki złącza CON1 albo CON2 z jednej strony, a na CON3 albo CON4, z drugiej strony.

Przyczynę istnienia par złączy wyjaśnimy w dalszej części tekstu. Na razie zignorujmy istnienie CON2 i CON4 i rozważmy przepływ sygnałów pomiędzy CON1 i CON3.

Oba końce toru są zasadniczo wymienne, z wyjątkiem przepływu zasilania. Na CON1 podawane jest zasilanie 5 V dla potrzeb całego układu (w tym przetwornicy DC-DC). Plus 5 V przychodzi na styk 1, a masa na styk 2.

Na złączu CON3 mamy napięcia izolowane od strony pierwotnej (czyli po przetwornicy), tj. 5 V na styku 1, 3.3 V na styku 6 i masę na styku 2 (masy na CON1 i CON3 nie są połączone galwanicznie).

Zasilanie przechodzi przez barierę izolacyjną od lewej do prawej przez transformator T1 lub izolowany moduł przetwornicy DC/DC MOD1, w zależności od tego, które jest zainstalowane w konkretnym układzie.

Szeregowe sygnały danych przechodzą w obu kierunkach w sposób opisany wcześniej, za pomocą transoptorów OPTO1-OPTO4.

Dane przychodzące na styk 3 CON1 pojawiają się na styku 3 CON3, a dane dostarczane do styku 4 CON3 pojawiają się na styku 4 CON1.

Chociaż złącza te można podłączyć do niemal każdego obwodu wykorzystującego komunikację szeregową TTL, to wyprowadzenia są specjalnie zaprojektowane, aby pasowały do tanich i łatwo dostępnych mostków USB/szeregowych CP2102. Możesz więc przylutować lub podłączyć taki moduł na dowolnym końcu obwodu, aby zapewnić interfejs USB.

Red. Ze względu na wymagane duże prądy wejściowe sterowania diod transoptorów dla obu stanów logicznych, układ nie będzie współpracował ze standardowymi układami TTL czy CMOS (układy serii 4000), a tylko z układami zdolnymi wysłać i przyjąć prądy rzędu 18 mA (serie HC, HCT, AC czy ACT itp.).

Możesz wybrać, w zależności od potrzeb, czy sygnały szeregowe na obu końcach mają napięcia poziomu wysokiego wynoszące: 3,3 V czy 5 V. Jest to wybierane: po stronie CON1 za pomocą zworki JP1, a po stronie CON3 zworką JP2.

Zwróć uwagę, że gdy masz jedną stronę pracującą przy 3,3 V, a drugą przy 5 V, to prądy sterowania transoptorami nie są takie same w obu kierunkach, ale nie stwierdziliśmy, by stanowiło to problem – w końcu zwykle podajesz sygnał do pinu wejścia cyfrowego w układzie scalonym, który ma bardzo wysoką impedancję wejściową.

Tor dla sygnału zerowania

Piąty transoptor (OPTO5) służy do przekazywania sygnału DTR sterującego przepływem danych z CON1 do CON3.

Linia ta jest często używana z płytkami Arduino, aby wyzerować mikrokontroler i przełączyć go w tryb bootloadera, dzięki czemu układ można przeprogramować bez dodatkowej interwencji użytkownika.

Sygnał DTR z konwertera USB-Serial ma stan wysoki, gdy urządzenie jest w stanie spoczynku i nie ma żadnej komunikacji oraz przyjmuje stan niski na czas trwania transmisji.

Poziom na linii DTR nie zmienia się, gdy dane są przesyłane, ale zwykle jest utrzymywany na niskim poziomie za każdym razem, gdy aplikacja ma otwarty port szeregowy.

Na typowych płytach Arduino, układ różniczkujący RC przekształca opadające zbocze sygnału DTR z pokładowego interfejsu USB na krótki impuls zerujący. Połączenie to nie jest jednak wyprowadzone na zewnątrz płytki Arduino, więc aby uzyskać podobną funkcjonalność musimy podobny układ, przetwarzający sygnał DTR, odtworzyć poza nią, a wytworzony impuls podać na jej wejście RESET.

Tę funkcję, w naszym układzie, wykonują elementy: D1, C8 (10 nF) oraz rezystor R8 (221 Ω) . Normalnie, przy stanie wysokim linii DTR, kondensator 10 nF jest rozładowany, a styk DTR na CON3 (pin 5) jest utrzymywany w stanie wysokim przez rezystor podciągający R9 (10 k Ω).

Jeśli na styku DTR na CON1 pojawi się stan niski, to kondensator ładuje się przez rezystor R8 oraz diodę LED transoptora OPTO5, wywołując jej krótkotrwałe świecenie. Skojarzony z nią fototranzystor przewodzi, na krótko podłączając wyjściowy styk DTR do masy (styk 2 złącza CON3). Tak więc, jeśli jest on podłączony do linii RESET płytki Arduino (lub innej), to mikrokontroler zostanie wyzerowany.

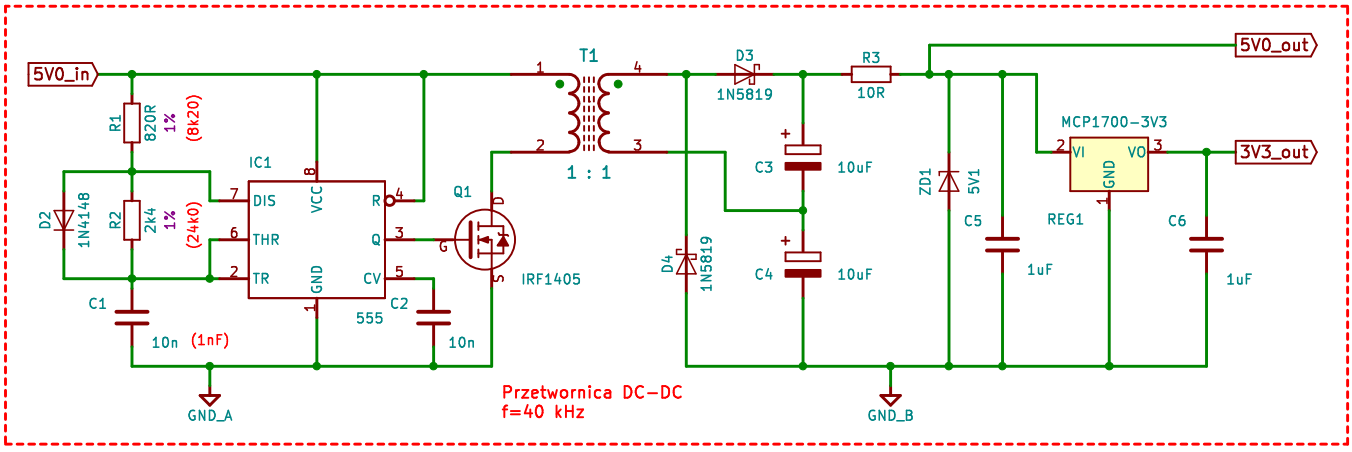
C8 ładuje się bardzo szybko, więc po krótkim czasie (około 25 µs) OPTO5 wyłącza się, a linia RESET zostaje zwolniona.

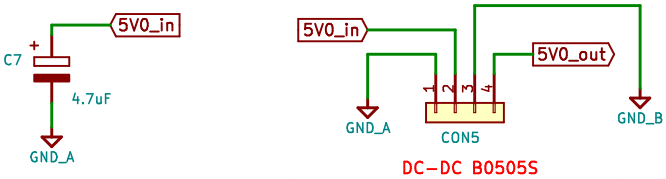
Jest to pokazane na oscylogramie na **rysunku 6**, sygnał ze styku DTR CON1 pokazano na żółto, a ze styku DTR CON3 na zielono. Widać, że oba przebiegi spadają do 0 V mniej więcej w tym samym czasie, ale przebieg kreślony na zielono wraca do wysokiego poziomu wkrótce potem.

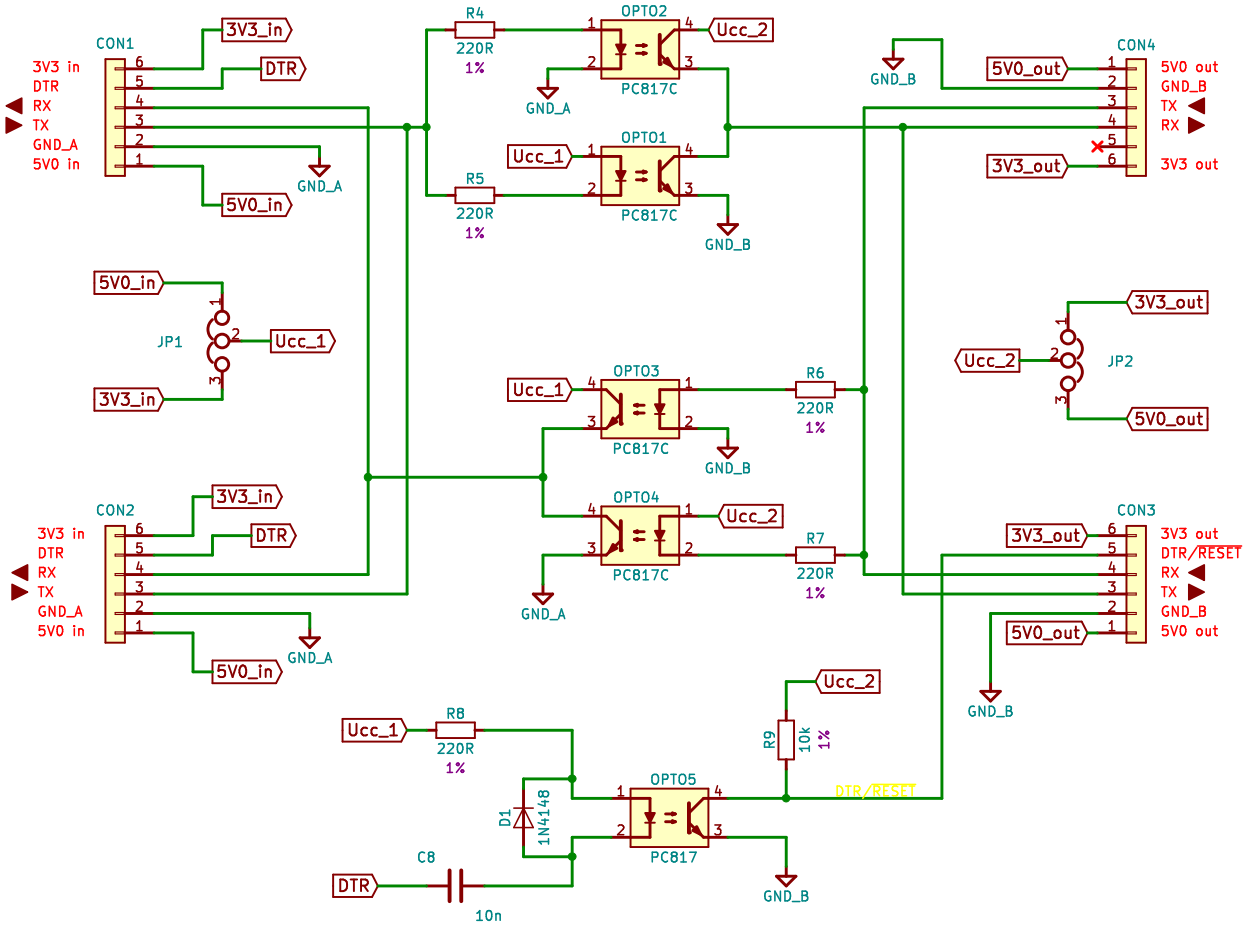
Red. Przebieg pokazany na rysunku 6 uzyskuje się gdy C8 ma wartość 100 nF a nie jak w układzie 10 nF. Przy 10 nF nie występuje tak wyraźny płaski odcinek stanu niskiego na wyjściu.

Wejście zerujące w mikrokontrolerze Atmega328 (używane w Arduino Uno) musi być utrzymane w stanie niskim przez

eprasa.pl cc4a73eea3







Łącze szeregowe z izolacją optyczną

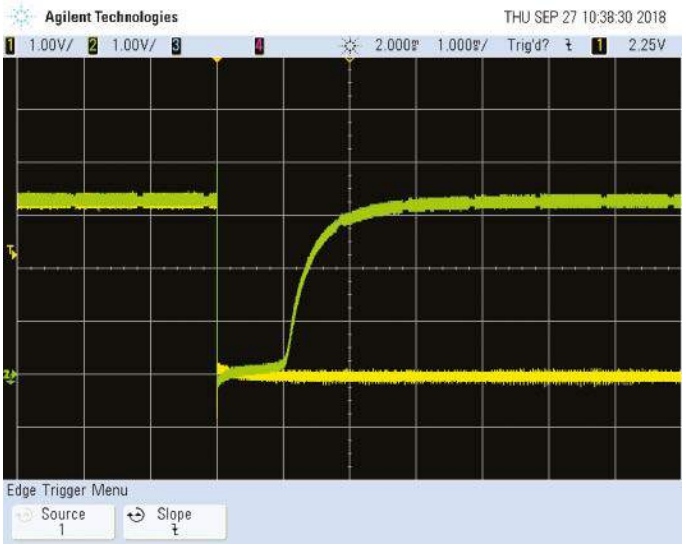
Rysunek 5. Izolator optyczny ma opcjonalny izolowany zasilacz pokazany na górze schematu (ramka). Zamiast niego można użyć fabryczny moduł DC/DC podłączony do CON5. Izolowane dwukierunkowe przesyłanie danych zapewniają OPTO1-OPTO4. OPTO5 pozwala na przesyłanie sygnału DTR od lewej do prawej.

eprasa.pl cc4a73eea3

minimum 2,5 µs, więc ten impuls po transoptorze jest wystarczający.

Należy zauważyć, że ten impuls musi być krótszy niż jedna sekunda, aby sekwencja programowania zakończyła się poprawnie. Gdy sygnał DTR wraca do stanu wysokiego, to C8 rozładowuje się przez D1 i R8.

Jeśli funkcja ta nie jest potrzebna, a chcesz przepuścić sygnał DTR przez barierę izolacyjną w niezmienionej formie, po prostu zamień kondensator C8 na zworę z drutu.



Rysunek 6. Obraz oscyloskopowy toru sygnału DTR. Żółty ślad to sygnał na styku DTR CON1, podczas gdy zielony jest ze DTR/RESET CON3. Zbocze opadające na wejściu DTR generuje na wyjściu zerującym stan niski o długości ok. 25 µs, który może być użyty do zerowania mikrokontrolera w płytce zgodnej z Arduino, aktywując jej bootloader i umożliwiając przeprogramowanie układu.

Zasilacz izolowany

Udostępniliśmy dwa sposoby przesyłania zasilania „przez przerwę izolacyjną". Najprostszym podejściem jest użycie gotowego, fabrycznego, izolowanego modułu konwertera DC/DC (MOD1), który ma znamionową izolację 1 kV.

W takim przypadku elementy obramowane linią przerywaną na górze rysunku 5 nie są potrzebne i ich nie instalujemy. Kondensator C7 (4,7 µF) po lewej stronie modułu DC-DC filtruje jego zasilanie wejściowe, podczas gdy kondensator C5 (1 µF) przed REG1 zapewnia filtrowanie wyjścia modułu. REG1 po prawej, to stabilizator o niskim spadku napięcia (low-drop), który zapewnia zasilanie 3,3 V dla dowolnego obwodu podłączonego do CON3 lub CON4.

Zostało to uwzględnione, ponieważ wiele konwerterów USB – łącze szeregowe również – zapewnia zasilanie 3,3 V i jest to przydatne do zasilania niektórych mikrokontrolerów lub innych układów.

Jako alternatywę dla tego modułu przetwornicy DC-DC (np. jeśli są problemy z jej uzyskaniem), umieściliśmy obwody ograniczone prostokątem linii przerywanej na górze rysunku 5, które tworzą zasilacz izolowany. Jeśli te elementy są zainstalowane, to nie potrzebujesz MOD1.

Układ IC1, typu 555, jest skonfigurowany jako oscylator astabilny i steruje bramką tranzystora Q1, typu MOSFET, który impulsowo przepuszcza prąd przez uzwojenie pierwotne transformatora T1. Indukuje on impulsy prądu w uzwojeniu wtórnym, które następnie są prostowane za pomocą diod Schottky'ego D3 i D4 w celu wytworzenia napięcia prądu stałego ~6 V, które jest następnie stabilizowane na poziomie 5 V przez diodę Zenera ZD1.

IC1 wykorzystuje prawie tradycyjną konfigurację dla oscylatora opartego na 555, z wyjątkiem tego, że dodaliśmy diodę D2 od końcówki 7 (rozładowanie) do końcówek 2 i 6 (wyzwalanie/próg), aby zmniejszyć jego cykl pracy poniżej 50%.

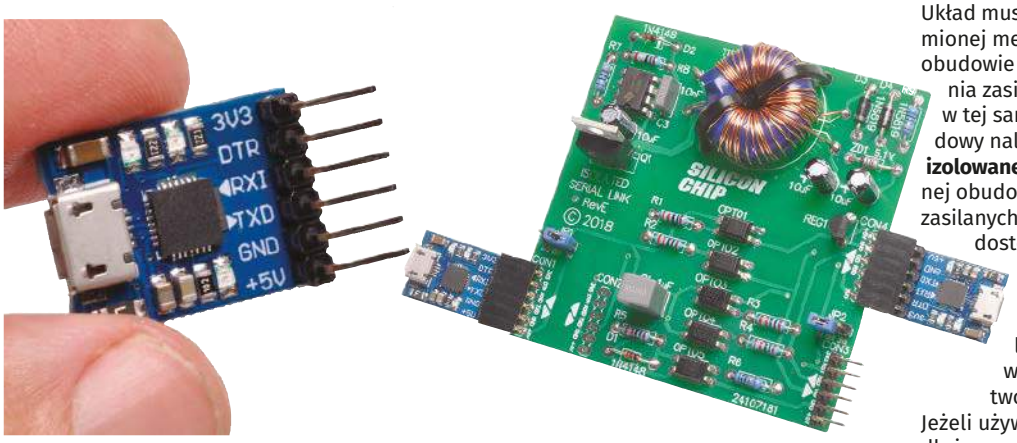
Jest to konieczne, aby ograniczyć napięcie wyjściowe na uzwojeniu wtórnym T1 do odpowiedniego poziomu, a także utrzymać rozsądny pobór prądu (około 100 mA).

IC1 wykorzystuje kondensator C1 (10 nF), który jest ładowany przez R1 (825 Ω) i diodę D2, gdy pin wyjściowy IC1 jest w stanie wysokim.

Czas wyłączenia IC1 jest określony przez rezystor R2 (2,43 kΩ) i kondensator C1, ponieważ końcówka rozładowania (nóżka 7 układu 555) przechodzi w stan niski, gdy nóżka 3 jest w stanie niskim, więc rezystor R1 i dioda D2 nie wpływają na szybkość rozładowywania kondensatora.

Rezultatem jest fala prostokątna o czasie stanu wysokiego wynoszącym około 8 µs i niskiego wynoszącego ok. 15 µs, co daje częstotliwość pracy około 40 kHz.

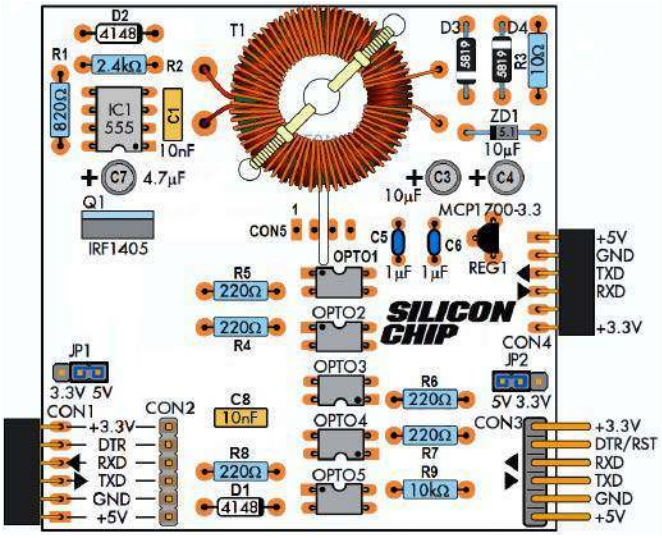
Red. Ponieważ przez tranzystor rozładowujący w układzie 555 (końcówka 7) płynie suma prądów: prądu płynącego przez R1 oraz prądu rozładowania kondensatora C1, to wszelkie źródła pisane dotyczące tego układu czasowego zalecają stosowanie R1 o wartości nie mniejszej niż 5 kΩ (o ile to możliwe), tak więc w tym układzie lepszy byłby zestaw elementów: R1=8,25 kΩ (1%), R2=24,3 kΩ (1%), C1=1 nF (5%).



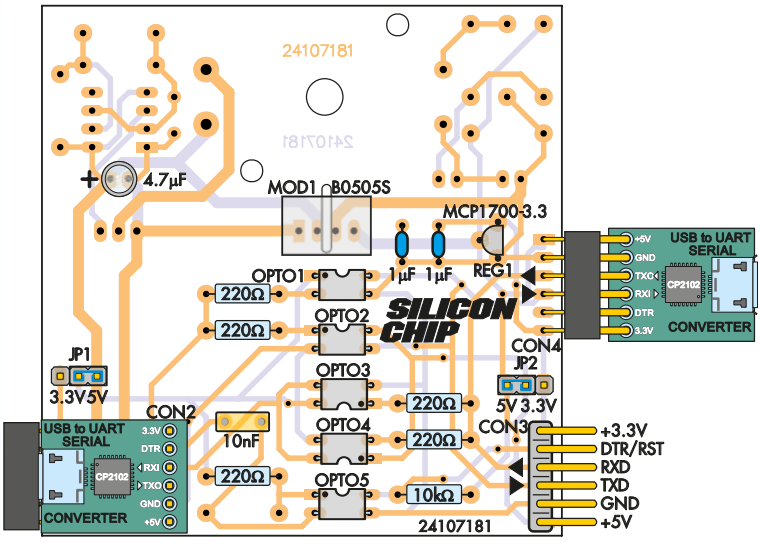
Izolowane łącze szeregowe może być używane jako „null modem", aby umożliwić komunikację między dwoma komputerami. Należy pamiętać, że do tego zastosowania potrzebne są dwa moduły konwertera USB z CP2102. Ponieważ każda strona ma własne zasilanie, to obwody przenoszenia zasilania (DC-DC) są zbędne.

ERRATA:
Używając izolowanego łącza szeregowego do izolowania obwodów pływających na potencjale sieciowym, należy przestrzegać następujących środków ostrożności: Układ musi zostać zamontowany w uziemionej metalowej lub podwójnie izolowanej obudowie przed podłączeniem do urządzenia zasilanego z sieci (najlepiej całość w tej samej obudowie). Na zewnątrz obudowy należy wyprowadzić tylko połączenia **izolowane**. W przypadku montażu w oddzielnej obudowie okablowanie do urządzeń zasilanych z sieci musi mieć parametry dostosowane do napięcia sieciowego i należy je odpowiednio zaizolować na obu końcach. Pomiń obwody izolowanego zasilania przetwornicy z T1 lub zbuduj wersję używając fabrycznej przetwornicy MOD1.
Jeżeli używasz przetwornicy MOD1, to wydłuż szczelinę, frezowaną pod nią w płytce drukowanej, aż do granicy transoptora OPTO1 (jest ona już wydłużona na płytkach z kodem rewizji „H".)

eprasa.pl cc4a73eea3



Rysunek 7. Wersja montażu z przetwornicą DC-DC z transformatorem T1, do zasilania układów podłączonych do CON3 lub CON4. Zasilanie przetwornicy jest z CON1 lub CON2. Pokazane są zainstalowane wszystkie cztery złącza, ale nie musisz ich wszystkich montować – możesz również użyć różnych typów, aby dopasować je do swoich potrzeb.



Rysunek 8. Wersja z przetwornicą fabryczną oznaczoną (MOD1). Pomijamy T1 i skojarzone z nim komponenty. Tym razem pokazujemy moduł USB z CP2102 zamontowany na płycie przy CON2 i drugim modułem podłączonym do CON4. To jeden z przykładów możliwych konfiguracji.

Mocno zalecane jest też doinstalowanie kondensatora 10 nF (na schemacie oznaczony C2) pomiędzy końcówkami 5 i 1 układu 555. Ponieważ w oryginale pominięto ten kondensator, więc należy go dolutować od spodu płytki drukowanej nasuwając na jego końcówki odcinki izolacji, np. ściągniętej z kawałka drutu lub linki o odpowiedniej średnicy.

Diody Schottky'ego są używane do prostowania napięcia z wyjścia transformatora T1, aby zminimalizować straty mocy, ponieważ mają niższe napięcie przewodzenia i szybsze przełączanie niż typowe diody krzemowe, a przetwornica pracuje na częstotliwości ok. 40 kHz. Napięcie 5 V z katody ZD1 jest podawane nie tylko do styków wyjściowych 5 V CON3 i CON4, ale także do wejścia regulatora REG1, który, jak wspomniano wcześniej, dostarcza na styki wyjściowe w CON3 i CON4, napięcie 3,3 V.

Możliwości wykorzystania złączy CON1 do CON4

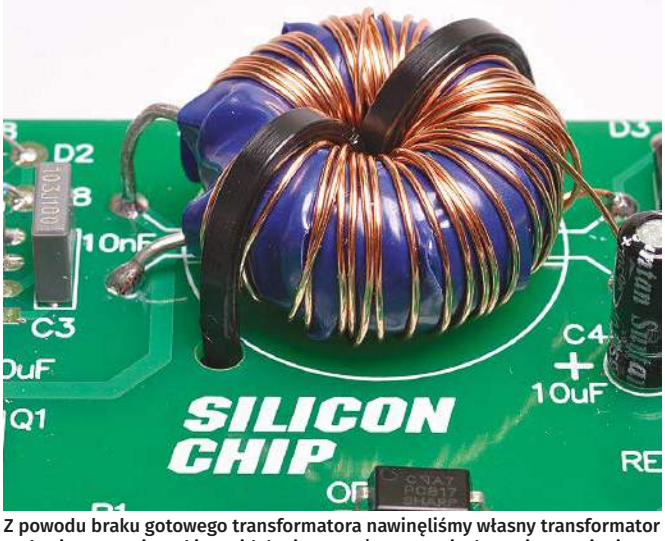
CON1 i CON2 są okablowane identycznie. Zastosowano dwa przyłącza, aby zapewnić różne możliwości połączeń z płytą. W danej konfiguracji wykorzystujemy jednak tylko jedno z tych dwóch przyłączy.

CON1 znajduje się blisko krawędzi płytki i można tam zamontować męskie lub żeńskie złącze sześciostykowe, które może być pionowe lub poziome (np. przy użyciu typu kątowego).

Zalecamy zamontowanie poziomego gniazda żeńskiego na CON1. Możesz użyć gniazda pionowego, ale przed zamontowaniem zegnij jego końcówki o 90°. Następnie można podłączyć do tego gniazda moduł CP2102 wyposażony w prostokątną męską listwę wtykową (patrz poniżej). Można też podłączyć zwykłe przewody połączeniowe do punktów lutowniczych.

CON2 jest umieszczony dalej od brzegu płytki drukowanej i może być używany po zamontowaniu modułu konwertera CP2102 bezpośrednio na płycie. W takim przypadku należy zamontować pionową listwę szpilkową, a następnie przylutować do niej moduł CP2102 od góry.

Przechodząc teraz do CON3 i CON4 po przeciwnej stronie płytki, są one ułożone nieco inaczej. Po pierwsze, są one odwrócone fizycznie



Z powodu braku gotowego transformatora nawinęliśmy własny transformator na bazie gotowej cewki toroidalnej 100 µH/5 A. Po zaizolowaniu uzwojenia taśmą nawinęliśmy uzwojenie wtórne o identycznej ilości zwojów jak uzwojenie pierwotne.



Gotowy transformator jest przymocowany do PCB za pomocą pary małych opasek kablowych przeciągniętych przez otwory w płytce. Odetnij nadmiar opasek od spodniej strony płytki. Nie używaj do mocowania drutów ponieważ mogą się utworzyć zwarte zwoje poważnie obniżające wydajność przetwornicy.

eprasa.pl cc4a73eea3

względem siebie, przez co ich końcówki są liczone odwrotnie, a więc i styki TX i RX są zamienione numeracyjnie.

Jeżeli więc do CON3 dopasujesz męską listwę stykową (najlepiej typu kątowego), to ma ona takie same wyprowadzenia jak moduł CP2102. Tak więc, dopasowując CP2102 do CON1/CON2, izolowane łącze szeregowe jest zasadniczo „przezroczyste" i można je traktować jako prosty moduł CP2102, ale z dodaną warstwą izolacyjną.

Możesz również dopasować inny typ złącza do CON3 i podłączyć go do innej płytki za pomocą przewodów połączeniowych.

Alternatywnie możesz dopasować gniazdo żeńskie do CON4 (preferowane kątowe) możesz następnie podłączyć moduł CP2102, potencjalnie dając gniazdo USB na obu końcach modułu.

Z tego właśnie powodu styki TX i RX są zamienione; by obie strony mogły się normalnie komunikować ze sobą. Przypomina to trochę stare kable „null modem", które pozwalały dwóm komputerom komunikować się przez porty szeregowe.

Pamiętaj jednak, że jeśli zamontujesz CP2102 po prawej stronie modułu, to zapewni on zasilanie 3,3 V i 5 V, więc powinieneś pominąć wszystkie obwody zasilania na płycie izolowanego łącza szeregowego (zarówno T1 jak i MOD1), aby nie próbowały „walczyć" ze sobą.

Ponieważ sygnał DTR/RST nie przydaje się w tej konfiguracji, to nie jest on w ogóle podłączony do CON4. Od Ciebie zależy, czy przy montażu pominiesz elementy D1, C7, R8 i R9 oraz OPTO5.

Wykonanie transformatora

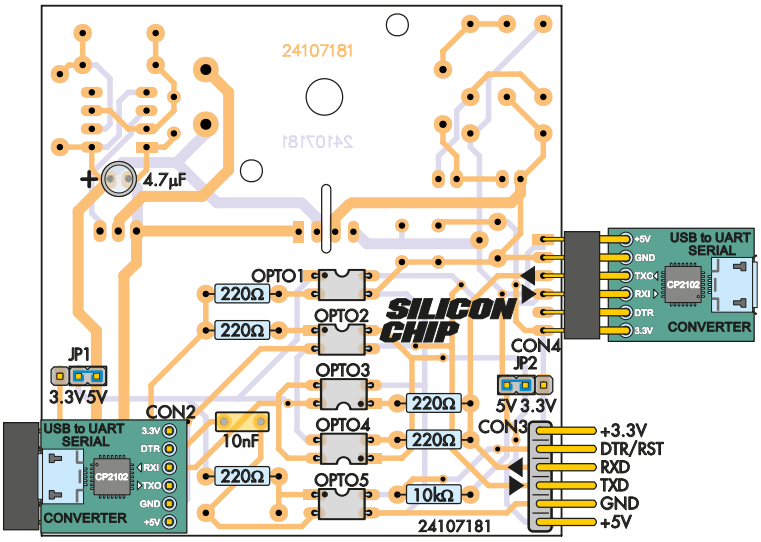
Ponieważ nie mogliśmy znaleźć odpowiednio małego transformatora dla T1, postanowiliśmy zrobić go sami, zaczynając od fabrycznie nawiniętego dławika, który tworzy uzwojenie pierwotne. Uzwojenie wtórne jest następnie nawijane na nim.

Jeśli budujesz urządzenie z gotowym izolowanym modułem konwertera DC/DC, to możesz pominąć następny fragment opisu.

Zacznij od cewki toroidalnej 3 A lub 5 A i indukcyjności 100 µH (my użyliśmy Jaycar nr katalogowy LF1270). Policz dokładnie ile ma zwojów, będzie to potrzebne do nawinięcia uzwojenia wtórnego.

Weź rolkę taśmy elektrycznej i potnij ją na odcinki o długości około 250 mm, a następnie przetnij je wzdłuż na pół, aby uzyskać dwa cienkie paski.

Owiń te paski wokół cewki indukcyjnej z lekkim zachodzeniem na siebie, tworząc pełną barierę izolacyjną na uzwojeniach fabrycznych, z wyjątkiem dwóch małych obszarów, w których wychodzą przewody.



Rysunek 9. Tu pokazano, które komponenty musisz zainstalować, jeśli dostarczasz zasilanie 5 V z obu stron naszego izolatora i nie ma konieczności transferu energii przez nasz układ. Przykładowo: użyj tej konfiguracji, jeśli podłączasz moduł konwertera USB z CP2102, na obu końcach, tak jak tu pokazano.

Następnie odetnij 2 m emaliowanego drutu miedzianego o średnicy 0,4 mm. Ważne jest, aby zacząć od właściwej długości; jeśli odcinek drutu będzie za krótki, to nie nawiniemy wystarczającej ilości zwojów, a jeśli jest za długi, będzie trudno go nawinąć.

Jeśli zaczniesz od innej cewki indukcyjnej, być może będziesz musiał nawinąć inną liczbę zwojów, a zatem będziesz potrzebować innej długości drutu. Liczba zwojów uzwojenia wtórnego powinna odpowiadać policzonej wcześniej liczbie zwojów cewki bazowej.

Rozpocznij nawijanie po przeciwnej stronie rdzenia w stosunku do istniejących wyprowadzeń, tak aby końcówki pasowały do pól lutowniczych na płytce drukowanej. Pozostaw około 25 mm wolnego przewodu do podłączenia do płytki drukowanej, a następnie resztą nawiń uzwojenie wtórne (w przypadku użytej cewki, to będzie 50 zwojów) tak ściśle jak to możliwe. Kierunek nawinięcia uzwojenia nie ma znaczenia, ponieważ napięcie wyjściowe jest prostowane. Po zakończeniu odetnij pozostały drut tak, aby pasował do początkowej długości 25 mm, a następnie usuń około 5 mm emalii z końców dwóch przewodów i pocynuj je.

Montaż elementów na płytce drukowanej

Rysunek 7 pokazuje, gdzie zamontować komponenty na płytce drukowanej dla wersji przetwornicy z transformatorem T1. Jeśli budujesz wersję, która używa gotowego modułu konwertera DC/DC, zamiast tego zapoznaj się z **rysunkiem 8**.

Rysunek 9 pokazuje, jak zmontować płytkę PCB, jeśli masz dostępne zasilanie 3,3 V lub 5 V DC na obu końcach izolowanego portu szeregowego (wersja z modułami CP2102).

Wszystkie trzy wersje są zbudowane na tej samej płytce drukowanej, która ma kod handlowy **24107181** i wymiary 74×74 mm. Poniższe instrukcje opisują montaż wszystkich elementów; zignoruj te, które dotyczą tych zbędnych w danej konfiguracji.

Zacznij od przylutowania rezystorów. Dobrym pomysłem jest sprawdzenie rezystancji każdej sztuki za pomocą multimetru przed montażem, ponieważ kolorowe paski mogą być trudne do odczytania. Pamiętaj, aby starannie przyciąć wszystkie końcówki po lutowaniu, ponieważ te pozostawione mogą potencjalnie zagrozić barierze izolacyjnej.

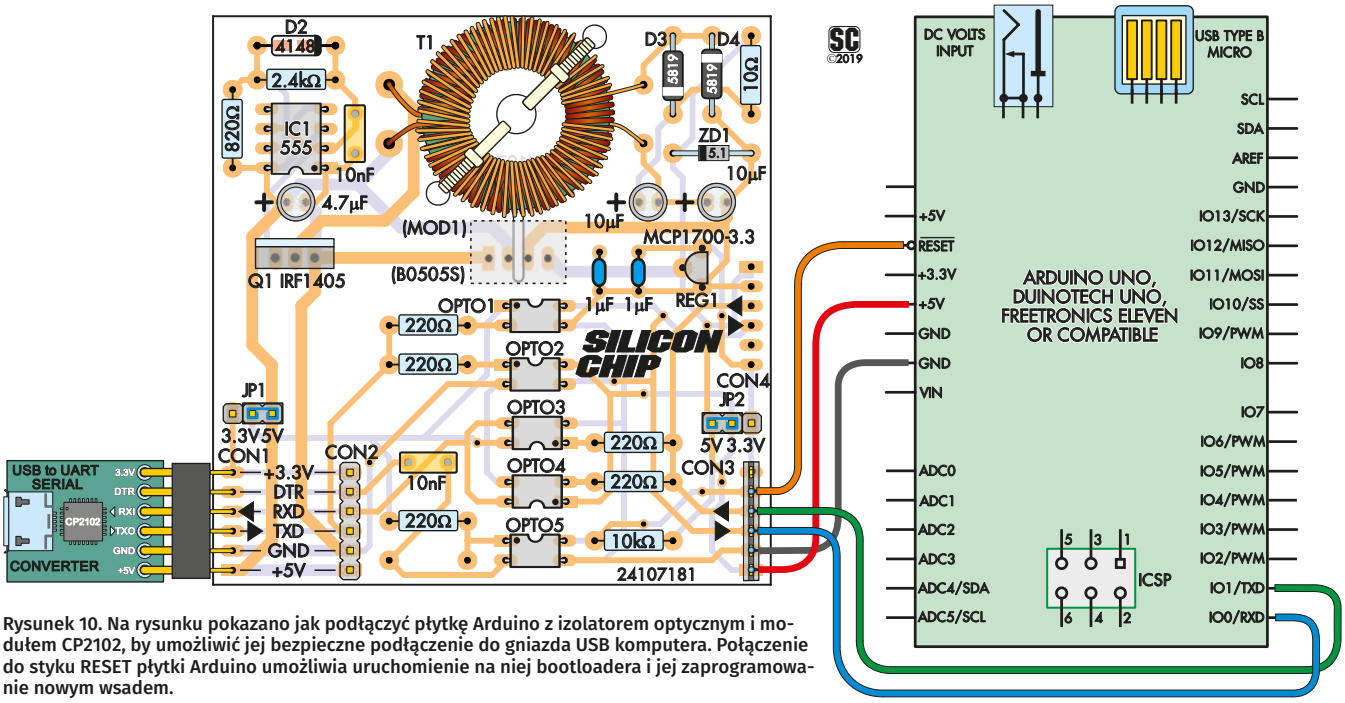
Następnie zamontuj diody. D1 i D2 to mniejsze wymiarowo typy 1N4148, podczas gdy większe D3 i D4 to diody Schottky'ego. Wszystkie diody mają określoną polaryzację, więc przed przylutowaniem należy sprawdzić, czy każdy pasek oznaczający katodę diody jest skierowany tak, jak pokazano na odpowiednim rysunku sitodruku na płytce drukowanej. Zauważ, że D3 i D4 są zwrócone w przeciwnych kierunkach.

Jest też jedna dioda Zenera, ZD1 i teraz jest dobry moment, aby ją zamontować tak jak pokazano na rysunku. Następnie można zamontować pięć optoizolatorów. Nie wszystkie są zorientowane w ten sam sposób. OPTO1, OPTO2 i OPTO5 mają końcówkę 1 skierowaną w górę płytki, podczas gdy OPTO3 i OPTO4 mają orientację przeciwną.

Wyrównaj kropki i wycięcia na transoptorach z płytką drukowaną i upewnij się, że są ustawione równo przed przylutowaniem wszystkich końcówek.

Kolejne na liście są kondensatory MKT i/lub ceramiczne. Te nie są spolaryzowane. Zainstaluj je tam, gdzie pokazano, a następnie

eprasa.pl cc4a73eea3



Rysunek 10. Na rysunku pokazano jak podłączyć płytkę Arduino z izolatorem optycznym i modułem CP2102, by umożliwić jej bezpieczne podłączenie do gniazda USB komputera. Połączenie do styku RESET płytki Arduino umożliwia uruchomienie na niej bootloadera i jej zaprogramowanie nowym wsadem.

Wykaz elementów:

źródło: Altr. – Altronics, Jay. – Jaycar
1 szt. dwustronna płytka drukowana, kod handlowy 24107181, 74×74 mm
2 szt. 6 stykowe złącza żeńskie (CON1,CON4) [np. Altr. P5374]
2 szt. 6 stykowe złącza męskie (CON2, CON3) [Altr. P5430, Jay. HM3212]
2 szt. 3 stykowe listwy kołkowe ze zworkami (JP1,JP2) [Altr. P5430 i P5450 lub Jay.HM3212 i HM3240]

Kondensatory:
1 szt. 4,7 µF 16 V (C7) – elektrolityczny
2 szt. 1 µF 63 V (C5, C6) – MKT lub ceramika wielowarstwowa
1 szt. 10 nF/63 V (C8) – MKT

Półprzewodniki:
5 szt. PC817C (OPTO1-OPTO5) – lub EL817C
1 szt. regulator napięcia MCP1700-3.3V LDO 3,3 V, TO-92 (REG1)
1 szt. 1N4148 (D1) – impulsowa

Rezystory: (1%, metalizowane, 1/4 W)
1 szt. 10 kΩ (R9)
5 szt. 220 Ω lub 221 Ω (R4 do R8)

Dodatkowe części do wersji z MOD1 (opcjonalnie)
1 szt. B0505S-1W 5V-5V (MOD1) – izolowana przetwornica DC-DC lub (zamienniki LME0505SC lub RFM-0505S)

Dodatkowe części do wersji z T1
1 szt. (T1) 100 µH/5 A – dławik toroidalny na rdzeniu proszkowym (T1) [Jay. LF1270]
2 szt. małe opaski kablowe
1 szt. (IC1) NE555 – układ czasowy lub odpowiednik bipolarny, DIP-8
1 szt. (Q1) IRF1405 – Mosfet z kanałem N, obudowa TO-220 [Jay. ZT2468 lub Altr.Z1545 lub TME]
1 szt. (ZD1) 5,1 V/1 W 1N4733 – dioda Zenera (ZD1) [TME]
1 szt. (D2) 1N4148 – dioda impulsowa
2 szt. (D3,D4) 1N5819 1 A – diody Schottky'ego [TME]
2 szt. (C3, C4) 10 µF/16 V – elektrolityczne (niskie ESR)
2 szt. (C1, C2) 10 nF/63 V – MKT
1 szt. 2,4 kΩ 1% 1/4 W – rezystor metalizowany lub 24 kΩ 1% jeżeli C1=1 nF
1 szt. 820 Ω 1% 1/4 W – rezystor metalizowany lub 8,2 kΩ 1% jeżeli C1=1 nF
1 szt. 10 Ω 5% 1/2 W
1 odcinek 500 mm taśmy izolacyjnej PCW
1 odcinek 2 m Ø 0,4 mm – drutu miedzianego w emalii na uzwojenie T1

zamontuj mały regulator REG1 we wskazanej orientacji. Będziesz musiał zgiąć jego wyprowadzenia, aby dopasować je do wzoru pól lutowniczych na płytce drukowanej (np. za pomocą małych szczypiec).

Teraz możesz zamontować kondensatory elektrolityczne, które są spolaryzowane. Dłuższa końcówka jest dodatnia, więc włóż ją do otworu pola lutowniczego oznaczonego znakiem „+". Pasek na obudowie znajduje się po stronie z biegunem ujemnym. IC1 można przylutować bezpośrednio do płytki (preferowane) lub zamontować w podstawce (najlepiej precyzyjnej zapewniającej lepszy kontakt i większą trwałość).

Niezależnie od tego wycięcia w IC1 i podstawce powinny być skierowane w stronę dolnej części płytki drukowanej. Może być konieczne lekkie dogięcie nóżek układu scalonego, aby pasowały do otworów w płytce drukowanej lub do podstawki.

Następnie dopasuj złącza dla CON1-CON4. Dokładne ich rozmieszczenie będzie się różnić w zależności od tego, jak planujesz korzystać z urządzenia. Jeśli nie jesteś pewien, zamontuj wszystkie złącza tak, jak pokazano na naszych zdjęciach i na rysunkach rozmieszczenia elementów, a później będziesz miał różne możliwości. Rysunki 7 do 10 pokazują kilka przykładów różnych sposobów wykorzystania płytki. W tym samym czasie przylutuj do płytki dwa złącza trójszpilkowe dla zworek JP1 i JP2.

Przylutuj końcówki uzwojenia pierwotnego transformatora T1 (wykonane z grubszego drutu) do pól lutowniczych po lewej stronie transformatora T1, a te z cieńszymi połączeniami, po prawej stronie. Przymocuj transformator do płytki za pomocą dwóch opasek zaciskowych wykorzystujac przygotowane otwory.

Jeśli montujesz moduł przetwornicy DC/DC MOD1, wyrównaj jego obrys z obrysem naniesionym na płytce drukowanej, zwracając uwagę, że końcówki są bliżej jednej krawędzi niż drugiej. Oznaczenia elementu powinny być skierowane w stronę środka płytki drukowanej. Przylutuj go na jego miejscu, utrzymując płasko i równo.

Teraz zamontuj Q1 metalowym uchwytem skierowanym w stronę górnej części płytki drukowanej, jak pokazano. Jeśli chcesz, możesz go wygiąć do przodu, aby go ustawić równolegle do płytki drukowanej. W takim przypadku metalowy uchwyt będzie skierowany do góry. Radiator dodatkowy nie jest wymagany.

Użytkowanie

Przed podłączeniem zasilania zainstaluj zworki JP1 i JP2, aby dopasować napięcia sygnałów szeregowych, które będą przyłożone do każdej strony płytki. Stwierdziliśmy, że wybór 5 V najlepiej sprawdza się w przypadku modułów CP2102.

W razie wątpliwości sprawdź napięcie linii TX urządzenia, które zamierzasz podłączyć, gdy jest ono zasilane, ale nie nadaje. Szeregowe linie danych zwykle znajdują się w wysokim stanie logicznym, gdy są bezczynne, więc zapewni to dokładny odczyt poziomu napięcia.

Zazwyczaj komputer lub inne urządzenie, które jest w stanie zasilać obwód, należy podłączyć po lewej stronie urządzenia (poprzez CON1 lub CON2). Jeśli zainstalowałeś T1 lub

eprasa.pl cc4a73eea3

MOD1, to urządzenie może dostarczać niewielką ilość energii do urządzeń podłączonych do CON3 lub CON4, do około 100 mA przy 5 V. To wystarczy, aby zasilić coś w rodzaju gołej płytki Arduino, ale będzie przeciążone, jeśli spróbujesz zasilić płytkę z wieloma dodatkami, typu ekran LCD czy silnik.

W takim przypadku można zasilać obwód na „zdalnym" końcu za pomocą zestawu akumulatorów, pamiętając, że jeśli chcesz zachować izolację, żadna część obu stron nie powinna być połączona elektrycznie. W takim przypadku wystarczy wykonać połączenia do następujących pinów na CON3/CON4: RX, TX, GND i RST (w razie potrzeby).

Łączenie linii TX i RX między dwiema płytami jest zawsze trochę trudne, ponieważ w niektórych przypadkach podłączasz styk oznaczony TX do TX, a innym razem, gdy łączysz TX z RX, w zależności od zastosowanego schematu etykietowania.

Aby pomóc usunąć część zamieszania, na płytce drukowanej wydrukowaliśmy małe strzałki (widoczne na rysunkach 7...9), które pokazują kierunek przepływu danych na każdym ze styków.

Traktowanie urządzenia jako izolowanej płyty CP2102

Jeśli masz konfigurację, w której normalnie używasz modułu CP2102 do komunikacji z urządzeniem, ale potrzebujesz izolacji, podłącz moduł CP2102 do CON1 (złącze żeńskie) lub przylutuj go do CON2. CON3 zapewnia wtedy mniej więcej identyczną funkcję jak oryginalne piny CP2102, z wyjątkiem dodanej warstwy izolacyjnej.

Tak więc jeśli masz gniazdo, które akceptuje złącze modułu CP2102, CON3 będzie miał pasujące wyprowadzenie i może być używany jako bezpośredni zamiennik.

Podłączanie do Arduino

Jest to szczególnie przydatne, jeśli twoje Arduino jest podłączone do obwodów pracujących z napięciem znacznie większym niż 5 V (zwłaszcza bateria, która może dostarczać dużo prądu), a nawet do sieci energetycznej. Bariera izolacyjna zapobiegnie uszkodzeniu komputera przez przypadkowe zwarcia lub awarie komponentów Arduino czy innych podłączonych modułów.

W takim przypadku sugerujemy użycie płyty z modułem konwertera USB-szeregowe z CP2102 podłączonym do CON1 lub CON2. Poprowadź przewody połączeniowe z CON3 lub CON4 do płyty Arduino, połączone w następujący sposób: GND do GND, RX do TX i TX do RX.

Powodem dla którego TX nie jest podłączony do TX, a RX do RX, jest to, że sygnał nadawany przez jedną stronę jest odbierany przez drugą. Taki układ pokazano na **rysunku 10**.

Aby móc przeprogramować Arduino, gdy jest on podłączony przez izolowane łącze szeregowe, musisz również podłączyć pin oznaczony /RST na izolowanym łączu szeregowym do pinu RESET na Arduino.

Należy pamiętać, że będzie to działać tylko z tymi płytami Arduino, które komunikują się za pośrednictwem układu scalonego USB-łącze szeregowe, który jest oddzielony od głównego układu scalonego procesora.

Przetestowaliśmy to na płytach kompatybilnych z Uno i Mega, ale nie będzie działać z płytami takimi jak Leonardo, ponieważ nie udostępniają one bezpośrednio linii programowania szeregowego.

Płyty takie jak Nano powinny umożliwiać programowanie, ponieważ mają podobną konstrukcję do Uno i Mega, chociaż tego nie testowaliśmy.

Inne warianty Arduino mogą, ale nie muszą działać, w zależności od tego, jak są skonfigurowane.

Należy pamiętać, że zasilacz zbudowany wokół T1 może być w stanie dostarczyć wystarczającą moc do Arduino na czas programowania, ale możliwe też że nie, ponieważ płyty Arduino mogą być dość energożerne, nawet jeśli nic nie robią.

Używanie separatora do łączenia dwóch komputerów

Aby zapewnić optoizolowane łącze pomiędzy dwoma komputerami (lub komputerem i Raspberry Pi), musisz podłączyć dwa moduły CP2102 do opisywanego układu. Podłącz jeden do CON1 lub CON2, a drugi do CON4.

Ponieważ oba komputery mogą dostarczać energię, nie jest potrzebny żaden z obwodów przenoszenia mocy. Należy zauważyć, że sygnał DTR/RST również nie będzie używany, więc OPTO5 i powiązane z nim komponenty można pominąć.

Korzystanie z innych konwerterów USB-łącze szeregowe

Chociaż płytkę zaprojektowano tak, aby pasowała do modułów opartych na CP2102, można używać też innych typów konwerterów USB. Należy jednak pamiętać, że to urządzenie zostało zaprojektowane do pracy z sygnałami o poziomie TTL i nie będzie działać z sygnałami o poziomach napięciowych RS-232.

Tylko upewnij się, że ustawiłeś prawidłowe napięcia po każdej stronie, a także podłącz prawidłowe podłączenia zasilania i sygnałowe. Łatwym sposobem jest użycie przewodów połączeniowych z końcówkami gniazdowymi na listwach pinowych.

Możesz nawet użyć minimalnej ilości kleju cyjanoakrylowego (superglue), aby połączyć ze sobą końcówki gniazd przewodów połączeniowych, aby utworzyć rozłączalną wtyczkę wielostykową. ■

Tim Blythman

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

REKLAMA



eprasa.pl cc4a73eea3

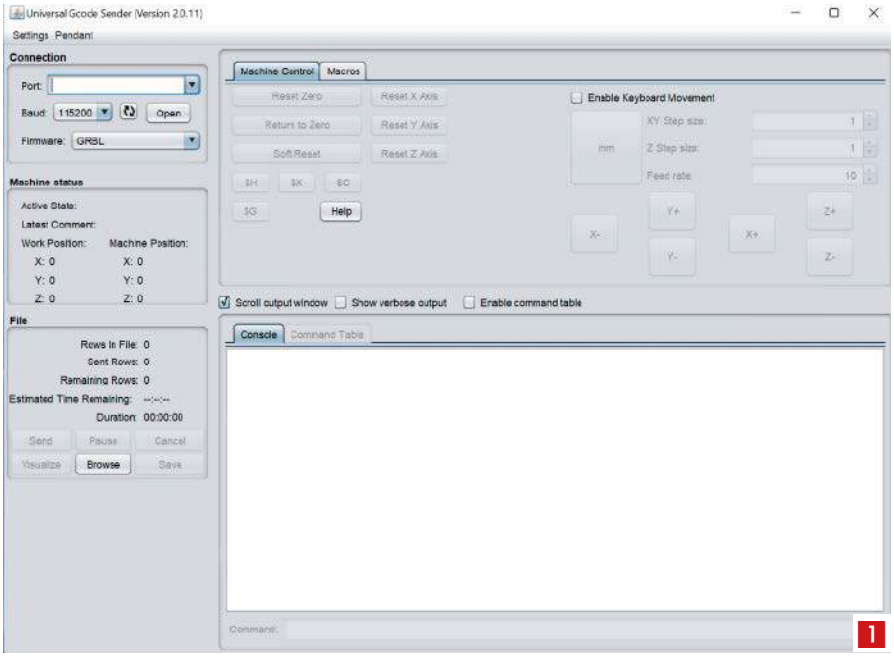
Frezarka CNC, część 8

Istnieje wiele programów, które umożliwiają konfigurację i obsługę sterownika CNC z oprogramowaniem GRBL. Spośród bezpłatnych programów można wymienić: Universal Gcode Sender (UGC), CNCjs, Candle, ChiliPeppr, OpenCNCPilot, bCNC, OpenBuilds CONTROL, PlanetCNC, Ultimate CNC. Konfiguracja sterownika CNC zostanie opisana na przykładzie programu Universal Gcode Sender.

Do sterowania frezarki autor używa aplikacji androidowej, konfiguracja sterownika z użyciem komputera jest jednak znacznie wygodniejsza niż za pomocą telefonu. Program **Universal Gcode Sender** wyróżnia się bardzo intuicyjnym interfejsem użytkownika i dużą prostotą obsługi. Zdaniem autora program ten jest najlepszym wyborem jeśli chcemy zacząć przygodę z CNC z oprogramowaniem GRBL. W chwili pisania artykułu najnowszą wersją programu jest wersja 2.0.11. Program można uruchomić pod systemami Windows, MacOSX, Linux/x86 oraz Linux/ARM. Oprogramowanie UGC zostało napisane w Javie. Program jest dostępny pod adresem https://winder.github.io/ugs_website/download/. Wybór wersji programu zależy od tego czy wolimy wersję z prostszym interfejsem **UGS Classis,** czy bardziej złożonym **UGS Platform**. Wersje różnią się nie tylko szatą graficzną ale również liczbą dostępnych poleceń. **UGS Classis** wymaga zainstalowania Javy, natomiast **UGS Platform** jest już zintegrowany z Javą. Pobrany spakowany plik zip rozpakowujemy. W przypadku wersji **UGS Classis** program uruchamiamy otwierając plik **UniversalGcodeSender.jar**. W przypadku wersji **UGS Platform**, wchodzimy do katalogu **bin** i otwieramy odpowiednio: **ugsplatform.exe** – gdy posiadamy 32 bitowy system operacyjny, albo **ugsplatform64.exe** w przypadku systemu 64 bitowego. Autor opisze podstawową obsługę programu na przykładzie wersji **UGS Classis**. Mimo iż mamy możliwość wybrania polskiej wersji językowej w programie, to autor odradza korzystanie z tej możliwości. Po wybraniu polskiej wersji językowej pojawiają się przesunięcia pól klawiszy, napisy nie mieszczą się w wyznaczonych obszarach, część napisów jest w języku angielskim, a dodatkowo pojawia się błąd **niekompletna. lokalizacja** i nie ma możliwości przywrócenia języka angielskiego (opcja **Ustawienia oprogramowania** jest wyszarzona). Uwaga! Zmiana wersji językowej w programie **UGS Platform** zmienia również język domyślny w wersji **UGS Classis** i na odwrót. Jeśli ktoś z czytelników zna sposób przywrócenia języka angielskiego i w pełni poprawnego działania programu autor prosi o informacje na maila.

Podstawowa obsługa programu UGS Classis

Interfejs graficzny programu **UGS Classis** pokazany jest na **rysunku 1.** W ramce **Connection** – **rysunek 2**, w polu **Port**



1



2

name ustawiamy numer portu COM przypisanego do frezarki. W polu **Baud Rate** ustawiamy szybkość transmisji (w przypadku oprogramowania **GRBL** w wersji 1.1 będzie to 115200, lub inna jeśli przekompilujemy program na inną prędkość transmisji). W polu **Firmware** wybieramy rodzaj oprogramowania sterownika CNC – **GRBL** i naciskamy przycisk **Open**. Pola związane z ustawieniem portu COM zostaną wyszarzone a napis **Open** zmieni się na **Close**. Po naciśnięciu przycisku **Open** pojawi się informacja zwrotna o szybkości transmisji, wersji programu sterownika GRBL wgranego do płytki, sposobie uzyskania pomocy oraz parametrach sterownika **GRBL** w oknie **Console**. W oknie tym pojawiają się również bieżące informacje o wykonywanym poleceniu. Istnieją trzy grupy poleceń wykonywanych przez sterownik GRBL, Są to dwa typy poleceń systemowych, które są poza normalnym przesyłaniem strumieniowym kod-G oraz kod-G (ang. G-code). Kody G inicjują ruch osi, zmiany prędkości przesuwu itp. – czyli sterują pracą maszyny podczas frezowania. Na początku każdego kodu G występuje litera G. Kody G są uzgodnione normami międzynarodowymi. Polecenia systemowe GRBL, zaczynające się od znaku **$**, pozwalają modyfikować i wyświetlać ustawienia maszyny oraz uruchamiać cykle bazowania maszyny (tzn. ustawiać wszystkie osie w pozycji startowej). Modyfikując nastawy sterownika należy pamiętać by wpisywać nowe wartości w takim formacie, jaki obowiązuje dla danego pola. Format zapisu parametrów możemy sprawdzić wpisując w pole **Command** – **rysunek 3** kombinację znaków **$$** i naciskając przycisk **Enter**. W odpowiedzi w polu **Console** otrzymamy listę wszystkich ustawień sterownika GRBL wraz z formatem ich zapisu. Format zapisanej wartości zależy od tego czy dla danego parametru przypisana jest liczba całkowita, liczba zmiennoprzecinkowa, wartość logiczna oraz

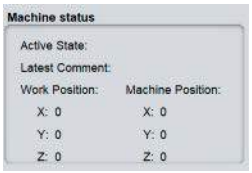
eprasa.pl cc4a73eea3

3

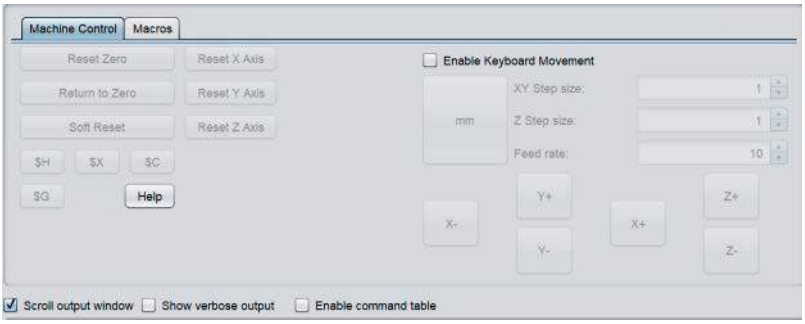


od nastaw wstępnych sterownika GRBL (liczba cyfr po przecinku dla parametrów zmiennoprzecinkowych). Nastawy sterownika modyfikujemy wpisując w pole **Command** dane w formacie **$x=n** i zatwierdzamy przyciskiem **Enter**. Struktura danych jest następująca: **$** oznacza wysłanie polecenia systemowego z grupy **$**, **x** oznacza numer parametru, znak równości – przypisanie wartości, a **n** – wartość liczbową przypisaną do parametru. Na przykład wpisując **$100=40.100** i naciskając **Enter** mówimy sterownikowi, że silnik osi X musi wykonać 40.1 kroku aby przesunąć oś X o jeden milimetr. W przypadku polecenia modyfikacji parametru **$20** musimy wpisać tylko 0 lub 1 (*bool* oznacza wartość logiczną), czyli **$20=1**. Sterownik GRBL potwierdza otrzymanie polecenia i zapis nowej wartości parametru wyświetlając komunikat **OK**. Znaczenie poleceń konfiguracyjnych **$** zostało opisane w siódmej części tego cyklu. Najważniejszą rzeczą jaką musimy wykonać przed uruchomieniem naszej maszyny jest ustawienie wartości parametrów: **$100**, **$101** i **$102**, czyli liczby kroków, które musi wykonać odpowiednio oś X, Y i Z, aby przesunąć się o 1 mm. Sposób wyliczenia liczby kroków, jakie potrzeba wykonać aby przesunąć oś o jeden milimetr opisany był w siódmej części cyklu. W polu **Machine status** – **rysunek 4** wyświetlany jest aktualny stan maszyny – **Active State**, ostatni dodany komentarz – **Lastet Comment**, aktualna pozycja maszyny **Work position** i pozycja wyjściowa maszyny – **Machine position**. W polu **Machine Control** jest możliwość sterowania ręcznego pracą maszyny – **rysunek 5**. **Reset Zero** ustawia punkty odniesienia dla wszystkich trzech osi w punkcie odniesienia półfabrykatu. **Return to Zero** powoduje powrót maszyny do pozycji odniesienia. **Soft Reset** resetuje wszystkie modalne polecenia **G-code**, przycisk ten należy nacisnąć po anulowaniu programu przed uruchomieniem nowego programu. **Reset X Axis**, **Reset Y Axis**, **Reset Z Axis** ustawiają pozycję zerową odpowiednio dla osi **X**, **Y** i **Z** w punkcie odniesienia obrabianego przedmiotu. Przycisk **$H** aktywuje komendę bazowania, maszyna CNC musi być wyposażona w wyłączniki krańcowe i wymaga poprawnego ich skonfigurowania w ustawieniach GRBL. Przycisk **$X** odblokowuje urządzenie będące w stanie alarmu. Przycisk **$C** aktywuje stan „sprawdzania", powoduje to wyłączenie całego ruchu maszyny CNC, umożliwiając „wirtualne" uruchomienie G-code w celu sprawdzenia go pod kątem ewentualnych błędów w kodzie. Przycisk **$G** to „uzyskaj stan", pokazuje aktualnie aktywne polecenia kodu G w oknie konsoli. Aktywując opcję **Enable Keyboard Movement** mamy możliwość ręcznego sterowania osiami X, Y i Z z klawiatury numerycznej komputera, oś X strzałka lewo/prawo, **Numpad 4/6**; oś Y strzałka lewo/prawo; **Numpad 8/2;** oś Z strzałka lewo/prawo, **Numpad 9/3**, zwiększanie zmniejszanie kroków – klawisze +, –; reset zera **Numpad 0**. W polu tym znajduje się duży przycisk przełączający między jednostkami metrycznymi a calami. Dla osi X i Y mamy wspólne ustawienia kroku przestawiania osi (**XY Step size**), a oddzielne dla osi Z (**Z Step size**). W polu **Feed rate** ustawiamy prędkość przesuwu osi. Naciskając przyciski **X+**, **X–**, **Y+**, **Y–**, **Z+**, **Z–** możemy sprawdzić czy oś porusza się w żądanych przez nas kierunkach i w razie potrzeby za pomocą nastaw konfiguracyjnych $ odpowiednio ustawić maski decydujące o kierunku obrotów silników, działaniu wyłączników krańcowych itp. Wiele parametrów frezarki musimy dobrać eksperymentalnie, obserwując reakcję maszyny. W przypadku gdy nie widzimy wyraźnej reakcji parametru najlepiej pozostawić jego wartość domyślną. Przyciski **X+**, **X–**, **Y+**, **Y–**, **Z+**, **Z–** reagują na pojedyncze naciśnięcie, a nie na przytrzymanie przycisku (nie ma repetycji). Aby załadować program

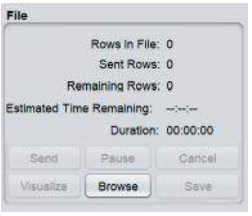
4



5



6



do frezowania w sekcji File – **rysunek 6**. Na samej górze okna wyświetlana jest liczba linii w programie – **Rows in File**, liczba wysłanych linii **Sent Rows**, liczba pozostałych linii do wykonania **Remaining Rows**, szacowany czas do zakończenia działania programu **Estimated Time Remaining** oraz czas działania programu – **Duration**. Aby uruchomić program naciskamy przycisk **Browse**, lokalizujemy plik g-code i otwieramy go. Po załadowaniu pliku uaktywniają się klawisze umożliwiające wysłanie programu do sterownika CNC – **Send**, zatrzymanie – **Pause**, anulowanie programu – **Cancel**, wizualizację efektu frezowania – **Visualize** i zapisanie – **Save**. Przyciski pauzy i anulowania programu uaktywnią się po wysłaniu programu do sterownika CNC. Druga grupa poleceń systemowych wykonywana jest w czasie rzeczywistym podczas pracy maszyny i umożliwia zatrzymanie/wznowienie pracy maszyny (przycisk **Pause /Start**), zresetowanie programu, zmianę prędkości wrzeciona itp. Bardziej szczegółowy opis poleceń systemowych znajduje się pod adresem: https://github.com/gnea/GRBL/wiki/GRBL-v1.1-Commands. Opisane w tym artykule polecenia pozwalają całkowicie skonfigurować maszynę CNC. Na zakończenie artykułu autor chciałby podziękować Waldkowi 3Z6AEF za uwagi do tego tekstu. ■

Jerzy Wilczewski
Rafał Orodziński
sq4avs@gmail.com

Literatura: https://bit.ly/3RlSZYJ

REKLAMA



eprasa.pl cc4a73eea3

Senator
10-calowe kolumny bass-refleks, część 2

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



W ubiegłym miesiącu przedstawiliśmy Senator, 10-calowe kolumny głośnikowe bass-reflex i opisaliśmy szczegóły wykonania ich obudów, pochodzących z zestawu szafek kuchennych Bunnings Caboodle. W tym miesiącu kończymy opis szczegółami PCB zwrotnicy i okablowania zestawów.

Przed omówieniem płytki PCB zwrotnicy, powinniśmy odpowiedzieć na kilka pytań i komentarzy Czytelników po publikacji artykułu w ubiegłym miesiącu. Jeden z Czytelników zauważył, że prototyp najwyraźniej miał w płycie przedniej okrągły otwór dla głośnika wysokotonowego, podczas gdy schematy obudowy przedstawiały otwór prostokątny.

Rzeczywiście, prototypowe obudowy miały okrągły otwór do montażu przetwornika wysokotonowego, ale stwierdziliśmy, że w ten sposób usunięto zbyt wiele płyty wokół głośnika i że lepiej i łatwiej byłoby wykonać wycięcia prostokątne zamiast okrągłych, tj. wyciąć prostokąt o szerokości 140 mm i wysokości 100 mm. Zamocowanie głośnika wysokotonowego jest wtedy sztywniejsze, prowadzi to też do lepszego uszczelnienia jego tuby.

Kontynuując temat montażu głośników, pożądane jest uszczelnienie krawędzi obudowy głośnika niskotonowego taśmą wykluczającą przedmuchy wokół niego. Taśmę widać na fotografii tyłu głośnika niskotonowego w poprzednim numerze.

Inny Czytelnik skomentował, że oba boczne panele wykończonych obudów Kaboodle wystają na 8 mm z każdej strony w stosunku do płyt: czołowej, górnej i tylnej. Wolałby mieć boczne panele zlicowane krawędziami z tymi płytami, poprzez zmniejszenie szerokości odpowiednich płyt z zestawu ściennej szafki Kaboodle 450 mm. Wymagałoby to jednak zwężenia płyt 300 mm o 16 mm do szerokości 284 mm. Byłoby to możliwe wyłącznie przy zastosowaniu profesjonalnego zestawu do cięcia idealnie pod kątem prostym.

Teraz ozdobne panele boczne prototypu wystają i zrobiono to w celu uproszczenia konstrukcji i zminimalizowania potrzeby cięcia któregokolwiek z gotowych paneli Kaboodle. Jak się okazało, tylko górny panel wymagał przycięcia w mało widocznym miejscu z tyłu.

Oznacza to, że procedura montażowa jest prostsza, jak również, w opinii wszystkich, którzy widzieli wykończone „w drewnie" obudowy, wyglądają one bardzo dobrze.

Jednakże, jeśli wolisz (albo w przypadku budowy od podstaw), mógłbyś zmniejszyć objętość pudła Kaboodle jak to zasugerowano i nie powinno to mieć wpływu na końcowe parametry.

Były dalej od Czytelnika pytania dotyczące sposobu pomiaru charakterystyki częstotliwościowej i określenia mocy znamionowej kolumn na 250 W. Na pierwsze pytanie odpowiedział projektant, Allan Linton-Smith. Zastosował on średnio sześć skanowań z użyciem dwóch skalibrowanych mikrofonów pojemnościowych Bruel & Kjaer 4134 z bliskiej odległości, z dwoma przedwzmacniaczami Bruel & Kjaer 4669 zasilającymi Audio Analizer HP/Agilent35670a (z opcją zasilania mikrofonu UK4), a następnie analizator Audio Precision System 2222.

Kwestię mocy przetwornika wysokotonowego poruszymy w artykule później.

Zostaliśmy również poinformowani przez miejscowego dystrybutora głośników Celestion, Electric Factory Pty Ltd, (**www.elfa.com.au**), że mają oni ograniczone zapasy wyszczególnionego 10-calowego przetwornika niskotonowego Celestion NTR10-2520D jako że produkcja została przerwana przez angielskiego wytwórcę.

Na szczęście, jest odpowiednik o bardzo zbliżonych parametrach w specyfikacji, dostępny również w Polsce. Model NTR10-2520E został wszechstronnie przetestowany przez Allana Linton-Smitha, możemy więc polecić go do kolumn Senator. Chassis głośnika jest dokładnie takie samo, ale jest drobna różnica w profilu stożka membrany.

Płytka PCB zwrotnicy

Użyta w Senator zwrotnica jest praktycznie identyczna jak ta w kolumnach Majestic zaprezentowanych w Silicon Chip z czerwca 2014, z drobną tylko zmianą wartości rezystorów w tłumiku głośnika wysokotonowego. Zmodyfikowany schemat jest przedstawiony na **rysunku 1**.

Filtr dolnoprzepustowy użyty w zwrotnicy do zasilania głośnika niskotonowego zawiera jedynie dławik powietrzny 2,7 mH odcinający sygnały powyżej 2 kHz, z nachyleniem około 6 dB/oktawę. Podobnie, głośnik wysokotonowy jest zasilany przez filtr górnoprzepustowy, z głównym składnikiem – kondensatorem 4,7 µF (C1) odcinającym częstotliwości poniżej 2 kHz.

Jest też opcjonalny trójelementowy układ podbicia najwyższych tonów, który może zostać włączony wg uznania w celu skompensowania utraty efektywności głośnika tubowego przy wysokich częstotliwościach. Po wszechstronnych testach odsłuchowych jesteśmy za włączeniem tego układu na stałe i dlatego nie zainstalowaliśmy wyłącznika na tylnym panelu.

Układ elektryczny zwrotnicy wymaga wzajemnego dopasowania efektywności obu

eprasa.pl cc4a73eea3

zastosowanych przetworników, żeby wynikowa charakterystyka częstotliwościowa była tak płaska jak to możliwe. Podobnie jak w kolumnach Majestic, korzystający z tuby głośnik jest niezwykle skuteczny, około 109 dB/W @1 m, o wiele bardziej skuteczny niż 10-calowy głośnik Celestion, który ma 95 dB/W @1 m – a jest to bardzo wydajny przetwornik.

Mógłbyś pomyśleć, że moglibyśmy stłumić sygnał dochodzący do głośnika wysokotonowego używając pojedynczego rezystora. Na przykład, przez dołączenie szeregowo rezystora 8 Ω z 8-omowym przetwornikiem zmniejszyć o połowę napięcie na nim i w ten sposób zapewnić tłumienie 6 dB. Jednakże powiększyłoby to też impedancję źródła „widzianego" przez przetwornik o 8 Ω (od bardzo małej wartości zapewnianej przez wzmacniacz mocy) i osiągi byłyby znacząco pogorszone wskutek kiepskiego tłumienia.

Zamiast tego używamy dzielnika sygnału o niskiej rezystancji, zawierającego dwa równolegle połączone rezystory 3,3 Ω 5 W bocznikujące głośnik wysokotonowy, co utrzymuje niską impedancję źródła. Głośnik tubowy jest z tego względu lepiej tłumiony, zapewniając niski poziom zniekształceń. Zestaw równoległych dwóch rezystorów 3,3 Ω i głośnika wysokotonowego jest zasilany przez dwa równolegle połączone rezystory 12 Ω 10 W.

Taki dzielnik rezystancyjny zapewnia bardziej precyzyjne tłumienie ze względu na osłabienie efektu wzrostu impedancji głośnika wysokotonowego wraz ze wzrostem częstotliwości. Całkowite tłumienie zapewniane przez ten dzielnik wynosi –14,6 dB (zakładając impedancję głośnika wysokotonowego 8 Ω) i dopasowuje wzajemnie czułości obu przetworników.

Konsekwencją takiego tłumienia jest utrata znaczącej ilości sygnału dostarczanego do kolumny, co jest poważnym problemem. W sumie tracimy około 66% z mocy, która inaczej dotarłaby do głośnika wysokotonowego!

Mając to na uwadze, niektórzy Czytelnicy mogą kwestionować stosunkowo skromną moc znamionową wyszczególnionych przez nas rezystorów. Przy szczytowej mocy dźwięku 250 W wydaje się, że rozproszone zostaje bardzo dużo energii! Ale jest szereg powodów, dla których możemy zastosować układ z rezystorami mającymi o wiele niższe dopuszczalne obciążenie.

Nawet kiedy zasilamy kolumnę z mocą szczytową 250 W, przeciętny poziom sygnału będzie typowo tylko małym ułamkiem tej mocy; być może wyniesie w najlepszym przypadku około 10 W. Po drugie, głównym odbiorcą sygnału będzie głośnik niskotonowy.

W typowym nagraniu energia zawarta w każdej oktawie jest o połowę mniejsza od energii z oktawy poniżej. Tak więc, chociaż używamy rezystorów o całkowitej mocy znamionowej 30 W, dla użytku domowego (Hi-Fi) powinny być one więcej niż wystarczające.

Budowa

Rysunek 2 przedstawia układ PCB. Montaż rozpoczynamy od konektorów; użyliśmy konektorów do wlutowania w PCB, ale można także użyć mocowanych (przyciskanych) śrubami. W przypadku naszego rozwiązania, są różne sposoby dopasowania konektorów (2 końcówki vs 4 otwory w PCB w narożach kwadratu), ale mocowaliśmy je równolegle do krawędzi płytki, możliwie blisko jej brzegu.

Następnie polutuj konektory lutownicą o większej mocy. Rozpocznij od końcówek na spodniej stronie ale dobrym pomysłem jest także lutowanie bocznych krawędzi konektorów od górnej strony (PCB jest dwustronne z metalizacją otworów).

Jeżeli stosujesz konektory mocowane śrubkami, wybierz wersję z pojedynczym stykiem lub obetnij jeden w wersji z dwoma stykami. Zainstaluj każdy konektor przekładając najpierw śrubkę M4×6 od dołu PCB przez otwór w nim, nałóż podkładkę koronową lub sprężystą, następnie konektor, drugą podkładkę zabezpieczającą przed odkręceniem i na końcu nakrętkę. Dokręć nakrętkę z końcówką konektora skierowaną na zewnątrz krawędzi PCB.

Następnie montujemy kondensatory. Zegnij ich wyprowadzenia, aby dopasować je do otworów w ścieżkach i wciśnij je w dół aby przed lutowaniem leżały płasko na płytce. Zwróć uwagę, że zaprojektowaliśmy PCB z kilkoma opcjonalnymi otworami w ścieżkach, na wypadek gdybyś wolał użyć kondensatorów z końcówkami radialnymi jak choćby polipropylenowe kondensatory przeciwzakłóceniowe MKP-X2.

Popularne kondensatory poliestrowe: MKT, MKSE nadają się gorzej, ponieważ mają mniej liniową charakterystykę ale prawdopodobnie pracują dobrze. Koniecznie należy użyć kondensatora 4,7 µF obok cewki L1. Drugi, 3,3 µF, montowany jest tylko w przypadku stosowania układu podbicia najwyższych częstotliwości. Polutuj wyprowadzenia kondensatorów po obu stronach płytki, zakładając, że używasz wymienionych kondensatorów osiowych.

Zaprojektowaliśmy ścieżki tak, żeby połączenia rezystorów drutowych mogły zostać wzmocnione odcinkami sztywnego pocynowanego drutu miedzianego, tak więc przy narażeniu na wstrząsy lub wibracje, ich luty do PCB nie są jedynym połączeniem. Jest to opcja, nie musisz jej stosować.

Rezystory drutowe powinny być lutowane z odstępem kilku milimetrów od powierzchni PCB dla ułatwienia odprowadzania strat cieplnych. Najłatwiej zrobić to stosując podkładkę grubości 2 albo 3 mm pomiędzy PCB i rezystorem przy wkładaniu go w otwory montażowe. Następnie przewracasz PCB i lutujesz wyprowadzenia po obu stronach. Jeśli chcesz, rezystor drutowy 1 Ω (a tak naprawdę rezystor 0,1 Ω – zobacz fotografię płytki!!!) może przylegać do PCB, ponieważ rozprasza niewielką moc.

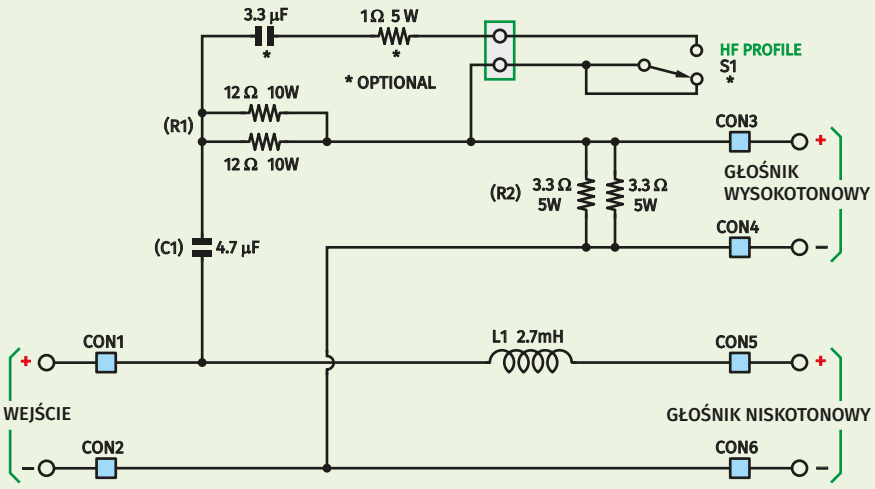
Kolejnym krokiem jest wlutowanie złącza szpilkowego S1, jeśli masz zamiar go używać. Potem zamontuj dławik L1.

Cewka użyta w naszych prototypach pochodziła z Jaycar (nr katalogowy LF-1330), ale jej produkcja została zakończona i była wyprzedawana w symbolicznej cenie, a obecnie jest niedostępna. Raczej nie uda Ci się jej kupić. Spodziewamy się znaleźć alternatywnego dostawcę tego dławika albo przedstawimy

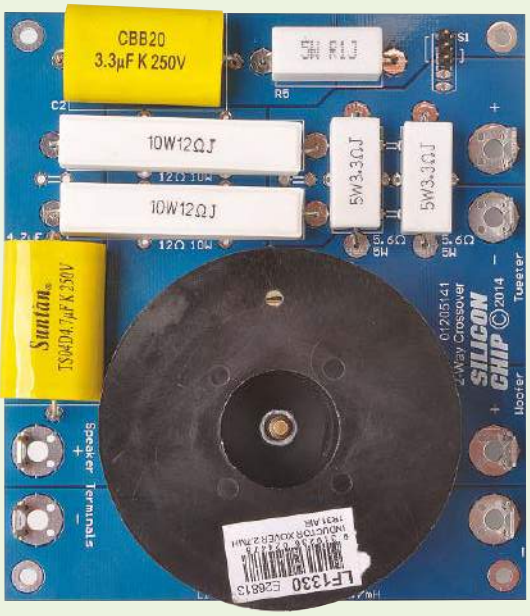


Do każdej kolumny Senator potrzebna będzie jedna z tych zwrotnic. Zestaw zworek (po prawej na dole) służy do regulacji charakterystyki – jego użycie jest wyjaśnione w tekście.

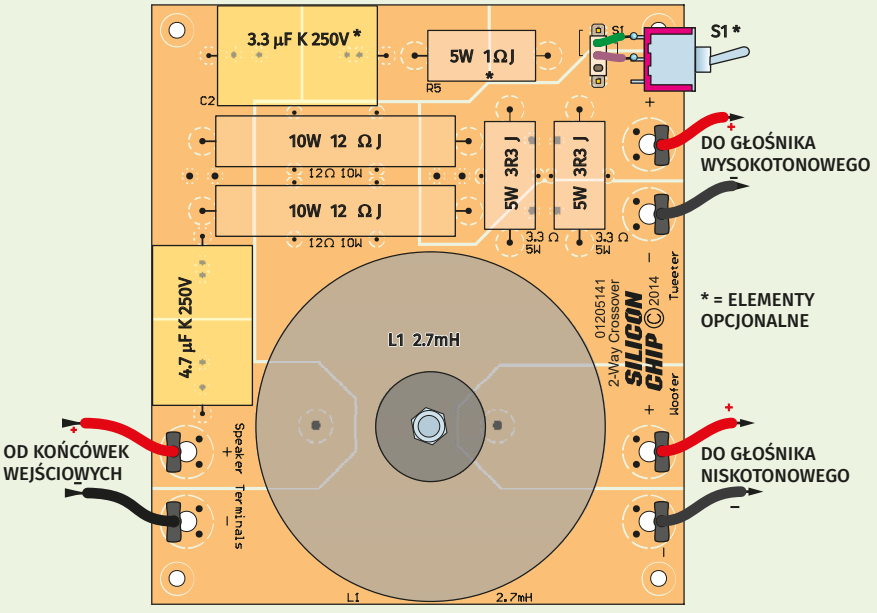
eprasa.pl cc4a73eea3



Rysunek 1. Schemat ideowy zwrotnicy jest stosunkowo prosty, zawiera ona przede wszystkim cewkę L1 działającą jako filtr dolnoprzepustowy dla głośnika niskotonowego i kondensator 4,7 µF jako filtr górnoprzepustowy dla głośnika wysokotonowego. Pary rezystorów R1 i R2 tłumią sygnał wysokotonowy, żeby poziom jego odtwarzania został dopasowany do efektywności głośnika niskotonowego. Pozostałe komponenty tworzą przełączany układ podbicia najwyższych dźwięków.



Rysunek 2. Wzoruj się na tym schemacie układu PCB, aby zmontować zwrotnicę. Płytka zawiera podłączenie do przełącznika S1 układu podbicia najwyższych tonów; jednakże nie sądzimy, że będzie on zwykle potrzebny, gdy zastosujesz głośnik Celestion CDX1-1730.



w przyszłości (Redakcja Silicon Chip zrobiła to dopiero w numerze czerwcowym z 2016 r., 8 miesięcy później) instrukcję jak zrobić cewki samodzielnie.

Fabrycznie dostarczony dławik ma wyprowadzenia pocynowane zbyt daleko od szpuli, aby mogły być polutowane do PCB. Będziesz musiał oskrobać druty z emalii na obu końcach w pobliżu miejsca, gdzie wychodzą z nawoju, a następnie pocynować te odcinki wyprowadzeń.

Zamocuj cewkę stosując śrubę poliamidową, mosiężną lub ze stali niemagnetycznej (kwasoodpornej) z nakrętką,. Bardzo ważne jest, żeby nie użyć stalowej śruby i nakrętki, ponieważ powiększyłoby to znacznie induktancję jak również doprowadziło do utraty liniowości dławika. W razie wątpliwości co do materiału śruby i nakrętki użyj silnego magnesu. Następnie polutuj i uporządkuj wyprowadzenia.

Montaż zwrotnicy w kolumnie

Wykaz elementów

zwrotnica do kolumny Senator (jeden komplet na każdą kolumnę)

1 szt. PCB, nr katalogowy 01205141, 107×120 mm (dostępna na www.siliconchip.com.au/shop)
1 szt. dławik powietrzny 2,7 mH;
1 szt. śruba M4×10 z nakrętką (poliamid, mosiądz lub stal kwasoodporna – niemagnetyczna)
6 szt. męskich płaskich konektorów 6,3 mm do lutowania na PCB z rastrem 5 mm (Altronics H2094) (CON1–CON6), lub:
6 szt. męskich płaskich konektorów 6,3 mm do montażu śrubami plus śruby M4 z nakrętkami i podkładkami przeciw odkręcaniu się
1 szt. 3-szpilkowa listwa kołkowa do druku, raster 2,54 mm (CON7 – brak oznaczenia na schematach)*
1 szt. zworka do listwy kołkowej, raster 2,54 mm*
1 szt. przełącznik ON-OFF SPST albo przełącznik dwustabilny SPDT*
1 odcinek, 2-żyłowy kabel zakończony żeńskim jednorzędowym gniazdem na 3 styki kołkowe, raster 2,54 mm*
4 szt. wkręty do drewna samowiercące 4×12 mm
* opcjonalne elementy układu podbicia najwyższych tonów – zobacz tekst

Kondensatory:
1 szt. 4,7 µF/250 V ±10% polipropylenowy (Jaycar RY6954)
1 szt. 3,3 µF/250 V ±10% polipropylenowy (Jaycar RY6953)* (opcja, zobacz tekst)

Rezystory:
2 szt. 12 Ω/10 W/5%
2 szt. 3,3 Ω/5 W/5%
1 szt. 1 Ω/5 W/5%* (wg fotografii zwrotnicy rezystor 0,1 Ω/5 W/5%)

Dodatkowe części do podłączenia głośników
2 szt. (kolor czerwony + czarny) (lub 1 para) długie złocone uniwersalne konektory głośnikowe do montażu poprzez płytę (nr katalogowy Altronics P2004/P2005)
8 szt. żeńskie nasadki 6,3 mm do konektorów płaskich (nr katalogowy Jaycar PT4707, Altronics H1842), sklep AVT nr katalogowy: ST-005/Y z żółtą izolacją
1 kawałek długości 2 m płaskiego kabla głośnikowego OFC min. 2×3 mm² (Jaycar WB1732, Altronics W2130)
1 komplet nóżek „Leggz" Bunnings do mebli kuchennych.

eprasa.pl cc4a73eea3

Chociaż w prototypie Senator płytka zwrotnicy została zamontowana za pochyłym panelem wewnątrz obudowy, nie polecamy tego rozwiązania, gdyż byłoby praktycznie niemożliwe usunięcie ew. późniejszego zwarcia lub innego uszkodzenia.

Zamiast tego proponujemy gorąco montaż płytki zwrotnicy z przodu pochyłego panelu, na dnie obudowy, z użyciem czterech samowiercących wkrętów do drewna. Masz wtedy ewentualnie dostęp do płytki zwrotnicy przez otwór po wymontowaniu głośnika niskotonowego. Aby podłączyć PCB, potrzebujesz zatrzaskowych żeńskich końcówek konektorowych 6,3 mm lutowanych (lub zaciskanych) na końcach przewodów idących od obu głośników; nasuwasz je na odpowiednie wtyki na PCB. Głośnik niskotonowy ma uniwersalne zaciski typu terminali głośnikowych, wysokotonowy ma męskie konektory 6,3 mm i musisz odpowiednio przyłączyć użyte przewody do głośników.

Potrzebujemy też jakichś zapasowych odcinków przewodów głośnikowych o długości 400 mm zakończonych obustronnie żeńskimi końcówkami konektorowymi 6,3 mm. Użyj ich do połączenia wejściowych wtyków konektorowych na PCB zwrotnicy z końcówkami gniazd terminali głośnikowych umieszczonymi na tylnych panelach kolumn.

Jeżeli zastosujesz włącznik układu podbicia najwyższych tonów, wywierć dziurę w tylnym panelu i wyprowadź do przełącznika przewody idące od pary styków nasadki złącza szpilkowego oznaczonego na PCB jako CON7 (tj. środkowej szpilki (na zdjęciu dolnej) i jednej z dwóch wyżej położonych). Alternatywnie, użyj zamiast przełącznika zworki, zwierając wskazane szpilki, aby włączyć podbicie, lub umieścić je poza nimi, aby wyłączyć. W tym przypadku nie będziesz miał raczej okazji zmienić tego ustawienia podczas słuchania kolumn.

Wykończenie

Twoje zestawy głośnikowe Senator są teraz kompletne i prawie gotowe do użytku.

Jednakże nie polecamy używania kolumn ustawionych bezpośrednio na podłodze, ponieważ będzie to skutkować prawie eksplozyjnym basem. Podniesienie ich, powiedzmy o jakieś mniej więcej 100 mm faktycznie wyeliminuje ten problem, a premią będzie wyższe usytuowanie głośników wysokotonowych, aż do poziomu, który jest mniej więcej taki jak typowa pozycja słuchacza.

Na szczęście, Bunnings ma idealne rozwiązanie problemu, znów przeznaczone dla szafek kuchennych. Kupiliśmy kompletne opakowania 100 mm nóżek do mebli „Leggz”, jak pokazane poniżej.

Każda paczka zawiera cztery podpórki, tak więc wystarcza na jedną kolumnę. Po przykręceniu dodatkową zaletą jest możliwość regulacji wysokości, co umożliwia skompensowanie ewentualnych różnic w poziomie podłogi.



Nóżki „Leggz” Bunnings są przeznaczone do mebli, więc idealnie pasują do kolumn Senator.

Po prostu przykręcasz podpórki od dołu na rogach Twoich zestawów.

Rozsiądź się, odpręż... i ciesz się swoją ulubioną muzyką! ■

Leo Simpson

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

Aneks od Red. EdW – kwestia niedostępnej zwrotnicy 2,7 mH

cewka 2,7 mH air-cored inductor; (Jaycar LF1330)
Inductance: 2,7 mH
• (L)DCR: 1,31 Ω
• Wire Dia: 0,8 mm
szpula cewki ∅ zewn. 71 mm, ∅ wewn. ok. 25 mm, fabryczna cewka nie jest nawinięta do pełna
(1,31 Ω): 0,0338 Ω/mb = **39 mb** (na jedną cewkę) 4,469 g/mb=**135 g drutu na 1 cewkę**
250 zw. (raczej więcej w przypadku mniejszej średnicy rdzenia cewki)

kalkulator powietrznych cewek wielowarstwowych:
https://bit.ly/3zNApRS
• indukcyjność (L): 2,7 mH
• średnica wewnętrzna cewki (d): 28 mm
• długość cewki (l): 35 mm
• średnica drutu w AWG: 20 AWG
• liczba zwoi (N): 345
• liczba zwoi na warstwę: 41,26
• liczba warstw uzwojenia: 8,36
• zewnetrzna średnica cewki (D): 43,27 mm
• średnica drutu: 0,85
• długość drutu: 37,12 m
• rezystancja dla prądu stałego (R): 1,23 Ω
Oczywiście zarówno rezystancję, jak i indukcyjność własnoręcznie wykonanej cewki należy zmierzyć, prawdopodobnie potrzebne będzie co najmniej ½ kg drutu miedzianego DNE o średnicy 0,80 mm (na dwie cewki) lub opis w Silicon Chip 06/2014 – https://bit.ly/3pnYCJu

Aneks od Red. EdW – tanie kondensatory do zwrotnicy



Kondensatory z przepalonych, rozbitych płyt indukcyjnych.
W górnym rzędzie: kondensatory polipropylenowe przeciwzakłóceniowe MKP-X2 275 VAC, 400 VDC, kolejno: 8 µF, 2×5 µF, 4 µF, 3 µF, 2 µF i 1 µF. Tolerancja ±5%
W dolnym rzędzie: kondensatory polipropylenowe rezonansowe MKPH 800 VAC (50 kHz), min. 1200 VDC: 2×0,68 µF, 0,3 µF, 33 nF. Szerokości największych kondensatorów 34–37 mm. Tolerancja ±5%. Idealne do amatorskich nagrzewnic indukcyjnych.
W przypadku potrzebnego do zwrotnicy kondensatora 4,7 µF nie ma nawet potrzeby równoległego łączenia 2-ch kondensatorów, oba kondensatory 5 µF są „niedowinięte” i pomiar pojemności wskazuje po ok. 4,8 µF.
Jakość tych kondensatorów jest raczej lepsza od tzw. kondensatorów audiofilskich: ESR < 0,005 Ω, tg kąta stratności niemierzalny sprzętem amatorskim. Ponadto są „wygrzane” wskutek pracy z prawie maksymalnymi dopuszczalnymi napięciami i 50 VAC (145 V_{SS}) sygnału akustycznego nie zrobi na nich żadnego wrażenia. Te kondensatory rzadko ulegają awarii (prędzej padną tranzystory IGBT lub przewody z chińskiej miedzi CCA) – jeśli już, to wyglądają jak wyciągnięte z ogniska.

eprasa.pl cc4a73eea3

Szkoła Konstruktorów



W Szkole Konstruktorów może wziąć udział każdy Czytelnik EdW, także i Ty!

Możesz zostać stałym uczestnikiem Szkoły, ale możesz tylko jednorazowo nadesłać pojedyncze rozwiązanie jednego zadania, które Cię najbardziej zainteresowało. Nie trzeba się zapisywać, nie ma żadnych zobowiązań – można tylko zyskać. Co miesiąc przydzielane są punkty, upominki, nagrody i kupony do Sklepu AVT, a raz na rok najaktywniejsi uczestnicy Szkoły Konstruktorów są nagradzani dodatkowo. W każdym numerze zamieszczane są zadania trzech klas (*Zadanie główne*, *Co tu nie gra?* oraz *Policz*).

W terminie dwóch miesięcy możesz więc nadesłać e-mailem na adres: ***szkola@elportal.pl*** (*szkoła*, a nie *szkoła*), rozwiązanie jednego, dwóch albo wszystkich trzech zadań Szkoły z danego numeru.

Potwierdzam otrzymanie rozwiązań, nadsyłanych e-mailem. Jeśli w terminie dwóch tygodni nie otrzymasz mojego potwierdzenia, prześlij rozwiązanie jeszcze raz.

Bardzo proszę: dla ułatwienia segregacji niech tytuł Twojego e-maila (i nazwa każdego ewentualnego załącznika), oprócz ***nazwy konkursu*** oraz ***numeru zadania***, zawiera też ***Twoje nazwisko*** (najlepiej bez typowo polskich liter), na przykład: *Szko300Kowalski*, *Policz300Zielinski*, *NieGra300Malinowski*, *Jak02Krzyzanowski*. Chodzi o to, żeby w tytule e-maila i w nazwach wszystkich załączników była zarówno informacja o zadaniu, jak i o Autorze. Bardzo też proszę, żeby jeden Twój e-mail zawierał rozwiązanie tylko jednego konkursu, a nie kilku, co znacznie mi ułatwi segregowanie poczty.

Do wysyłki nagród i upominków potrzebny jest Twój adres pocztowy. Oszczędzisz mi sporo niepotrzebnej pracy, jeśli podasz go w jednej linii: **imię i nazwisko ulica i numer domu kod pocztowy miejscowość e-mail**.

Jeśli na łamach czasopisma nie chcesz ujawniać imienia i nazwiska – napisz, a zachowam dyskrecję, podając albo pseudonim, albo imię i pierwszą literę nazwiska, ewentualnie miejscowość zamieszkania. Jeśli nadeślesz rozwiązanie zadania głównego, możesz dołączyć swoją fotografię (portret), która będzie zamieszczona przy rozwiązaniu zadania. Zachęcam też do podawania ***roku urodzenia, a w przypadku uczniów i studentów także informacji o szkole/klasie lub uczelni***. Jest to pomocne przy opracowywaniu i ocenie rozwiązań (Twoje dane nie są nigdzie przekazywane, tylko wykorzystywane w redakcji EdW wyłącznie w związku z oceną prac i przydzielanymi nagrodami).

Najbardziej cieszę się z krótkich i zwięzłych rozwiązań, bo to ułatwia ich opracowanie. Ale jeżeli Twoje rozwiązanie będzie obszerniejsze, mam prośbę dotyczącą kwestii technicznych: Nie umieszczaj ilustracji w tekście! Wszystkie ilustracje (fotografie i rysunki) prześlij w e-mailu jako oddzielne pliki – załączniki. Bardzo proszę też o przysyłanie schematów, projektów płytek i wszelkich innych rysunków w popularnych formatach, na przykład PDF, SVG, JPG, GIF czy PNG, i to także wtedy, gdy przysyłasz oryginalny, źródłowy plik z danego programu projektowego (.sch, .pcb, .brd, .ddb, itp.).

Jeżeli w ramach zadania głównego zrealizujesz rozwiązanie praktyczne, czyli zbudujesz konkretny układ-model, mam następujące wskazówki i prośby:

Nie przysyłaj modelu do redakcji! Nie ma też potrzeby nadsyłania papierowych wydruków, płyty CD/DVD, ani modelu – całkowicie wystarczą załączone do e-maila pliki i fotografie zrobione przez Ciebie.

Przygotowując opis **skorzystaj z szablonu** dostępnego pod adresem: ***http://edw.elportal.pl/szablon***.

Więcej wskazówek na temat przygotowania materiałów i prawidłowego fotografowania modeli znajdziesz w Elportalu na stronie: ***https://edw.elportal.pl/zostan-wspolautorem-elektroniki-dla-wszystkich/***.

Twoje praktyczne rozwiązanie głównego zadania Szkoły może być później opublikowane jako artykuł w EdW, za który otrzymasz honorarium. Dlatego w treści e-maila umieść wtedy tekst: *Oświadczam, że materiał, który przesyłam w tym e-mailu do redakcji „Elektroniki dla Wszystkich", jest moim osobistym opracowaniem i nie był wcześniej nigdzie publikowany.*

Nadsyłajcie propozycje zadań!

Autorzy propozycji zadań, które zostaną wykorzystane w Szkole, otrzymują jako nagrodę kupon 100 zł na zakupy w sklepie AVT:
http://sklep.avt.pl
Koszty przesyłki pokrywa AVT.
Dobra propozycja nie powinna być ani zbyt trudna, ani zbyt ogólna, ani zbyt wąsko ukierunkowana. Dobre zadanie Szkoły powinno mieć na tyle szeroki zakres, żeby mogli w nim wziąć udział zarówno doświadczeni elektronicy, jak i początkujący, w tym najmłodsi.
Zachęcam do nadsyłania propozycji następnych zadań Szkoły!

Zadanie główne 319

Pomysłodawcą zadania głównego numer 319 jest **Piotr Graffstein** z Warszawy, który napisał niedawno: *Szanowna Redakcjo. W załączniku zamieszczam treść propozycji zadania głównego Szkoły Konstruktorów, które nosi nazwę „Segregacja złomu" (...) Zagadnienie segregacji odpadów jest problemem, z którym ludzkość boryka się od stosunkowo wielu lat. Z każdym rokiem przybywa, w samej tylko Polsce, ponad sto milionów ton [1] różnego rodzaju śmieci, a kwestia utylizacji ich staje się coraz bardziej pilna. Taki problem dotyczy między innymi złomowisk. Niejednokrotnie, jeżdżąc pociągiem widziałem złomowisko, na którym leżały różnego typu metale – które były później przenoszone na poszczególne stosy, z użyciem specjalnego dźwigu. Nasuwało się wtedy pytanie – w jaki sposób odpady te są segregowane? A gdyby tak zastosować metodę segregacji złomu, która umożliwiała by efektywne posortowanie go i odzyskanie bardziej wartościowych typów metali, nie wymagająca żmudnej pracy ludzi? Może udało by się całkowicie zautomatyzować ten proces? I tutaj pojawia się zadanie dla Czytelników miesięcznika Elektronika dla Wszystkich:* ***Zaproponować***

eprasa.pl cc4a73eea3

rozwiązanie problemu segregacji złomu – może to być urządzenie sortujące, propozycja wybranych podzespołów potrzebnych do realizacji tego zadania lub nawet algorytm zaimplementowany, oczywiście w celu sortowania złomu.

(...) [1] Źródło: https://sozosfera.pl/odpady/ile-odpadow-w-2020-r/

Treść listu kieruje uwagę na *segregację złomu*, co może kojarzyć się przede wszystkim, a może tylko ze złomem metalowym. I być może z elektromagnesami, które pozwoliłyby wybrać zeń elementy stalowe, ferromagnetyczne. Myślę jednak, że Autorowi nie tylko o to chodzi, dlatego proponuję następujący temat zadania 319:

Zaproponuj układ elektroniczny związany z recyklingiem, ponownym wykorzystaniem odpadów lub przedmiotów zużytych i zbędnych.

Oczywiście zadanie obejmuje sortowanie tego, co najczęściej nazywamy złomem metalowym. Ale nie tylko. Zakres zadania jest dużo szerszy i obejmuje wszystko, co związane jest z recyklingiem. Obejmuje więc także ponowne wykorzystanie całości lub części starszych elementów elektronicznych. Zadanie dotyczy recyklingu nie tylko elementów metalowych, ale wszelkich, dowolnych elementów czy materiałów. Warunek jest jeden: rozwiązanie musi mieć jakiś związek z elektroniką.

Zastanówcie się więc nad treścią zadania i przyślijcie propozycje związane i z elektroniką, i z recyklingiem. Zachęcam do udziału w tym bardzo aktualnym zadaniu!

Piotr Górecki

Rozwiązanie zadania głównego 314

Temat majowego zadania 314 brzmiał: ***Zaproponuj wykorzystanie oraz modyfikacje modułów fabrycznych przetwornic impulsowych DC/DC***. Temat jest i długo będzie jak najbardziej aktualny. Pomysłodawca zadania słusznie napisał: *(...) Z własnego doświadczenia wiem, że zaprojektowanie nawet najprostszej przetwornicy indukcyjnej o dużej sprawności to zadanie przerastające nawet dobrych elektroników (...) wiem, że własnoręczne zaprojektowanie, przetestowanie, a potem optymalizacja przetwornicy, a przede wszystkim zastosowanej w niej cewki czy transformatora, to powód do olbrzymiego zadowolenia. Jednak próg wejścia jest wysoki. Początki są trudne (...) w epoce coraz węższej specjalizacji nie można znać się na wszystkim, a w szczególności na projektowaniu przetwornic. Zauważyłem, że czytelnicy dopominają się o wskazówki do projektowania przetwornic. Odradzam! Projektowanie przetwornic to wąska specjalizacja i powinna się tym zajmować wąska grupa specjalistów. (...) zapomnij! (...) Jak ktoś chce się pobawić, to (...) Zamiast projektować przetwornice od nowa, można wykorzystać gotowe lub je modyfikować. (...)*

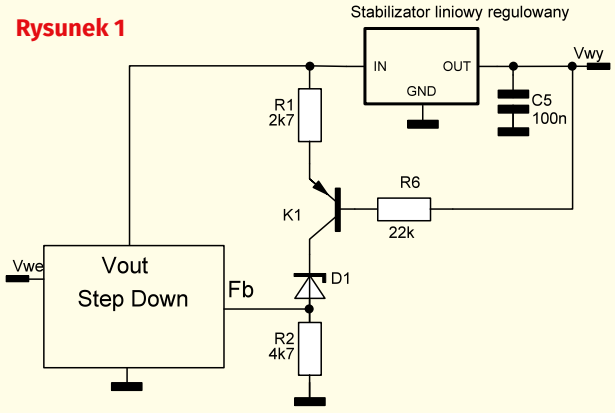
Słuszność tych wskazówek potwierdziły nadesłane rozwiązania zadania 314. Oto one.

Rafał Orodziński z Białegostoku tym razem napisał: Dzień Dobry. Proponuję modyfikacje przetwornic, wszystkie sprawdzone praktycznie ;)

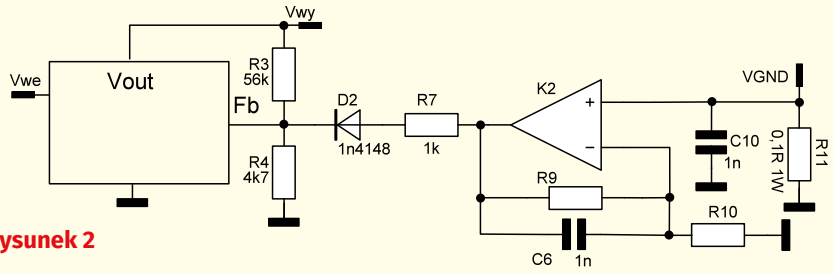
1. Wymiana potencjometru na rezystor o stałej wartości rezystancji. Praktycznie wszystkie układy przetwornic dostępnych na portalach aukcyjnych wykonuje się tak, że od strony masy jest opornik o stałej wartości, a do wyjścia zasilania podłączony jest rezystor o zmiennej wartości rezystancji (potencjometr montażowy) ustalający napięcie wyjściowe. W przypadku przerwy w takim potencjometrze, napięcie na wyjściu przetwornicy przekracza wartość zadaną, co może uszkodzić zasilany układ jak i samą przetwornicę, gdy jest ona wykonana w konfiguracji podwyższającej.

2. Wymiana kondensatorów elektrolitycznych na kondensatory long life o podwyższonej temperaturze pracy. Dołożenie dodatkowych lub wymiana zastosowanych kondensatorów na kondensatory o wymaganej rezystancji szeregowej.

Rysunek 1



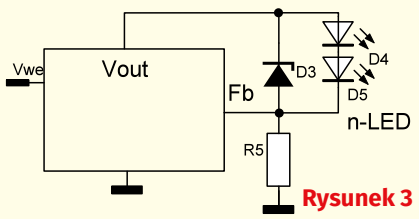
Rysunek 2



3. Na **rysunku 1** pokazany jest układ wstępnego stabilizatora impulsowego zasilający stabilizator liniowy. Napięcie na wyjściu przetwornicy równe jest napięciu wyjściowemu stabilizatora liniowego powiększonego o sumę napięcia odniesienia regulatora impulsowego plus spadek napięcia na diodzie Zenera. Układ utrzymuje zadaną „nadwyżkę" napięcia wymaganą dla prawidłowej pracy stabilizatora liniowego.

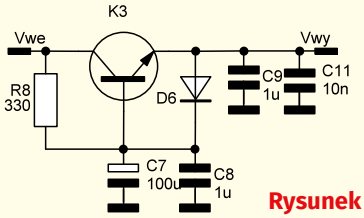
4. Na **rysunku 2** pokazano sposób dodania ograniczenia prądu dla stabilizatora impulsowego. Spadek napięcia na oporniku pomiarowym R11 wzmacniany jest w wzmacniaczu nieodwracającym. Gdy napięcie na wyjściu wzmacniacza operacyjnego będzie wyższe od napięcia referencyjnego stabilizatora impulsowego o spadek napięcia na diodzie D2 układ zacznie ograniczać prąd wyjściowy. Próg zadziałania układu zmienimy zmieniając wzmocnienie wzmacniacza operacyjnego. Zastosowany wzmacniacz musi posiadać wejście typu rail to rail dla GND.

5. Na **rysunku 3** pokazano układ ograniczający prąd płynący przez diody LED. Wartość prądu zmienia się, zmieniając wartość opornika R5. Wartość prądu oblicza się ze wzoru I = (napięcie odniesienie przetwornicy/R5). Dioda D3 zabezpiecza przed nadmiernym wzrostem



Rysunek 3

eprasa.pl cc4a73eea3



Rysunek 4

napięcia na wyjściu przetwornicy co może być groźne w przypadku układu przetwornic podwyższających napięcie i może doprowadzić do uszkodzenia elementów przetwornicy.

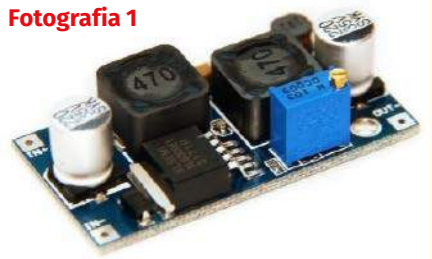
6. Zmniejszenie tętnień zapewniają układy filtrów dolnoprzepustowych LC na wejściu i wyjściu przetwornicy. Bardzo dobrym uzupełnieniem filtrów pasywnych jest pokazany na **rysunku 4** filtr aktywny. Układ tłumi amplitudę zakłóceń na wyjściu przetwornicy około 100 razy. W przypadku większych prądów pobieranych tranzystor K3 należy zastąpić tranzystorem Darlingtona.

7. Sposób uzyskania dodatkowego napięcia ujemnego na wyjściu przetwornicy na przykładzie przetwornicy typu SEPIC – **rysunek 5**. (...)

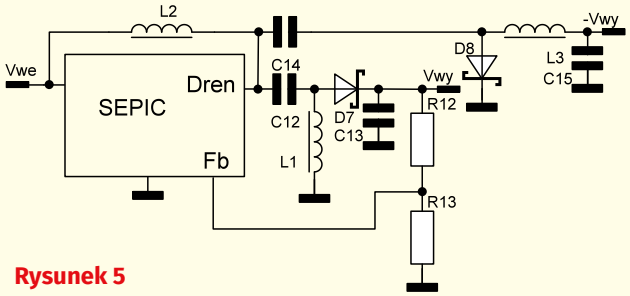
To są naprawdę wartościowe wskazówki. Nawet jeśli ktoś jeszcze nie próbował modyfikować przetwornic, powinien jakoś zaznaczyć powyższe informacje, by móc do nich wrócić.

A oto kolejne rozwiązanie. Circuit Chaos z Warszawy napisał: (...) Tak się składa, że ostatnio stanąłem przed takim właśnie problemem. Chciałem zrobić ładowarkę akumulatora kwasowo-ołowiowego, pracującą w trybie CC/CV i w szerokim zakresie napięć wejściowych. Jednym z ważnych założeń było też to, żeby masy wejściowa i wyjściowa były wspólne. Pierwszy pomysł miałem z wykorzystaniem gotowej, fabrycznej przetwornicy SEPIC na układzie XL6009 (**fotografia 1** – zdjęcie z Internetu) i zrobieniem do niej osobnego układu, sterującego wejściem FB. Ze schematu blokowego w datasheecie (**rysunek 6**) wynika, że wejście FB jest wejściem komparatora i należy podać na nie napięcie wyższe od 1,25 V w momencie osiągnięcia żądanego stanu wyjściowego (prądu lub napięcia). Zaprojektowałem układ (**rysunek 7**) z dwoma komparatorami, które podawały na to wejście napięcie w momencie osiągnięcia bądź żądanego napięcia, bądź prądu. Układ zrobiłem i... niespodzianka. Nie działa, tzn. działa dziwnie. Nie jest w stanie osiągnąć założonego prądu.

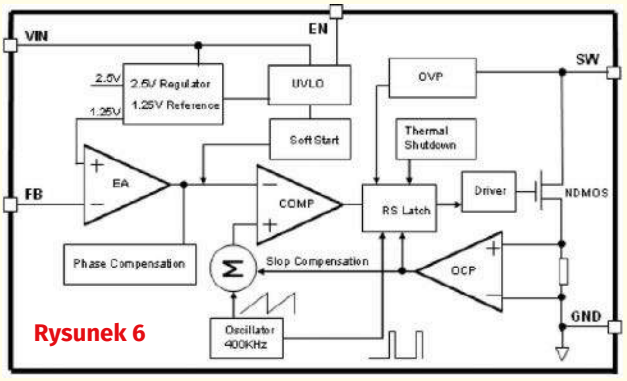
Fotografia 1



Do dalszych prób uprościłem układ, zwierając wejście FB do masy i obciążając wyjście rezystancją 20,4 Ω (4 rezystory 5,1 Ω/5 W w szeregu). Wejście zasiliłem z 15 V. Spodziewałem się, że przetwornica wymusi na rezystorach takie napięcie, żeby pracować na granicy wbudowanego ograniczenia prądowego, ale tak się nie stało. Na rezystorach było 6,44 V, czyli płynęło 315 mA. Z wejścia pobierane było 220 mA, a cewki wyraźnie piszczały.



Rysunek 5

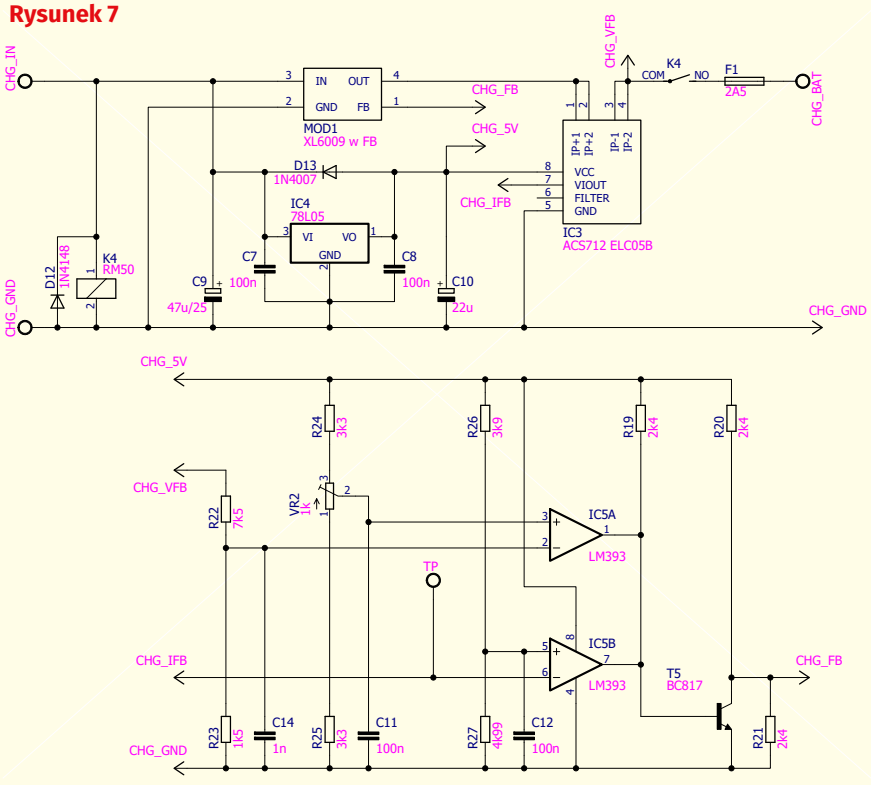


Rysunek 6

Pomocni ludzie na Usenetowej grupie pl.misc.elektronika (tak, Usenet nadal istnieje!) podpowiedzieli, że być może przetwornica brak napięcia na FB uznała za stan awarii, a może również zadziałał soft-start, w który przetwornica jest wyposażona. Tym bardziej wskazuje na to piszczenie cewek – przecież częstotliwość 400 kHz, z jaką ta przetwornica pracuje, jest grubo powyżej częstotliwości akustycznej. Ze schematu blokowego to jednak nie wynika.

W międzyczasie kupiłem inną przetwornicę (**fotografia 2** – zdjęcie z Internetu). Ta wydaje się porządniejsza, jest oparta o układ FP5139, MOSFET RU7570L, dwie diody SS56 i układ LM358. Ma wbudowany ogranicznik prądu, a pomiar tego prądu robi po stronie niskiej rezystorem 50 mΩ. Układ LM358 – podwójny wzmacniacz operacyjny – odpowiada za ogranicznik prądu i za zaświecenie diody LED, sygnalizującej koniec ładowania. Sygnały na wzmacniaczu są następujące:

Rysunek 7



eprasa.pl cc4a73eea3



Fotografia 2

- pin 2 (wejście odwracające wzm. A) – wejście z potencjometru regulacji prądu, max 200 mA
- pin 3 (wejście nieodwracające wzm. A) – wejście z rezystora pomiarowego (zwarte z masą wyjściową)
- pin 6 (wejście odwracające wzm. B) – zwarte z pinem 3
- pin 5 (wejście nieodwracające wzm. B) – ok. 7 mV, prawdopodobnie z jakiegoś dzielnika

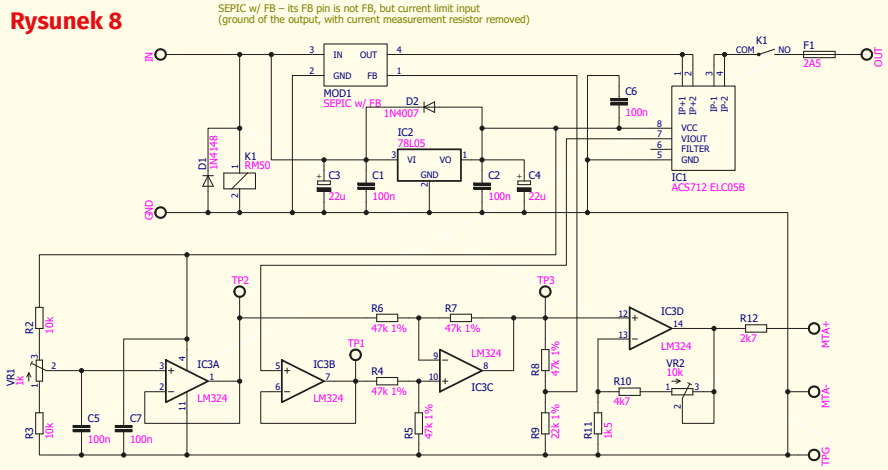
Nie wiem, jak dokładnie wyjście wzmacniacza jest podłączone do układu FP5139, ale ta wiedza nie jest tu potrzebna – fabryczny ogranicznik prądu działa. Pozostało tylko przerobić go na pomiar po stronie wysokiej. Wylutowałem rezystor pomiarowy i podłączyłem masę obciążenia (ładowanego akumulatora) do masy wejściowej. Dzięki temu podając napięcie na masę wyjściową mogłem informować przetwornicę o przekroczeniu prądu. Tu również nie obeszło się bez niespodzianek (za bardzo obciążone wyjście wzmacniacza LM324 – na rysunku wzmacniacz IC3C – nie było w stanie wytworzyć odpowiednio niskiego napięcia; nie doczytałem datasheetu), ale po kolejnej dyskusji na pl.misc.elektronika i korekcie wartości rezystorów układ z rysunku **rysunek 8** zadziałał (o ile zignorujemy układ IC3D, który służy do sterowania mikroamperomierza wskazującego prąd (MTA+, MTA–) – on nie działa „od zera" ze względu na wspomnianą właściwość LM324; można byłoby to najprościej rozwiązać przez delikatnie podniesienie napięcia na zacisku MTA–). Urządzenie, w którym układ pracuje, oraz więcej szczegółów na temat wspomnianego problemu z LM324, opisałem szerzej na YouTube: https://youtu.be/GT1qNepqdE. Pozdrawiam.

Podany przykład pokazuje, że nie zawsze od razu uda się odpowiednio zmodyfikować przetwornicę, by pełniła założone funkcje. Podstawowy układ aplikacyjny większości tanich scalonych przetwornic jest zaskakująco prosty. Generalna zasada działania też jest bardzo prosta. Jednak wewnątrz układu scalonego zawarty jest dość skomplikowany układ i obwodami, których działanie nie dla wszystkich jest jasne. A za tym wszystkim stoi niestety skomplikowana teoria – dużo trudniejsza, niż w przypadku stabilizatorów liniowych. Projektant układu scalonego zadbał, by podstawowa aplikacja była naprawdę prosta i żeby jej działanie nie sprawiało niespodzianek. Jeżeli jednak przetwornica zostanie zmodyfikowana, to mogą ujawnić się dodatkowe czynniki. Tak bywa głównie przy dodawaniu obwodów ograniczania czy stabilizacji prądu, ponieważ w pętli sprzężenia zwrotnego pojawiają się wtedy dodatkowe elementy wzmacniające, na przykład wzmacniacze operacyjne czy tranzystory. Ich obecność zmienia, mówiąc fachowo transmitancję operatorową systemu i często prowadzi do samowzbudzenia lub innych kłopotów. Pisk przerobionej przetwornicy może wskazywać na samowzbudzenie w zakresie częstotliwości akustycznych. To są naprawdę złożone zagadnienia dotyczące głównie przesunięcia fazy w pętli sprzężenia zwrotnego. Tych kwestii nie można wyjaśnić w kilku zdaniach. W każdym razie właśnie dodawanie jakichś



Fotografia 3

Rysunek 8



REKLAMA



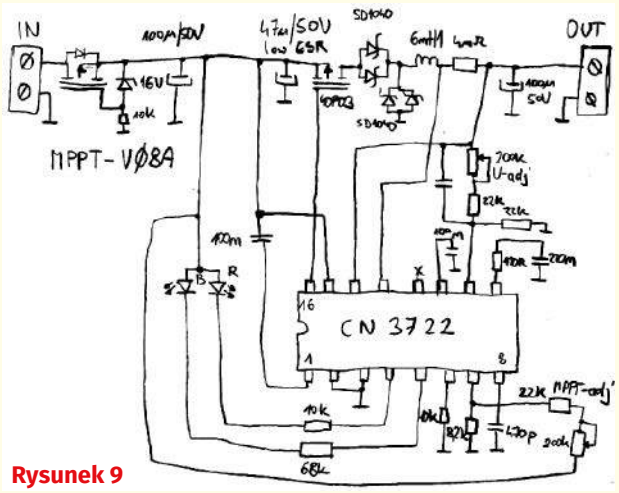
eprasa.pl cc4a73eea3

obwodów wzmacniających do fabrycznej przetwornicy może doprowadzić do kłopotów ze stabilnością. Dlatego przy przeróbkach zawsze trzeba kontrolować także parametry dynamiczne, przede wszystkim za pomocą oscyloskopu.

A oto kolejne rozwiązanie. Michał Stach z Kamionki Małej tym razem napisał: (...) *Przetwornice solarne (fotowoltaiczne) nawet te z funkcją MPPT realizowaną jako praca przy stałym napięciu panela pozwalają na skonstruowanie sygnalizatorów/układów pomiarowych samowystarczalnych energetycznie. Pierwszy z opisywanych modułów oznaczony jako „MPPT-V08A" widoczny jest na* ***fotografii 3****, a jego schemat przedstawia* ***rysunek 9****. W module zastosowano dedykowany układ CN3722. Przetwornica w teorii powinna dostarczać do 5 A prądu wyjściowego. Za kontrolę (i ograniczenie) wydajności prądowej odpowiada widoczny na fotografii 3 rezystor drutowy. Zasada jest prosta: odkładające się napięcie odpowiada przepływającemu prądowi. Problem w tym że próg zadziałania zabezpieczenia prądowego to 200 mV, co przy prądzie 5 A daje 1 W strat! Dokładniej: do 1 W mocy pozyskanej z panela PV zamiast trafić do akumulatora marnowane jest na ciepło. Niby niewiele, ale przy panelach o mocy 5...10 Wp sprawność całego obwodu ładowania spada o 20%. Pierwsza modyfikacja to zmiana rezystora prądowego. Na szczęście producenci modułów zauważyli ten problem i jak można zobaczyć na* ***fotografii 4*** *w nowszych modułach zastosowali rezystor 4 mΩ, który do 5 A ogranicza prąd we wstępnej fazie ładowania akumulatora (w fazie pre-charging próg zadziałania ograniczenia prądowego to ~27 mV). We właściwej fazie ładowania prąd i tak zależy od możliwości panela i przy odpowiedniej kalkulacji pojemności aku. nie potrzeba go w ogóle ograniczać. Druga modyfikacja to wymiana rezystora wskazanego czerwoną strzałką na fotografii 4 na 10 k. Zmienia to współczynnik podziału w pętli sprzężenia napięciowego. Przy standardowym obłożeniu modułu minimalne napięcie wyjściowe nieco przekracza 5 V. Sporo ponad napięcie bezpieczne dla ogniw LiIon, a tym bardziej LiFePO4 (które polecam do zastosowań plenerowych). Drugi moduł widoczny na* ***fotografii 5*** *oraz przedstawiony na* ***rysunku 10*** *powstał na bazie wysokosprawnej przetwornicy step-down: XL4015. Niestety również ten moduł posiada swoje wady. Co prawda w obwodzie pomiaru prądu zastosowano znikomą rezystancję 10 mΩ, jednak napięcie wzmacnia niezbyt dokładny LM358. Po ustawieniu minimalnego prądu wyjściowego napięcie z rezystora pomiarowego wzmacniane jest ×1000 w jednym stopniu LM358. Źle wpływa to na szybkość i stabilność regulacji prądu. Drugi znaczący problem modułu to nocna konsumpcja własna prądu. Niestety ta wynosi kilka lub kilkanaście mA w wersji z dokładką pomiarową (****fotografia 6****). Rozwiązaniem jest zastąpienie zworki wskazanej strzałką na* ***fotografii 7*** *diodą Schottky 5 A. Na szczęście napięcie feedback-u pobierane jest z wyjścia śrubowego modułu i taka modyfikacja nie wpływa na napięcie wyjściowe (jedynie nieco obniża sprawność przetwornicy).*

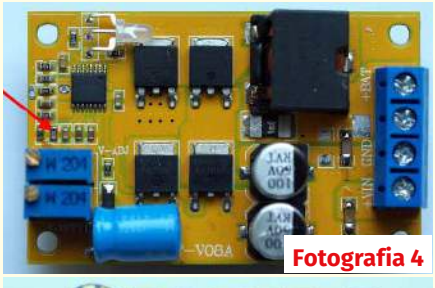
Temat przetwornic MPPT niedawno był dość szeroko omawiany, a jak widać, ma on mnóstwo różnych innych aspektów. Podstawy śledzenia MPPT są dość proste, natomiast w praktyce, jak widać, bywa rozmaicie. Niemniej warto próbować i testować.

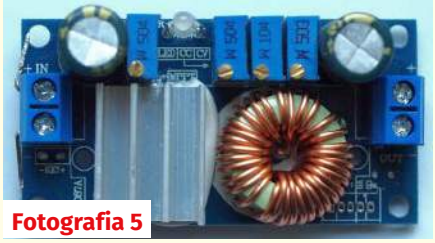
Jestem zadowolony z nadesłanych rozwiązań zadania 314 i zachęcam Czytelników do samodzielnych prób. Ja też aktualnie pracuję nad przeróbkami przetwornic, między innymi do oświetlenia LED, zarówno w roli zasilaczy napięciowych dla taśm LED, jak i zasilaczy prądowych dla łańcuchów LED (modułów COB LED). Wiem, że nie można tu podać prostych recept,

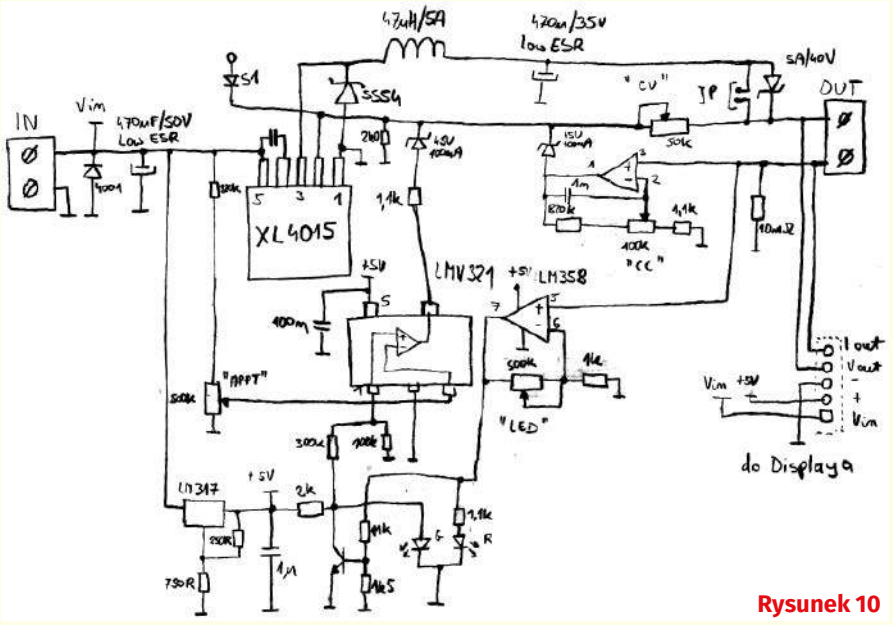


Rysunek 9


Fotografia 6


Fotografia 4

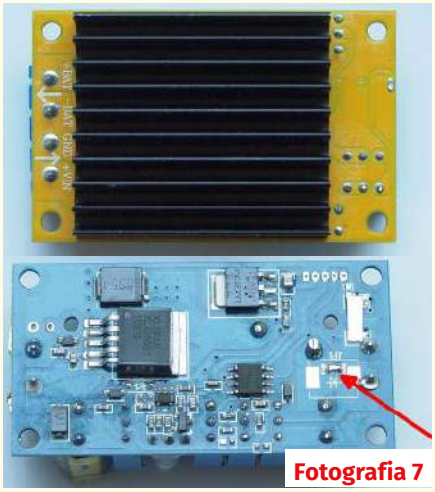

Fotografia 5



Rysunek 10

eprasa.pl cc4a73eea3

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



Fotografia 7

jednak warto poznawać te zagadnienia, zarówno ze strony teoretycznej, jak i praktycznej. Dlatego zachęcam do eksperymentów. I nie zrażajcie się ewentualnymi kłopotami czy nawet porażkami. Praktyka czyni mistrza.

Aktualne informacje o punktacji oraz rozdziale nagród, upominków i kuponów podane są w tabelkach. Znak zapytania oznacza, że ewentualna publikacja nastąpi dopiero po nadesłaniu ostatecznych materiałów. 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 kupon ze Szkoły Konstruktorów. Kupony za zadania z kolejnych miesięcy można sumować, by kupić sprzęt o większej wartości. Istnieje też możliwość dopłaty różnicy cen w przypadku zamówienia na sumę większą niż przydzielony kupon. Ale ***uwaga: kupon ważny jest tylko 12 miesięcy – po tym terminie traci ważność i przepada***.

Serdecznie zapraszam do udziału w zadaniu głównym 319, a także do udziału w drugiej i trzeciej klasie naszej Szkoły Konstruktorów! Zachęcam uczestników, żeby praktyczne rozwiązania zadań Szkoły przygotowywali według Szablonu ze strony:

http://edw.elportal.pl/zostan-wspolautorem-elektroniki-dla-wszystkich/

Piotr Górecki

Imię	Nazwisko	Miejscowość	Punkty	Publikacja	Nagroda	Talon AVT PLN
za pomysł zadania 318						
Piotr	Graffstein	Kluczbork	–	–	–	100
Rafał	Orodziński	Białystok	6	?	–	170
Circuit	Chaos	Warszawa	6	–	–	170
Michał	Stach	Kamionka Mała	7	–	–	170

Punktacja Szkoły Konstruktorów

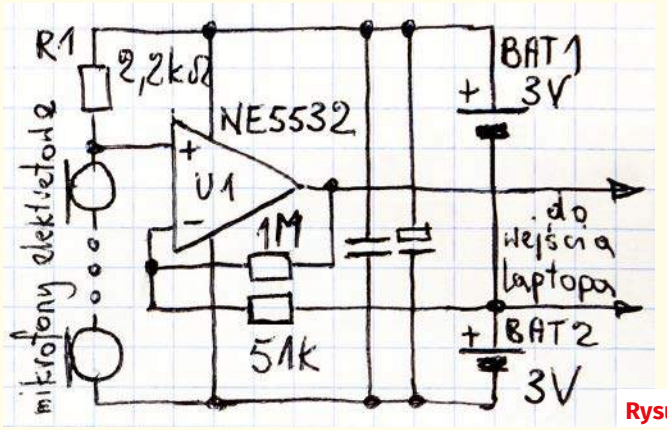


Michał Stach Kamionka	97	Jacek Rączka Połomia	25
Sławomir Węgrzyn Dziekanowice	92	Jakub Jakubczyk Kluczbork	24
Daniel Turbasa Kraków	88	Marian Gabrowski Polkowice	23
Łukasz Dachowski Cymbark	72	Roman Braumberger Bytom	21
Rafał Orodziński Białystok	72	Jakub Gajda Kraków	20
Artur Bereit Barcin Wieś	69	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
Jacek Konieczny Poznań	26	Tomasz Zygmunt Szczecin	5
Piotr Grzegorczyk Siedlce	25		

Co tu nie gra? Zadanie 319

W zapasach nazbierało się nam kilkanaście mikrofonów elektretowych od różnego typu urządzeń. Teraz zachęceni informacjami z rozwiązania zadania *NieGra314* na temat zestawów mikrofonowych i możliwości kształtowania charakterystyki kierunkowej (beamforming) chcemy przeprowadzić eksperymenty z zestawem mikrofonów. Chcemy zastosować oszczędne rozwiązanie przedwzmacniacza z bezpośrednim sumowaniem sygnałów z mikrofonów według **rysunku A**.

eprasa.pl cc4a73eea3



Rysunek A

Jak zwykle pytanie brzmi:

Co tu nie gra?

Nawet gdy w układzie jest kilka usterek, możesz zgłosić tylko jedną. Bardzo proszę o możliwie krótkie odpowiedzi.

Odpowiedź oznacz **NieGra319** i nadeślij w terminie 60 dni od ukazania się tego numeru EdW. Od razu podaj też swój adres pocztowy, żebym nie musiał pytać, gdy przydzielę upominek. Możesz jeszcze przysłać rozwiązania zadania *NieGra* z poprzedniego miesiąca. Uczestnicy konkursu otrzymują upominki, a najaktywniejsi uczestnicy są co rok nagradzani bezpłatnymi prenumeratami EdW lub innego wybranego czasopisma AVT.

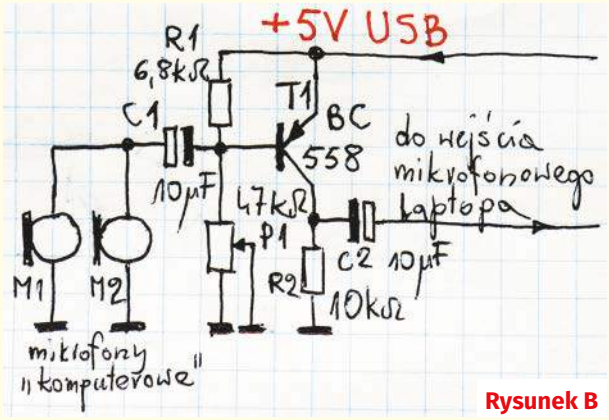
Co tu nie gra? Rozwiązanie zadania 314

W EdW 5/2022 zamieszczony był schemat przedwzmacniacza mikrofonowego. Zadanie brzmiało: *Do nagrywania filmów chcemy skonstruować czuły mikrofon „zbierający" dźwięki z dalszej odległości według* ***rysunku B****. Ponieważ odległe dźwięki są słabe, połączymy równolegle dwa posiadane typowe mikrofony „komputerowe" i zastosujemy dodatkowy przedwzmacniacz, co zapewni odpowiedni poziom sygnału.*

Zadanie zasadniczo było łatwe, ponieważ w oczy rzucał się jeden, podstawowy błąd, który uniemożliwia działanie układu. Mianowicie w zadaniu wyraźnie powiedziane, że wykorzystane zostaną „mikrofony komputerowe". A to są mikrofony elektretowe, które wymagają zewnętrznego zasilania. Zasilanie to jest realizowane za pomocą rezystora o wartości od 1 do 4,7 kiloomów. I właśnie brak takiego rezystora czy rezystorów jest podstawowym, najważniejszym błędem.

Jak zwykle, schemat narysowałem sam i zawarłem w nim więcej usterek i niedoróbek. Uczestnicy zadania wychwycili także te dodatkowe usterki oraz słusznie podzielili się wątpliwościami co do zaproponowanych tu rozwiązań. Prawidłowo zgłosiliście też zastrzeżenia do samego wzmacniacza tranzystorowego.

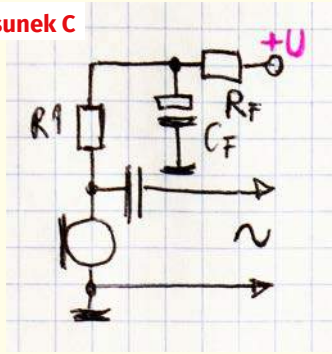
Wskazaliście mianowicie, że w obwodach zasilania nie ma żadnych kondensatorów filtrujących. A napięcie +5 V z gniazda USB może być silnie zaśmiecone. Problem ma kilka aspektów. W wielu układach lokalne obwody filtrujące są konieczne po to, by w układzie nie nastąpiło samowzbudzenie. To dotyczy układów, gdzie występują elementy o bardzo dużym wzmocnieniu, objęte pętlą ujemnego sprzężenia zwrotnego. W tym przypadku mamy jeden tranzystor o niezbyt dużym wzmocnieniu, więc w praktyce ryzyko samowzbudzenia nie jest realne. Ale jest inny ważny, niedoceniany przez wielu problem: kwestia przenikania zakłóceń z szyny zasilania to toru sygnałowego. Ten sam problem występuje w układach z lampami elektronowymi.



Rysunek B

Otóż w analizowanej konfiguracji zakłócenia, czyli wszelkie sygnały zmienne z szyny zasilania (+5 VUSB) nie będą tłumione, tylko będą w całości przechodzić do toru sygnałowego. Wyjaśnienie szczegółów zdecydowanie wykracza poza ramy rozwiązania tego zadania. W każdym razie właśnie w przypadku wzmacniania słabiutkich sygnałów z mikrofonu trzeba zwracać baczną uwagę na problem przenikania zakłóceń z szyny zasilania. Wszelkie zakłócenia o częstotliwościach akustycznych będą bezpośrednio słyszalne. Warto też wiedzieć, że składowe zakłóceń o częstotliwościach ponadakustycznych wprawdzie nie będą słyszane bezpośrednio, ale mogą zwiększyć poziom szumów własnych takiego wzmacniacza także w zakresie akustycznym.

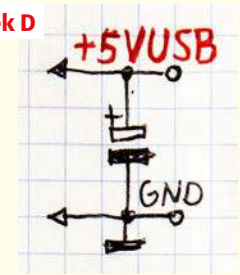
Rysunek C



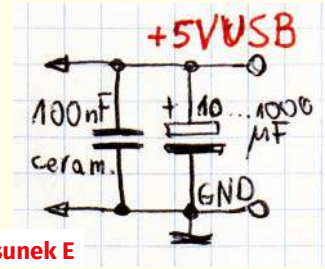
Nieprzypadkowo w obwodach polaryzacji mikrofonów elektretowych często stosowane jest rozwiązanie z dodatkowym filtrem RC według **rysunku C**.

Na pewno w układzie według rysunku B konieczny jest filtr. I to raczej nie w postaci pojedynczego kondensatora elektrolitycznego według **rysunku D**. Wiadomo, że z uwagi na znaczną wartość szkodliwej rezystancji ESR i znaczną pasożytniczą indukcyjność kondensatorów elektrolitycznych, typowo do odsprzęgania obwodów zasilania stosuje się równoległe połączenie „elektrolita" i kondensatora stałego, często według **rysunku E**. Dziś zamiast „elektrolitów" coraz częściej stosuje się kondensatory stałe o dużej pojemności, w praktyce kondensatory ceramiczne MLCC o pojemnościach nawet do 100 mikrofaradów. To kolejny

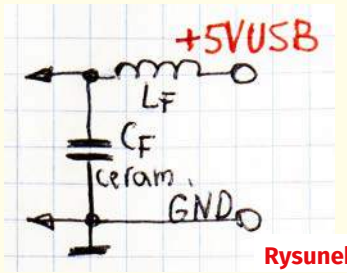
Rysunek D



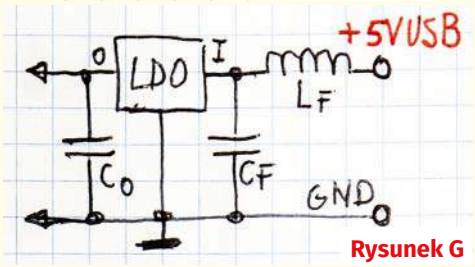
eprasa.pl cc4a73eea3



Rysunek E



Rysunek F



Rysunek G

szeroki temat. W praktyce w analizowanym układzie należałoby sprawdzić, co da i czy wystarczy filtr LC według **rysunku F**. Taki filtr skutecznie usunie składowe o wyższych częstotliwościach. Jeśli problemem byłyby zakłócenia (terkot) o częstotliwościach akustycznych, to być może trzeba byłoby zastosować jakiś stabilizator LDO o napięciu 3,3 V...4,5 V, na przykład według **rysunku G**.

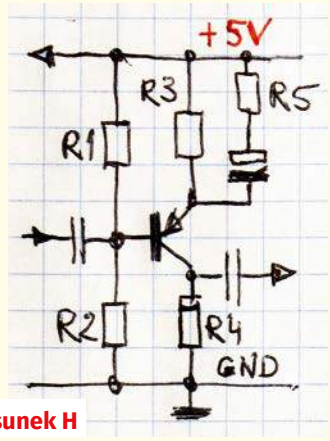
W grę wchodzi tu jeszcze jedna dość ważna kwestia: obwody gniazda USB mogą być źródłem zasilania, ale norma (specyfikacja łącza USB) ogranicza pojemność, jaka może być tam włączona. Wynika to z faktu, że jest to łącze typu *hot plug* pozwalające dołączać i odłączać wtyczki podczas pracy, a w większości przypadków w obwodach zasilania gniazd USB pracują dość zaawansowane scalone sterowniki, które sprawdzają szereg parametrów, w tym napięcie i pobór prądu, i które obecność zbyt dużej pojemności (ponad 10 µF) mogą uznać za błąd, za rodzaj zwarcia, i wyłączyć zasilanie, a raczej go nie włączyć po podłączeniu układu.

A oto kolejne drobne oraz poważne problemy. Wypadkowa rezystancja wejścia laptopa ma wpływ na wartość wzmocnienia napięciowego tranzystora T1. I w tym kontekście wartość rezystora kolektorowego R2 (10 kΩ) jest zdecydowanie zbyt duża – więcej na ten temat w rozwiązaniu zadania Policz314. Jak też słusznie zauważyli niektórzy Koledzy, na rysunku B wykorzystana jest bodaj najprostsza, ale i najgorsza wersja jednotranzystorowego (przed) wzmacniacza. Słusznie – jest chyba najgorsza z możliwych!

Sposób włączenia potencjometru może sugerować, że służy on do regulacji wzmocnienia. Ale tak nie jest! Potencjometr P1 na pewno nie służy do regulacji wzmocnienia! On jedynie pozwoli ustawić punkt pracy tranzystora. Jednak taka wersja z potencjometrem to bardzo złe rozwiązanie, i to z kilku względów. Między innymi dlatego, że zmiany temperatury i wahania napięcia zasilania będą silnie zmieniać punkt pracy tranzystora, być może doprowadzając do jego nasycenia.

Podstawowym problemem jest też to, że zupełnie nie wiadomo, jakie będzie wzmocnienie napięciowe. Jest ono zależne właśnie od obciążenia – od wypadkowej rezystancji w obwodzie kolektora T1, a także od parametrów zastosowanego tranzystora BC558. A jak wiadomo, tranzystory te dostępne są w trzech grupach: BC558A, BC558B i BC558C, różniących się znacznie wartością wzmocnienia, i nie tylko wzmocnienia. I właśnie w układzie z rysunku B wręcz nieakceptowalne jest to, że nie ma żadnej kontroli nad wartością wzmocnienia. Nie tylko nie wiadomo, jakie będzie, ale co ważniejsze w praktyce – nie można go regulować ani ustalić według potrzeb.

Trzech uczestników słusznie zauważyło, że łatwo jest spalić potencjometr P1 i przy okazji też obwód bazy tranzystora T1, gdy ten potencjometr omyłkowo zostanie ustawiony tak, żeby miał rezystancję bliską zeru. No tak,



Rysunek H

prawie każdy z nas przekonał się o prawdziwości prawa Murphy'ego: *jeśli coś może pójść źle, to na pewno tak się stanie*.

Znaczna część uczestników słusznie zaproponowała, żeby w ogóle usunąć potencjometr. I zastosować wersję wzmacniacza o zdecydowanie bardziej stabilnych i powtarzalnych właściwościach. Taka wersja pokazana jest na **rysunku H**. Rezystory R1...R4 ustalają stabilny punkt pracy, który niewiele zależy od temperatury i co ważne, rezystor R5 niezależnie od tego pozwala ustawić potrzebne wzmocnienie zmiennoprądowe.

Jeden ze stałych uczestników w ramach rozwiązania przysłał propozycję zastosowania układu według **rysunku J**.

Niektórzy zastanawiali się, czy wzmacniacz powinien zostać zrealizowany na tranzystorze PNP, czy może powinien to być

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

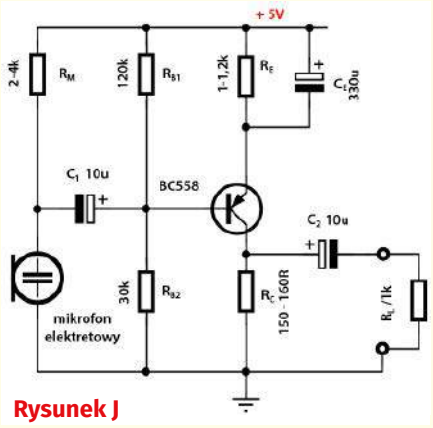


REGULATORY DO KOTŁÓW Z PODAJNIKIEM
REGULATORY POGODOWE

- Prosta obsługa, bogate możliwości programowania
- Możliwość dopasowania do każdego kotła i rodzaju paliwa
- Wysoka jakość
- Gwarancja 24 miesiące

www.pwkey.pl

eprasa.pl cc4a73eea3

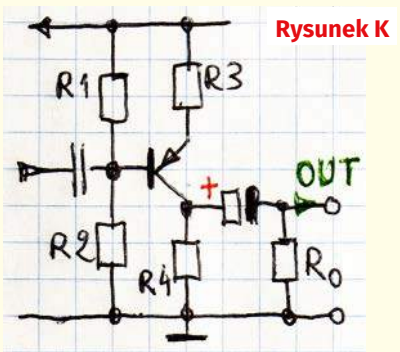


Rysunek J

tranzystor NPN. Powód jest taki, że w literaturze można znaleźć przede wszystkim jednotranzystorowe wzmacniacze z tranzystorami NPN, co może sugerować, że są one w jakiś sposób lepsze od PNP. Jeżeli ktoś poczytał jeszcze, że w układach scalonych trudno zrealizować tranzystory PNP o dobrych parametrach (szybkie i o dużym wzmocnieniu), to mógł mieć tego rodzaju wątpliwości. Tym bardziej, że powszechnie wiadomo też, że MOSFET-y z kanałem N są generalnie znacznie lepsze od MOSFET-ów z kanałem P. To wszystko może sugerować, że coś podobnego jest z tranzystorami PNP i NPN.

Rzeczywiście, w przypadku układów scalonych, gdzie w jednym płatku krzemu w jednym procesie technologicznym realizuje się i tranzystory NPN, i PNP, trudno zrealizować dobre tranzystory PNP. Ale nie ma tego problemu przy produkcji pojedynczych tranzystorów. Bez problemu można znaleźć tranzystory PNP nie ustępujące wersjom NPN. Dociekliwi mogą poszukać informacji o najlepszych swego czasu tranzystorach MAT03 oraz MAT01, MAT02, a także ich nowszych odpowiednikach.

Zastosowanie tranzystora PNP nie jest więc błędem. Można się tylko słusznie zastanawiać, na ile zmienia podatność na przenikanie zakłóceń z szyny zasilnia zastosowanie wersji z tranzystorem PNP w stosunku do wersji z NPN. Otóż zmienia, ale w tym przypadku jest to dodatkowo skomplikowane z uwagi na obecność mikrofonu elektretowego. W sumie to ważna, ale i obszerna kwestia, której nie

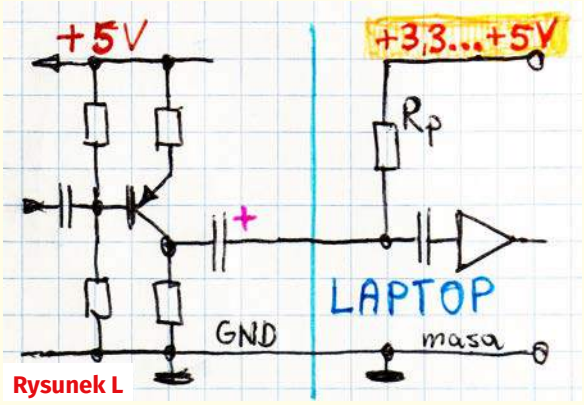


Rysunek K

będziemy wyjaśniać w ramach zadania *NieGra314*. Tym bardziej, że nie zasygnalizował tego żaden z uczestników.

Część Kolegów zastanawiała się, czy aby nie są błędnie włączone kondensatory C1, C2. To interesujący szczegół! Dwóch Kolegów stwierdziło wprost, że wyjściowy kondensator C2 powinien mieć odwrotną biegunowość. Otóż w typowych przedwzmacniaczach rzeczywiście kondensator wyjściowy jest włączony według **rysunku K**, czyli odwrotnie niż na rysunku B.

Owszem, jednak na rysunku B było zaznaczone, że wyjście przedwzmacniacza jest dołączone do wejścia mikrofonowego laptopa. I tu jest haczyk. Wejście mikrofonowe przeznaczone jest dla mikrofonów elektretowych, więc zawsze jest tam włączony rezystor polaryzujący taki mikrofon. Nie wiadomo, jakie jest napięcie zasilające taki mikrofon, ale powinno ono wynosić 3,3...5 V. Sytuacja wyglądać więc będzie jak na **rysunku L**, a to by oznaczało, że biegunowość kondensatora C2 zaproponowana na rysunku B jest jednak prawidłowa. Jest tylko inny problem, bo nie jest dobrym zwyczajem pozostawianie w układzie „wiszącej w powietrzu" końcówki kondensatora C2. Ale tylko z uwagi na ewentualne stuki przy podłączaniu.



Rysunek L

A przy okazji: dwóch uczestników zastanawiało się, jaka jest rezystancja wejściowa laptopa, co ma związek z wartością wzmocnienia przedwzmacniacza. Rysunek L pokazuje, że rezystancję wejściową wejścia mikrofonowego w laptopie określa głównie właśnie rezystor polaryzujący R_p (2,2...4,7 kΩ, niekiedy 10 kΩ). Finalnie rezystancja wejścia mikrofonowego jest nieco mniejsza od tej rezystancji z uwagi na rezystancję wejściową przedwzmacniacza zastosowanego w tym laptopie, która zwykle jest rzędu kilkudziesięciu kiloomów.

Zasadne jest też pytanie o biegunowość wejściowego kondensatora C1 na rysunku B. Sposób jego włączenia zależy od tego, jakie jest napięcie stałe na mikrofonie, a jakie na bazie T1. Tylko na pierwszy rzut oka wygląda na to, że w wersji z rysunku B kondensator C1 powinien mieć odwrotną biegunowość. W rzeczywistości mikrofon czy mikrofony trzeba zasilać za pomocą rezystora, jak widać na rysunkach C i L, a wtedy biegunowość C1 nie jest już tak oczywista. To należałoby sprawdzić. A my idziemy dalej.

Niektórzy uczestnicy zadania wyciągnęli zbyt daleko idące wnioski. Przykładem jest stwierdzenie: *(...) Drugim błędem jest bezpośrednie łączenie równoległe dwóch mikrofonów (...).*

Jeden z uczestników napisał: *Rozwiązaniem na słabe dźwięki nie jest łączenie mikrofonów równolegle (...)* Inny stwierdził: *Można tak zrobić pod warunkiem, że są całkowicie jednakowe, w przeciwnym przypadku mogą wprowadzać zniekształcenia dźwięku (...).*

W tej kwestii uczestnicy nie byli zgodni! Były też inne uwagi co do takiego łączenia mikrofonów, o czym za chwilę. Ale na razie pytanie, czy w ogóle można i czy ma sens równoległe łączenie mikrofonów. Odpowiedź nie jest prosta i na pewno nie może brzmieć: *oczywiście tak* albo *oczywiście nie*. Zagadnienie ma bowiem kilka aspektów.

Generalnie, do „zbierania" słabych dźwięków można wykorzystać kilka mikrofonów. Oczywiście można też bardziej wzmocnić sygnał z pojedynczego mikrofonu, ale jednocześnie zostaną też wzmocnione szumy. Problem nie jest z wartością wzmocnienia, tylko z poziomem szumów. Tu zagadnienie się mocno komplikuje, ponieważ w grę wchodzą zarówno szumy (przed)wzmacniacza mikrofonowego, ale też, a raczej przede wszystkim szumy własne mikrofonu. Tak! Każdy bez wyjątku mikrofon szumi – wytwarza większe czy mniejsze szumy własne. W praktyce ważny jest nie tylko poziom szumów własnych, ale też oznaczany skrótem S/N stosunek sygnał/szum, dokładniej stosunek użytecznego sygnału do szumów. Jeżeli ten stosunek sygnału użytecznego do szumów będzie słaby, czyli sygnał użyteczny będzie niewiele większy od szumów, to silne wzmacnianie takiego zaśmieconego słabiutkiego sygnału mija się z celem, bo wzmocnione zostaną też szumy.

Aby rozwiązać problem, należy skoncentrować się nie tyle na wzmacnianiu, tylko na polepszeniu stosunku sygnał/szum przebiegu uzyskiwanego z mikrofonu. A tu wkraczamy w bardzo trudne kwestie, które w ramach rozwiązania zadania *NieGra* mogę tylko zasygnalizować.

Otóż intuicja słusznie podpowiada, że stosunek sygnał/szum zależy

eprasa.pl cc4a73eea3

od rozmiarów mikrofonu, a konkretnie od powierzchni membrany mikrofonu: czym większa membrana mikrofonu – tym lepiej. Ogólnie biorąc – tak właśnie jest, czyli warto byłoby zastosować mikrofon o dużej powierzchni membrany. Tymczasem mikrofony komputerowe są maleńkie. Najprościej biorąc, właśnie połączenie kilku mikrofonów pozwala zwiększyć sumaryczną powierzchnię membrany i tym samym polepszyć stosunek sygnał/szum. W grę wchodzą tu jednak dość skomplikowane zależności. Omówienie wszystkich wykracza poza ramy tego artykułu, ale wspomnijmy o jednym – o dodawaniu szumów. Szumy to przypadkowe przebiegi, wzajemnie niezależne, czyli nieskorelowane. Przy sumowaniu szumów nie mamy więc do czynienia ze zwykłym dodawaniem, tylko ze specyficznym sumowaniem, gdzie w pewnych chwilach amplitudy się dodają, ale w innych odejmują. Zsumowanie nieskorelowanych sumów jednakowej wielkości z dwóch źródeł da szum większy, ale nie dwa razy większy, tylko pierwiastek z dwóch razy większy. Można przyjąć, że przy sumowaniu jednakowych szumów z większej liczby źródeł (N) wypadkowe szumy nie są N razy większe, tylko pierwiastek z N razy większe. W związku z tym pierwiastkiem, aby uzyskać szumy mniejsze o połowę, trzeba zastosować cztery mikrofony. Żeby szumy były pięciokrotnie mniejsze, należałoby zastosować 25 mikrofonów.

Zwiększanie liczby mikrofonów jest drogą do poprawy stosunku sygnał/szum, zwłaszcza w przypadku tanich mikrofonów elektretowych, ale jest to droga niezbyt atrakcyjna. W wielu sytuacjach warto ją wykorzystać, ale trzeba też wiedzieć o innych rozwiązaniach. Otóż do „zbierania dźwięków z dalszej odległości" warto zastosować sposoby nieelektroniczne. Otóż oprócz szumów własnych, niepożądane są też dźwięki dobiegające z innych kierunków, niż źródło dźwięku, które chcemy nagrać. Dla polepszenia sytuacji trzeba zastosować mikrofony kierunkowe, które „zbierają dźwięk" tylko z jednego kierunku – ich charakterystyka ma kształt mniej czy bardziej wydłużonej maczugi. Mikrofony kierunkowe można realizować rozmaicie, na przykład z wykorzystaniem rezonatorów – pęku rur rezonansowych, albo z wykorzystaniem wklęsłych zwierciadeł, np. parabolicznych, które skupią dźwięki dobiegające z jednego kierunku. A jeszcze innym sposobem jest zastosowanie zestawu odpowiednio rozmieszczonych mikrofonów i zwykłe sumowanie ich sygnałów. W polskiej Wikipedii nie ma stosownego hasła, ale można przetłumaczyć w wyszukiwarce stronę:

https://en.wikipedia.org/wiki/Microphone_array

Przez zastosowanie zestawu mikrofonów, oprócz polepszenia stosunku sygnał/szum, można kształtować charakterystykę kierunkową, co po angielsku nazywane jest *beamforming*. Można po prostu sumować sygnały odpowiednio rozmieszczonych mikrofonów, albo inteligentnie przetwarzać oddzielnie sygnały z poszczególnych mikrofonów, co daje ogromne dodatkowe możliwości. **Fotografia M** (z Wikipedii – www.defenceimagery.mod.uk – OGL1.0) pokazuje wykorzystywany w Afganistanie wojskowy system Boomerang 3 służący do akustycznego określania pozycji przeciwnika za pomocą zestawu mikrofonów na podstawie analizy odgłosu strzałów. To są fascynujące, ale i trudne zagadnienia. Najbardziej dociekliwi mogą samodzielnie poszukać stosownych informacji wpisując w wyszukiwarkę hasło: *microphone array*.

W ramach zadania NieGra314 interesuje nas to, że można z powodzeniem wykorzystać łączenie mikrofonów, zarówno do poprawy stosunku sygnał/szum, jak i do uzyskania kierunkowej charakterystyki dzięki wykorzystaniu zależności fazowych sygnału uzyskiwanego z poszczególnych mikrofonów. W przypadku dwóch mikrofonów trudno mówić o kształtowaniu charakterystyki, można za to popełnić błędy, o których napisał jeden z uczestników *(...) dodatkowo układ dwóch mikrofonów (w zależności od odległości zamontowania ich względem siebie) będzie wprowadzał zakłócenia fazowe zależne od częstotliwości. Jeżeli wystąpi różnica w odległości/drodze od źródła dźwięku pomiędzy mikrofonami, to w zależności od częstotliwości sygnały będą się dodawać albo znosić (przykładowo dla 2 kHz i prędkości dźwięku w powietrzu długość fali to ~171 mm) co dla dźwięku o szerszym paśmie może powodować wzmacnianie jednych składowych a tłumienie innych (...)*

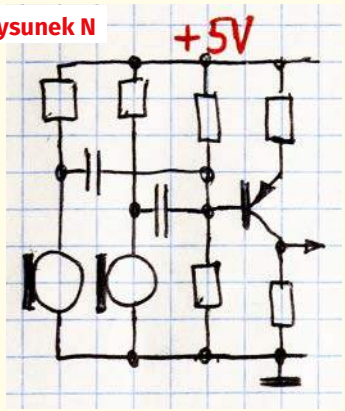


Fotografia M

Podsumujmy tę część rozważań: zastosowanie dwóch mikrofonów jest nie tylko dopuszczalne, ale wręcz korzystne. Nie powinno być żadnych kłopotów przy umieszczeniu mikrofonów tuż przy sobie, w odległości 1...2 cm i przy skierowaniu ich w tym samym kierunku.

A jeżeli można zastosować dwa mikrofony, to wracamy do szczegółów technicznych. Jeden z uczestników słusznie napisał: *(...) nieprawidłowe podłączenie równoległe mikrofonów. Każdy mikrofon podłączyłbym*

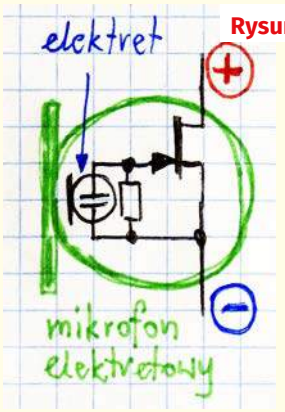
Rysunek N



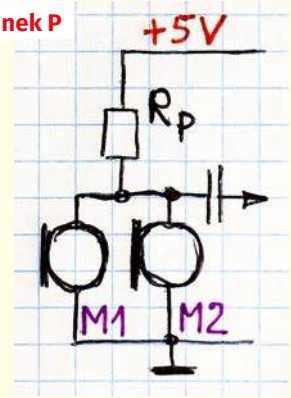
REKLAMA



eprasa.pl cc4a73eea3



Rysunek O



Rysunek P

przez kondensator 1 µF do punktu bazy T1 pomiędzy R1 i P1 (...). Czyli dwa mikrofony można byłoby dołączyć według **rysunku N**.

Dwóch uczestników zastanawiało się, czy mikrofony mają być dokładnie jednakowe, czy nie? Znów sprawa ma kilka aspektów: jeżeli jeden z mikrofonów będzie znacząco „słabszy", czyli będzie miał znacznie mniejszą czułość, niż ten drugi, to nie ma sensu go stosować, bo to tylko zwiększy szumy, zamiast je zredukować. Ogólnie biorąc, należy łączyć mikrofony o zbliżonych parametrach. Niekoniecznie dokładnie jednakowych, ale właśnie zbliżonych. Tylko jakich parametrach?

Jednak kwestia to czułość mikrofonu – czułość przetwarzania drgań akustycznych na napięcie. Ale mówimy o mikrofonach elektretowych. A one zawierają wbudowany tranzystor polowy JFET N według **rysunku O**. I tu dopiero zaczyna się interesujący temat. Zasadniczo tranzystor taki jest sterowanym źródłem prądowym, więc jego oporność dynamiczna powinna być bardzo duża. I od razu nasuwa się słuszne pytanie, czy nie wystarczy jeden wspólny rezystor według **rysunku P**. Otóż gdyby tranzystory JFET w mikrofonach były jednakowe, to na pewno tak – można byłoby zastosować jeden wspólny rezystor R_p dla obu. Tu jednak nasuwają się pytania. Po pierwsze, jaka powinna być ta jedna rezystancja R_p? Po drugie, jak to się ma do przypadku, gdy tranzystory JFET w mikrofonach nie są jednakowe?

Niestety optymalnej odpowiedzi nie ma. Można byłoby powiedzieć, że jeżeli w obwodach dla pojedynczego mikrofonu często wykorzystuje się rezystory polaryzujące o nominale 4,7kΩ, to w roli „podwójnego" R_p można zastosować wartość w przybliżeniu o połowę mniejszą, czyli 2,2kΩ. Na pewno mikrofony będą wtedy pracować, tylko czy optymalnie?

Najprawdopodobniej nie! W prostych zastosowaniach rozwiązanie takie byłoby akceptowalne, ale jeżeli mówimy o zadaniu bardzo trudnym i ambitnym, a mianowicie o „zbieraniu dźwięków z dalszej odległości", to należałoby optymalizować każdy szczegół. Nie sposób podać prostej recepty, w każdym razie należałoby sprawdzić, przy jakim prądzie i przy jakim napięciu na mikrofonie ten pracuje najlepiej. A potem zrealizować właśnie takie warunki pracy. Jednak nie jest to łatwe. Tranzystory polowe stosowane w mikrofonach elektretowych mają znacząco różne parametry. Teoretycznie obwód wyjściowy takiego tranzystora, czyli obwód drenu, powinien zachowywać się jak źródło prądowe, modulowane sygnałem akustycznym. Źródło prądowe z definicji ma bardzo dużą dynamiczną rezystancję wyjściową. Gdyby tak było, rezystancja polaryzująca R_p powinna być możliwie jak największa. Jednak zwiększanie tej rezystancji, czyli zmniejszanie prądu pracy, przesuwa punkt pracy tranzystora JFET i tranzystor przestaje być źródłem prądowym – rezystancja wyjściowa jest wtedy mniejsza. Bez dokładnego sprawdzenia szczegółów trudno określić, jakie są optymalne warunki pracy mikrofonu, czyli płynący przezeń prąd i występujące na nim napięcie.

Jeszcze inna sprawa to fundamentalne pytanie, czy cała koncepcja z rysunku B może być sensownym rozwiązaniem praktycznym?

Otóż kluczowym problemem jest stosunek sygnału do szumów. A na to ma wpływ kilka czynników. Także ten, że „mikrofony komputerowe" z reguły mają charakterystykę dookolną, a do „zbierania dźwięków z dalszej odległości" potrzebna byłaby charakterystyka kierunkowa. I to najlepiej silnie kierunkowa. W zadaniu *NieGra314* błędny jest więc sam pomysł wykorzystania przypadkowych „mikrofonów komputerowych" do realizacji bardzo trudnego zadania. No chyba, że zastosowane byłoby (paraboliczne) lustro skupiające. Amatorskie „zbieranie dźwięków z dalszej odległości" to fascynujący temat, ale wymagający znacznie więcej wysiłku, niż może sugerować schemat z rysunku B.

Za prawidłowe mogłem uznać wszystkie nadesłane rozwiązania, ponieważ w każdym trafnie został wskazany co najmniej jeden błąd. Nagrody-upominki otrzymują:

Sławomir Rogaczewski – Pelplin
Dariusz Sobczak – Sanok,
Ryszard Magdycz – Wrocław.

Wszystkich uczestników dopisuję do listy kandydatów na bezpłatne prenumeraty.

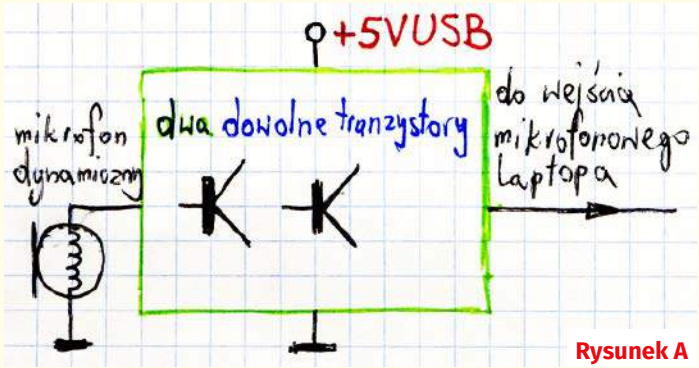
Piotr Górecki

Policz – zadanie 319

Zadanie Policz319 jest kontynuacją zadania 314, które pokazało, że nie tak łatwo jest zrobić sensowny przedwzmacniacz na jednym tranzystorze. Dlatego w następnym kroku nadal chcemy zaprojektować przedwzmacniacz mikrofonowy, tym razem zawierający dwa dowolne tranzystory (niekoniecznie bipolarne) według ogólnej idei z **rysunku A**.

W ramach zadania *Policz319* należy **zaproponować schemat przedwzmacniacza mikrofonowego na dwóch dowolnych tranzystorach.**

Zapraszam do udziału zarówno elektroników doświadczonych, jak i początkujących, którzy jeszcze nie potrafią przeanalizować wszystkich subtelności układu. Z uwagi na specyfikę zadania proszę



Rysunek A

eprasa.pl cc4a73eea3

o podawanie swojego wieku oraz miejsca nauki czy pracy.

Odpowiedź nadeślij w terminie 60 dni od ukazania się tego numeru EdW. Tytuł e-maila powinien zawierać nazwę konkursu i numer zadania oraz Twoje nazwisko (**Policz319_Nazwisko**). ***Jeżeli chcesz uczestniczyć w podziale upominków, w e-mailu podaj od razu swój adres pocztowy***. Możesz też jeszcze przysłać rozwiązanie zadania *Policz* z poprzedniego miesiąca.

Policz – rozwiązanie zadania 314

W EdW 5/2022 przedstawione było zadanie Policz314, które brzmiało: *Wracamy do podstaw. Tym razem chcemy do laptopa zaprojektować prosty przedwzmacniacz dla mikrofonu dynamicznego, zasilany napięciem +5 V (z USB). Jedynym elementem wzmacniającym ma być jeden tranzystor BC548B według* ***rysunku B****. Wzmocnienie napięciowe ma wynosić około 10× (20 dB).*

W ramach zadania Policz314 należy ***zaproponować schemat i wartości elementów****.*

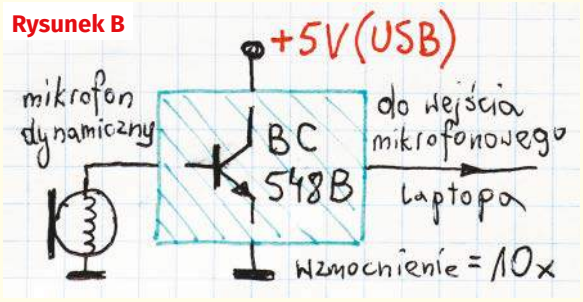
Zadanie zasadniczo nie było trudne. Jego celem było przypomnienie podstaw elektroniki i zagadnień ważnych w praktyce. I właśnie omówienie nadesłanych rozwiązań jest dobrym przypomnieniem nie tylko podstaw, ale też różnych problemów praktycznych.

Nadesłane rozwiązania zawierały podstawowe konfiguracje układowe, pokazane na **rysunku C**. Schemat z lewej strony to wzmacniacz ze wspólną bazą. Konfiguracja ta jest często wykorzystywana w technice w.cz., gdzie i na wejściu i na wyjściu mamy rezystancje 50 omów. Tu mamy próbę jej wykorzystania we wzmacniaczu mikrofonowym.

Następny schemat z potencjometrem montażowym między bazą i emiterem ma prawie wszystkie wady układu, omówionego w zadaniu *NieGra314*. Przede wszystkim trudno w kontrolowany sposób uzyskać potrzebne wzmocnienie około 10× (20 dB).

Następna wersja zawiera tranzystor i tylko dwa rezystory. Najwięcej było takich właśnie propozycji. A jeden uczestnik przysłał niepełne rozwiązanie zawierające schemat pokazany na przedostatniej pozycji. Było też kilka rozwiązań według schematu z prawej strony rysunku C. Także w wersji z równoległym łączeniem rezystorów emiterowych.

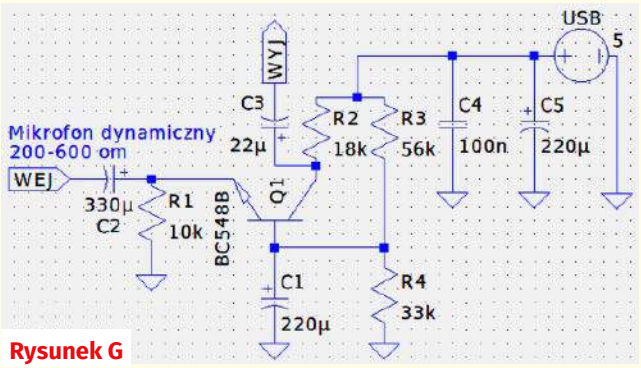
Rysunek B



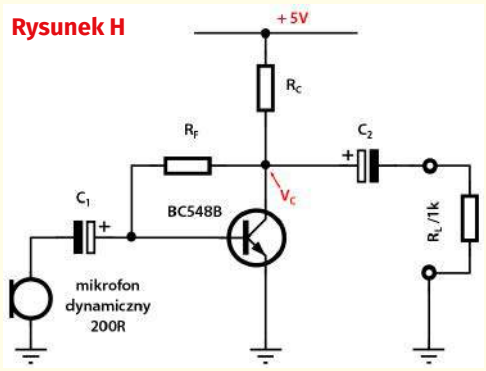
Prawie wszystkie rozwiązania zawierały wartości elementów. W niektórych pracach był opis obliczeń albo informacja, jak te wartości zostały obliczone lub uzyskane z programu czy skryptu.

W większości zaproponowane wartości wyglądały na sensowne. Jednak ludzka niedoskonałość sprawiła, że w niektórych obliczeniach pojawiły się błędy. Były to zwyczajne błędy rachunkowe. W efekcie niektóre wyliczone wartości były po prostu błędne, a Autorzy przed wysłaniem nie zastanowili się, czy takie wartości są rozsądne. Bo przecież z reguły rezystory w obwodzie bazy mają największe wartości, rezystancja w kolektorze jest zwykle mniejsza, a najmniejsze z reguły są rezystancje w obwodzie emitera. Jeżeli jest zdecydowanie inaczej, zachodzi duże prawdopodobieństwo pomyłki i warto się nad zadaniem pochylić ponownie.

I inny odwieczny „szkolny" problem: w niektórych rozwiązaniach znalazłem wartości rezystorów podane z dokładnością czterech lub więcej cyfr znaczących. W elektronice mamy rezystory o konkretnych nominałach, a z reguły stosujemy nominały z 5-procentowego szeregu E24: 10 – 11 – 12 – 13 – 15 – 16 – 18 – 20 – 22 – 24 – 27 – 30 – 33 – 36 – 39 – 43 – 47 – 51 – 56 – 62 – 68 – 75 – 82 – 91. W przypadku kondensatorów wybór nominałów jest jeszcze mniejszy, bo często jest to tylko szereg E12 (10 – 12 – 15 – 18 – 22 – 27 – 33 – 39 – 47 – 56 – 68 – 82) albo nawet E6 (0 – 15 – 22 – 33 – 47 – 68). W przypadku wielu potencjometrów montażowych mamy w szeregu tylko trzy wartości 10 – 22 – 47 albo raczej 10 – 20 – 50. Dlatego po dokonaniu obliczeń trzeba przyjąć najbliższe wartości z szeregu, by zastosować konkretny element dostępny na rynku.



Rysunek G



Rysunek H

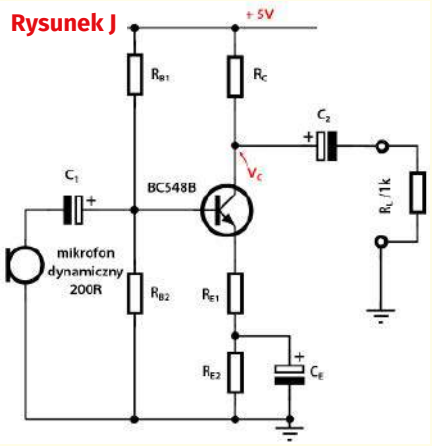
Jednak największy problem praktyczny z nadesłanymi rozwiązaniami był inny. Otóż mniej niż połowa uczestników uwzględniła rezystancję obciążenia proponowanego przedwzmacniacza, jaką jest rezystancja wejściowa gniazdka mikrofonowego laptopa. A to może wiele zmienić.

Cofnijmy się do kwestii elementarnych: tranzystor wzmacnia prąd. Najprościej biorąc prąd kolektora jest β razy większy niż prąd bazy, oczywiście podczas normalnej, liniowej pracy. A my chcemy, żeby tranzystor wzmacniał napięcie. Jeżeli tranzystor zasadniczo wzmacnia prąd, a nie napięcie, to o wzmocnieniu napięciowym zadecydują nie tylko jego parametry, ale też elementy zewnętrzne – konkretnie rezystory. Problemu ze zrozumieniem podstaw nie mają ci, który wiedzą, czym jest źródło prądowe. Otóż tranzystor (jego obwód kolektora) jest źródłem prądowym sterowanym prądem bazy.

Tak czy inaczej, najogólniej biorąc, o wzmocnieniu napięciowym decyduje stosunek rezystancji kolektorowej do rezystancji emiterowej, co w sporym uproszczeniu pokazuje

eprasa.pl cc4a73eea3

Rysunek J



rysunek D. Uproszczenie polega między innymi na tym, że już sam tranzystor zawiera jakąś niewielką rezystancję emiterową, która nie jest stała, tylko silnie zależy od prądu pracy i trochę od temperatury. W praktyce często w szereg z tą wbudowaną rezystancją emiterową włączamy dodatkową, zewnętrzną rezystancję, co ilustruje **rysunek E**. Możemy też przyjąć w przybliżeniu, że rezystancja kolektorowa jest zewnętrzna – mówimy, że to jest rezystancja obciążenia tranzystora. I tu pojawia się problem: część uczestników zapomina, że dla sygnałów zmiennych obciążeniem kolektorowym nie jest jedynie rezystor włączony w obwodzie kolektora, ale też równolegle do niego dołączona rezystancja następnego stopnia. Sytuację dla sygnałów zmiennych można przedstawić jak na **rysunku F**.

I tu doszliśmy do najpopularniejszej usterki: większość uczestników zaproponowała dużą wartość rezystora w obwodzie kolektora, powyżej 4,7 kilooma (rekordzista zaproponował 157 kiloomów). Problem właśnie w tym, że obwód kolektora jest źródłem prądowym i po dołączeniu do wyjścia niedużej rezystancji wejściowej laptopa, sygnał wyjściowy, a więc także wzmocnienie, silnie się zmniejszy.

W omawianym przypadku jest to ważne, ponieważ rezystancja wejścia mikrofonowego laptopa może mieć wartość 2 kiloomów lub nawet trochę mniej. Może też mieć trochę więcej, ale raczej nie więcej niż 10 kΩ, bo na wejściu mikrofonowym zawsze włączony jest rezystor polaryzujący którego wartość nie może być za duża, bo uniemożliwiłoby to prawidłową prace mikrofonu. Jeżeli przykładowo przedwzmacniacz o wzmocnieniu 10× miałby w obwodzie kolektora rezystor 20 kΩ, to po dołączeniu tam rezystancji obciążenia o wartości 2 kΩ, wzmocnienie zmniejszy się do wartości poniżej 1×! Układ przestanie wzmacniać, stanie się osłabiaczem.

Problem ten dotyczy wszystkich prostych wzmacniaczy, zarówno w konfiguracji wspólnego emitera, jak i wspólnej bazy. Na **rysunku G** pokazany jest przykład wzmacniacza ze wspólną bazą, gdzie też występuje ten problem.

Niektórzy uczestnicy nie zapomnieli o rezystancji wejściowej laptopa. Jeden ze stałych uczestników przyjął rezystancję mikrofonu dynamicznego 50...600 Ω, a wejściową powyżej 1 kΩ i napisał: (...) *Zadanie wcale do łatwych nie należy(...) Jak dobrać elementy układu aby pogodzić założone wzmocnienie 20 dB (×10) i osiągnąć odpowiednią impedancję wejściową i wyjściową w układzie jednotranzystorowym. Wybrałem do analizy dwa układy (...) Pierwszy (...) jest na* ***rysunku H*** *(...) to układ ze sprzężeniem kolektorowym. Dla prądu* I_C*=5 mA (...) wartości rezystorów* R_C***=49,8 Ω,*** R_E***=162 kΩ.*** *(...)Wzmocnienie określamy zależnością* $A_V=R_C/r_e$*, co w naszym przypadku daje wartość* ***49,8/5,17=9,63****. W decybelach jest to* ***19,67 dB****. (...) Tajemnicze* r_e***=26 mV/ I*** $_E$***. β=200*** *(...) Z analizy wynika, że potencjał* V_C*=4,75 V. Ponieważ mamy do czynienia z małymi sygnałami, to możemy sobie pozwolić na tak wysoki potencjał kolektora. Napięcie wyjściowe typowego mikrofonu dynamicznego obejmuje zakres od 0,017 mV do 85 mV. Tak więc przy sygnale z mikrofonu do 10...15 mV sygnał na wyjściu nie powinien być zniekształcony. A co z tymi impedancjami? (...) mamy* Z_{WEJ}***=974,9 Ω,*** Z_{WYJ}***=49,7 Ω****.*

Właściwie możemy stwierdzić, że uzyskaliśmy wynik satysfakcjonujący. Jedynie ten wysoki potencjał kolektora V_C*=4,75 V. (...) Co się stanie, kiedy podłączymy wyjście do laptopa czyli podłączymy obciążenie? Zmieni się obciążenie jakie „widzi" tranzystor. Teraz dla sygnału zmiennego obciążeniem będzie połączenie równoległe rezystora* R_C *i obciążenia* R_L *(wejście laptopa). W naszym przypadku wynik tego połączenia to 47,4 Ω. Zmiana nie jest duża i właściwie nie musimy niczego zmieniać. Teraz uzyskaliśmy wzmocnienie równe:* ***47,4/5,17=9,16****, w decybelach jest to* ***19,24 dB****.*

(...) co się stanie, kiedy będziemy chcieli uzyskać (poprawić) większą wartość impedancji wejściowej w przedstawionym układzie. Dla wcześniejszych obliczeń prąd kolektora wynosił 5 mA. Załóżmy, że chcemy uzyskać prąd kolektora 10 razy mniejszy. Musimy zwiększyć wartość rezystora R_C*, co zmniejszy prąd* I_E*, a tym samym zwiększy się wartość* r_e*. Wzrost wartości* r_e *i* R_E *skutkować będzie wzrostem impedancji* Z_{WEJ} *układu. A o to nam chodzi. Tym razem wartości rezystorów* R_C***=487 Ω,*** R_E***=1,6 MΩ****. Dla tych wartości uzyskałem* A_V***=487/50,46=9,65****, w decybelach* ***19,69 dB****.* Z_{WEJ}***=9,5 kΩ,*** Z_{WYJ}***=486,8 Ω***

Z tego widać, że radykalnie poprawiła się impedancja wejściowa, ale pogorszyła się impedancja wyjściowa. Coś za coś. A co z wypadkowym wzmocnieniem dla sygnału zmiennego? Wypadkowa wartość obciążenia w tym przypadku (R_L*=1 kΩ) wynosi 327,5 Ω. Przekłada się to na wartość wzmocnienia* ***327,5/50,46=6,49****, w decybelach* ***16,24 dB****. A to już duża zmiana. (...) Porównując (...) widać, że należałoby szukać pośredniego rozwiązania. Tak, aby poprawić wartość impedancji wejściowej, ale nie pogarszając radykalnie impedancji wyjściowej. Załóżmy tym razem prąd kolektora* I_C*=4 mA. Dla tej wartości uzyskane wyniki:* R_C***=67 Ω,*** R_E***=200 kΩ*** A_V***=67/6,42=10,44,*** *w decybelach* ***20,37 dB*** *wartość bez obciążenia* Z_{WEJ}***=1,2 kΩ,*** Z_{WYJ}***=67 Ω*** *oraz wartość wzmocnienia przy obciążeniu wyjścia dla*

Wpływ współczynnika wzmocnienia prądowego β tranzystora na wzmocnienie napięciowe układu

Tabela 1

Tranzystor	Układ z rysunku nr 1			Układ z rysunku nr 2		
	U_{WY}(mV)	U_{WE}(mV)	A_V	U_{WY}(mV)	U_{WE}(mV)	A_V
T1 β=132	96,5	13,6	7,10 (17,03dB)	147,6	13,4	11,01 (20,84dB)
T2 β=287	150,9	13,8	10,93 (20,77dB)	145,5	13,8	10,54 (20,46dB)
T3 β=433	159,4	13,9	11,47 (21,19dB)	147	13,8	10,65 (20,55)

eprasa.pl cc4a73eea3

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

Zmiana potencjału V_C kolektora tranzystora związana ze zmianą współczynnika wzmocnienia prądowego β tranzystora, w układzie rzeczywistym, (V_{CC} = 5,28V)

Tranzystor	V_C(V)
T1 β=132	5,08
T2 β=287	4,88
T3 β=433	4,85

Tabela 2

R_L=1 kΩ ***A_V=62,79/6,42=9,78****, w decybelach* ***19,80 dB****. Otrzymane wyniki dotyczą najmniej korzystnego przypadku obciążenia. (...) można [je] uznać za poprawne.*

W rozważaniach zostało przyjęte wzmocnienie prądowe β=200. W nocie aplikacyjnej dla grupy B tranzystorów BC548B jest podane, że wzmocnienie mieści się w zakresie 200...450. Spróbujmy ten ostatni przypadek obliczeń przeliczyć dla β=400. Zobaczymy co się stanie (...): ***R_C=67 Ω****,* ***R_E=402 kΩ*** ***A_V=67/6,47=10,35****, w decybelach* ***20,30 dB*** *wartość bez obciążenia* ***Z_{WEJ}=2,4 kΩ, Z_{WYJ}=67 Ω*** *oraz wartość wzmocnienia przy obciążeniu wyjścia dla R_L=1 kΩ* ***A_V=62,79/6,47=9,70****, w decybelach* ***19,74 dB****. Jak widać wzmocnienie A_V układu się nie zmieniło. Zmieniła się i to dwukrotnie impedancja wejściowa z 1,2 kΩ do 2,4 kΩ. Wynika z tego, że warto dobrać tranzystor o dużym współczynniku β.*

Wartości rezystorów dobierzemy z szeregu E96 – 1% jako najbardziej zbliżone do otrzymanych z obliczeń. Wartości pojemności C_1=22 µF i C_2=5...10 µF.

(...) przejdźmy do drugiego układu (...) [według] ***rysunku J****. [Otrzymujemy] R_{B1}=11,3 kΩ, R_{B2}=2,43 kΩ, R_C=200 Ω, R_{E1}=12 Ω (może wymagać dobrania), R_{E2}=20 Ω, C_1=22 µF, C_2=5–10 µF, C_E=1500 µuF, R_L=1 kΩ. Dla tych wartości rezystancji uzyskałem* ***$A_V=(R_C II R_L)/(r_e+R_{E1})$*** *$A_V$=166,66/16,32=10,21, w decybelach* ***20,18 dB****, wartość z uwzględnieniem obciążenia R_L=1 kΩ i rezystora R_{E1}=12 Ω. I_E=5,78 mA, r_e=4,32 Ω* ***Z_{WEJ}=1,24 kΩ, Z_{WYJ}=R_C=200 Ω***

W tym układzie również wzrost współczynnika β korzystnie powoduje wzrost impedancji wejściowej Z_{WEJ} układu (...)

Rozważania teoretyczne i obliczenia były wykonane dla przyjętych wartości impedancji mikrofonu (200 Ω) i wejścia mikrofonowego (1 kΩ) aby jak najbardziej zbliżyć się do warunków pracy układu. Postanowiłem doświadczalnie przekonać się o słuszności obliczeń i w związku z tym złożyłem na płytce stykowej oba układy. Zestawienie praktycznych układów posłużyło również do sprawdzenia jak wpłynie zmiana wsp. β tranzystora na właściwości wzmacniacza przy pozostałych nie zmienionych wartościach elementów. Dla układu z rysunku H użyłem rezystorów R_E=200 kΩ, R_C=68 Ω. Wartości elementów układu z rysunku J przyjęto jak opisano wcześniej. W ***tabeli 1*** *zestawiono wyniki pomiarów dla trzech wartości wsp. β tranzystorów.*

Ponieważ miałem problemy aby znaleźć tranzystor o wsp. β nie większym niż 200 (z grupy BC546 – BC548) zmuszony byłem użyć tranzystora 2N5551, który miałem w swoich zasobach. W tabeli występuje jako T1. Pod symbolami T2 i T3 występują tranzystory BC546B różniące się wartością wsp. β. Z porównania wartości wzmocnienia A_V wynika, że wzrost wartości wsp. β tranzystora powoduje zauważalną zmianę wzmocnienia napięciowego układu z rysunku H. Może to wymagać wstawienia rezystora emiterowego R_E za pomocą którego możemy ustawić potrzebne wzmocnienie napięciowe. (...) Praktycznie można w obwód emitera wstawić kilka rezystorów o małej wartości (włączanych np. za pomocą zworki) aby za ich pomocą ustawić potrzebne wzmocnienie w zależności od impedancji wejściowej następnego stopnia (wejścia mikrofonowego). Porównując wyniki układów z rysunków H, J widzimy, że układ z rysunku J jest zdecydowanie mniej wrażliwy na zmiany wsp. β co jest niewątpliwie zaletą tego układu. Co prawda dla tranzystora T1 w układzie z rysunku J widzimy dla najmniejszej wartości β=132 większe wzmocnienie napięciowe niż w pozostałych dwóch przypadkach, ale pewnie jest to związane z użyciem w doświadczeniu tranzystora 2N5551 zamiast BC546, który zafałszował wynik. Ale i tak rozrzut wartości jest dużo mniejszy niż dla układu z rysunku H. Również negatywną cechą układu z rysunku H (...) jest wysoki potencjał V_C kolektora, w pobliżu napięcia zasilającego. Ten potencjał ulega niewielkiej zmianie wraz ze wzrostem wsp. β tranzystora. Ilustruje to ***tabela 2*** *z wynikami pomiarów napięcia V_C. Jako źródło sygnału zamiast mikrofonu został użyty generator przebiegu sinus, f=1,2 kHz, obciążeniem był rezystor 1 kΩ, przebiegi obserwowane za pomocą oscyloskopu, napięcia zmienne mierzone za pomocą miernika TrueRMS na wejściu i wyjściu układów. (...)*

Tyle o nadesłanych rozwiązaniach zadania. Tym razem miałem poważne wątpliwości, czy za prawidłowe uznać rozwiązania nieuwzględniające oporności zewnętrznego obciążenia, czyli wejściowej rezystancji gniazda mikrofonowego laptopa. Gratulacje należą się wszystkim uczestnikom, którzy nie zapomnieli o rezystancji wejściowej laptopa! Nagrody-upominki za zadanie ***Policz314*** otrzymują:

Maciej Nikiforuk – Szczecin,
Tadeusz Susfał – Warszawa,
Remigiusz Dąbrowski – Kąty.

Wszystkich uczestników dopisuję do listy kandydatów na bezpłatne prenumeraty. ■

Piotr Górecki

REKLAMA
świat radio
Magazyn wszystkich użytkowników eteru
KRÓTKOFALARSTWO CB RADIOTECHNIKA
przejrzyj i kup na
www.ulubionykiosk.pl


eprasa.pl cc4a73eea3

Silniki indukcyjne, część 4

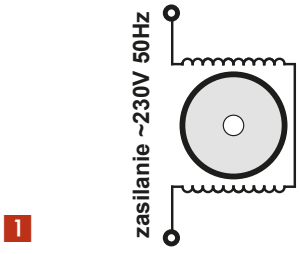
W dwóch pierwszych częściach artykułu omówiliśmy zasadę działania silników indukcyjnych, ich charakterystyki oraz wnioski dotyczące możliwości regulacji prędkości obrotowej. Ponieważ kwestia ta w większości przypadków dotyczy różnych odmian silników jednofazowych, musimy przyjrzeć się im nieco bliżej.

Silniki jednofazowe

Ogólna zasada tak zwanych jednofazowych silników indukcyjnych jest taka sama jak trójfazowych: prąd w cewkach stojana wytwarza (wirujące) pole magnetyczne. Indukuje ono napięcia i prądy w uzwojeniu (klatce) wirnika. Prądy wirnika wytwarzają własne pole magnetyczne, które oddziałuje z polem stojana. Standardowo wirnik obraca się z prędkością o kilka, najwyżej kilkanaście procent mniejszą od prędkości synchronicznej (wirowania pola wytwarzanego przez stojan).

Podstawowa różnica dotyczy sposobu wytwarzania wirującego pola. W przypadku silnika trójfazowego i przesunięcia fazy w poszczególnych fazach jest to wręcz oczywiste. Natomiast przy zasilaniu pojedynczym napięciem sinusoidalnym nie można mówić o fazie czy przesunięciu fazy.

Przytłaczająca większość tak zwanych silników *jednofazowych* to w rzeczywistości silniki *dwufazowe*, a angielskie określenie *split phase motors* kieruje uwagę na to, że następuje rozdzielenie na dwie fazy.

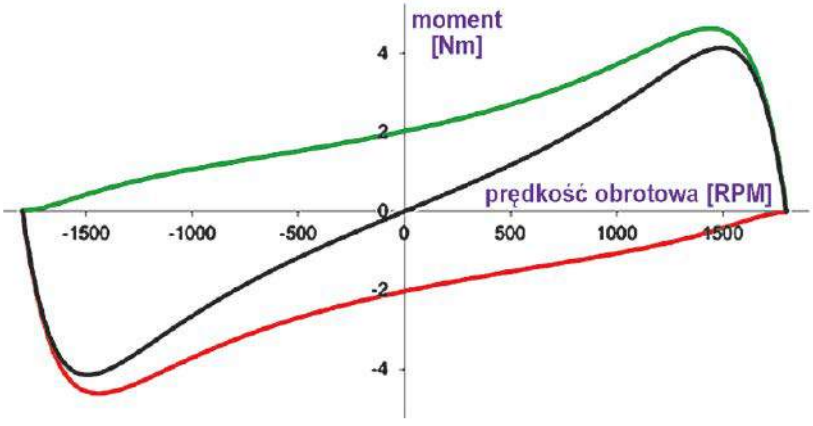


1

Ale nie musi tak być. Otóż można zbudować silnik ewidentnie jednofazowy według bardzo uproszczonego **rysunku 1**. Uzwojenie czy uzwojenia umieszczone w stojanie wytworzą pole magnetyczne, ale nie wirujące, tylko pulsujące w rytm płynącego prądu sinusoidalnie zmiennego. Podanie napięcia na taki silnik nie spowoduje, że zacznie on pracować. Będzie tylko lekko drgał i brzęczał. Pole wytwarzane przez stojan nie wiruje, tylko pulsuje. Tak, ale takie pulsowanie pola można przedstawić jako złożenie dwóch składowych, dwóch pól wirujących w przeciwnych kierunkach. Pouczające, a wręcz konieczne jest zapoznanie się z charakterystyką takiego silnika, pokazaną na **rysunku 2**. Ma ona kształt symetryczny. Krzywa zielona to moment wytwarzany przez jedną składową, a czerwona – przez drugą. Czarna krzywa to charakterystyka wypadkowa.

W spoczynku, przy zerowej prędkości obrotowej są one jednakowe, wypadkowy moment jest równy zeru i silnik nie zacznie się obracać. Co zadziwiające, taki prawdziwie jednofazowy silnik może pracować, ale trzeba go wstępnie uruchomić. Gdy wirnik zacznie się już obracać, będzie on pracował jak każdy silnik indukcyjny. Nie ma tu wyróżnionego kierunku obrotów, więc przy zasilaniu przebiegiem sinusoidalnym równie dobrze może się obracać w jednym albo drugim kierunku. Wszystko zależy, w którym kierunku zaczniemy go obracać po włączeniu zasilania.

Oczywiście praktyczna przydatność takiego „niezdecydowanego i dwukierunkowego” silnika jest co najmniej wątpliwa. Aby to zmienić, trzeba po pierwsze zapewnić, żeby silnik zaczął pracować po podaniu nań napięcia zasilania, a po drugie, żeby obracał się w jednym określonym kierunku. Można to zrobić na różne sposoby i dlatego istnieje szereg rodzajów jednofazowych silników indukcyjnych.

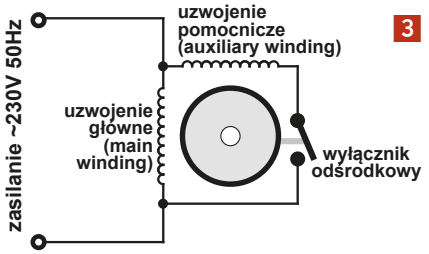


2

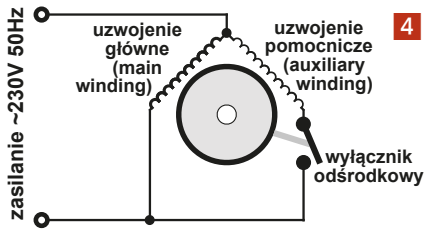
Dawniej wiele z nich było wyposażonych w wyłącznik odśrodkowy, którego styki były rozwierane po osiągnięciu około 75% nominalnej prędkości obrotowej. Był to swego rodzaju rozrusznik.

I tu mamy bodaj najprostszą koncepcję: podczas pracy silnik będzie pracował jako prawdziwie jednofazowy według rysunków 1, 2, ale rozrusznik zapewni start i określony kierunek obrotów. Aby uzyskać jednoznacznie określony kierunek obrotów, po dołączeniu zasilania trzeba wytworzyć w silniku nie pole pulsujące, tylko wirujące. Do tego posłuży uzwojenie pomocnicze (*auxiliary winding*), które tylko w czasie rozruchu wspomoże uzwojenie główne (*main winding*). Aby wytworzyć pole wirujące, po pierwsze to uzwojenie pomocnicze musi być geometrycznie przesunięte o pewien kąt. Po drugie, płynący tam prąd nie może mieć takiej samej fazy, jak prąd w uzwojeniu głównym.

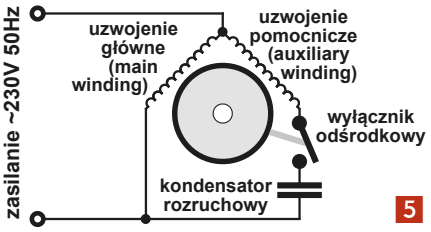
A jeżeli tak, to dlaczego istnieją silniki jednofazowe o schemacie według **rysunku 3**, gdzie nie widać możliwości przesunięcia fazy prądów płynących w obu uzwojeniach?



3

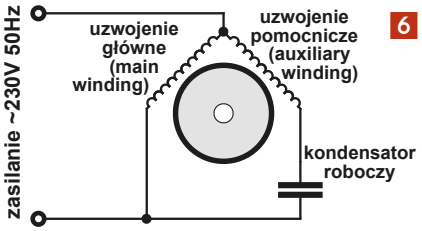


4

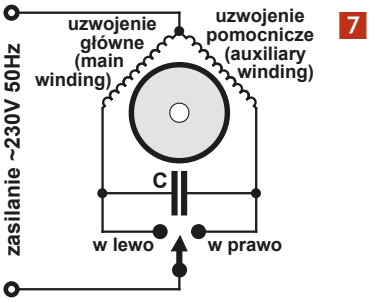


5

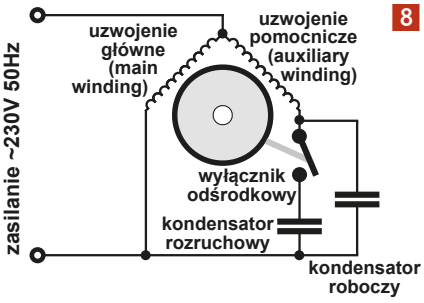
eprasa.pl cc4a73eea3



6



7



8

Odpowiedź jest zaskakująca: przesunięcie fazy jest i wynika z różnicy rezystancji i indukcyjności obu uzwojeń. Najprościej biorąc, uzwojenie główne powinno mieć możliwie małą rezystancję (gruby drut), żeby zmniejszyć straty w miedzi i możliwie dużą indukcyjność (wiele zwojów), żeby potrzebne pole magnetyczne wytworzyć już przy niedużym prądzie zmiennym (przy małej mocy biernej). Z kolei uzwojenie pomocnicze będzie włączane rzadko, więc mogłoby mieć małą indukcyjność i dużą rezystancję, jak pokazuje **rysunek 4**. Szczegóły nie są istotne. W każdym razie uzwojenia nie będą jednakowe i różny będzie w nich stosunek reaktancji indukcyjnej i rezystancji, a to spowoduje, że fazy prądów w obu uzwojeniach będą się różnić. A jeżeli różnić się będą fazy prądów, to powstanie pole wirujące w konkretnym kierunku. Po pierwsze także przy nieruchomym mierniku wytworzy to siłę (moment), co zapoczątkuje pracę silnika, po drugie wyznaczy kierunek obrotów. Wyłącznik odśrodkowy rozewrze, odłączy uzwojenie pomocnicze po osiągnięciu prędkości bliskiej nominalnej i dalej silnik będzie pracował według rysunków 1, 2.

Częściej do przesuwania fazy prądu w uzwojeniu pomocniczym wykorzystuje się kondensator. Daje to schemat silnika według **rysunku 5**. Przesunięcie fazy jest teraz silniejsze niż w wersji z rysunków 3, 4, więc można się spodziewać, że charakterystyki silnika podczas rozruchu będą lepsze. I tak jest, o czym za chwilę.

Ale najpierw inna koncepcja. W wersjach z rysunków 3...5, po zakończeniu rozruchu silnik pracuje według rysunku 1, 2, co ma też istotne wady.

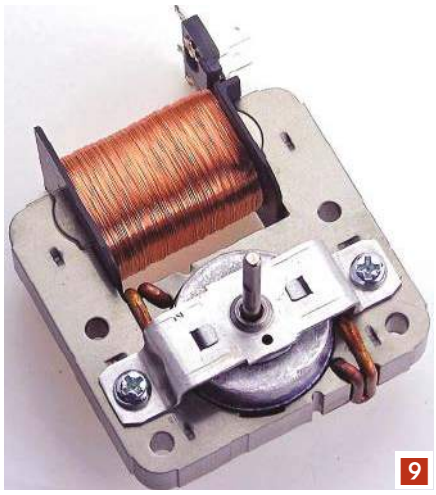
W każdym razie i tak w silniku musimy mieć dwa uzwojenia, pożądany jest kondensator rozruchowy i konieczny jest wyłącznik odśrodkowy. Ten wyłącznik odśrodkowy to pięta achillesowa tego rodzaju silników. Z kilku względów lepiej byłoby mieć silnik bez wyłącznika odśrodkowego.

I dziś przytłaczająca większość jednofazowych silników indukcyjnych nie ma „rozrusznika" w postaci wyłącznika odśrodkowego. Jego rolę na stałe przejmuje kondensator. Jak pokazuje **rysunek 6**, mamy tu silnik dwufazowy, a prąd w jednym z uzwojeń ma zdecydowanie inną fazę z uwagi na obecność kondensatora.

W niektórych takich silnikach oba uzwojenia celowo mają jednakowe parametry, co pozwala na bardzo łatwą zmianę kierunku obrotów niejako przez zamianę roli obu uzwojeń według **rysunku 7**. Tak na przykład pracują silniki prądu zmiennego w popularnych napędach bram.

W niektórych przypadkach optymalne jest zastosowanie dwóch kondensatorów według **rysunku 8**, co daje i dobre właściwości podczas startu, i późniejszej normalnej pracy.

Na koniec trzeba też wspomnieć o jeszcze jednym rodzaju jednofazowych silników indukcyjnych: ze zwartym zwojem. Mają one jedno uzwojenie, które zasadniczo wytwarza pole pulsujące według rysunku 1. Aby wytworzyć pole wirujące, zamiast uzwojenia pomocniczego, wykorzystuje się zwarty zwój (zwoje), które obejmują drobną część magnetycznego rdzenia. W zwartym zwoju indukuje się napięcie, płynie prąd, który wytwarza pole magnetyczne. I to dodatkowe pole magnetyczne ma fazę inną niż pole główne, a to powoduje powstanie pola wirującego. Przykład takiego silnika na **fotografii 9** (Aliexpress).


9

Poszczególne rozwiązania różnią się parametrami. **Rysunek 10** (wg materiałów Microchipa) pokazuje porównanie charakterystyk poszczególnych rodzajów omawianych silników.

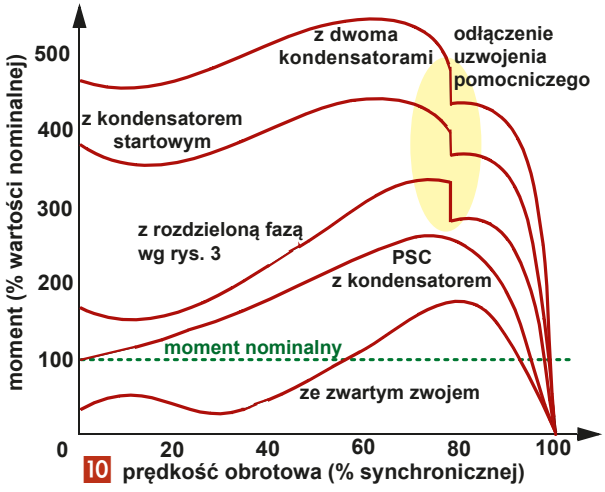
Najprostsze w budowie, ale najsłabsze, o najmniejszej sprawności, są silniki ze zwartym zwojem.

Silniki z kondensatorem, bez wyłącznika odśrodkowego, nazywane PSC (Permanent Split Capacitor), mają przeciętne parametry, ale są trwałe z uwagi właśnie na brak wyłącznika.

W domowym sprzęcie dominują te dwa rodzaje „słabszych" silników. Silniki jednofazowe z wyłącznikiem odśrodkowym mogą mieć znacznie lepsze parametry, ale hobbysta rzadko ma z nimi do czynienia. W kontekście regulacji prędkości silniki z wyłącznikiem odśrodkowym są wręcz bezużyteczne, ponieważ zmniejszenie prędkości obrotowej poniżej 75% nominalnej powoduje zwarcie wyłącznika i pracę „rozruchową" z większym momentem, zwiększającym prędkość silnika.

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. Wcześniej ustaliliśmy, że jest to możliwe za pomocą zmiany napięcia, ale tylko w przypadku niektórych obciążeń, na przykład wentylatorów czy pomp odśrodkowych. Z uwagi na obecność dwóch uzwojeń pojawiają się dodatkowe możliwości regulacji, czym zajmiemy się w następnym odcinku. ■

Piotr Górecki



10

eprasa.pl cc4a73eea3

Silniki prądu stałego, część 19

W poprzednim odcinku omawialiśmy stosunkowo proste scalone sterowniki mostkowe. Wszystkie takie mostki pozwalają zrealizować płynne sterowanie napędem i hamowaniem z wykorzystaniem PWM. W większości z nich dwa wejścia pozwalają niezależnie zmieniać stan dwóch gałęzi mostka. Program w mikroprocesorze realizuje potrzebne sekwencje stanów logicznych. Warto wiedzieć, że istnieją też bardziej złożone rozwiązania, w których zasady sterowania są jeszcze prostsze.

Przykładem może być kostka LMD18200, zawierająca mostek 55 V 3 A. **Fotografia 1** pokazuje moduł z tym układem scalonym. Po lewej stronie są wejścia sterujące. Jedno oznaczone PWM, dwa inne jakimiś chińskimi znaczkami.

We wcześniej omawianych układach przy zmianie kierunku obrotów z reguły impulsy PWM podawane są na drugą stronę mostka, więc trzeba do tego wykorzystać dwie nóżki mikroprocesora, mające możliwość wytwarzania impulsów PWM. Tutaj jest inaczej.

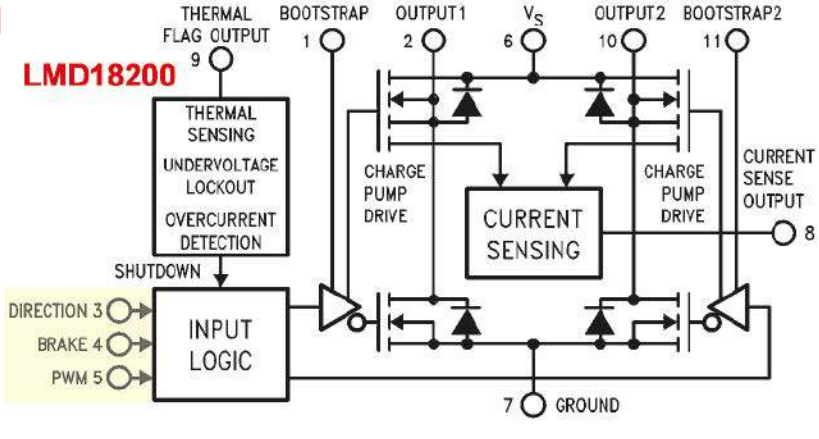
Blokowy schemat wewnętrzny układu LMD18200 pokazany jest na **rysunku 2**. Wyróżnione żółtym kolorem są trzy wejścia sterujące. Ich działanie pokazane jest na **rysunku 3**. Układ może być sterowany tak jak wcześniej omawiane kostki z dwoma równorzędnymi wejściami dla dwóch gałęzi mostka, ale tu możliwe są też bardziej interesujące sposoby. Nieprzypadkowo dwa wejścia oznaczone są PWM i DIR(ection). Na wejście PWM oczywiście podajemy impulsy o zmiennym wypełnieniu, natomiast stan wejścia DIR zgodnie z nazwa wyznacza kierunek obrotów – taki sposób sterowania wymaga użycia tylko jednego wyjścia mikroprocesora, mającego możliwość wytwarzania sygnału PWM. Taki sposób sterowania nazywany jest ***Sign/Magnitude***. Sposób pracy pokazany jest na **rysunku 4**. Wzrost współczynnika wypełnienia powoduje wzrost prędkości obrotowej w jednym albo drugim kierunku.

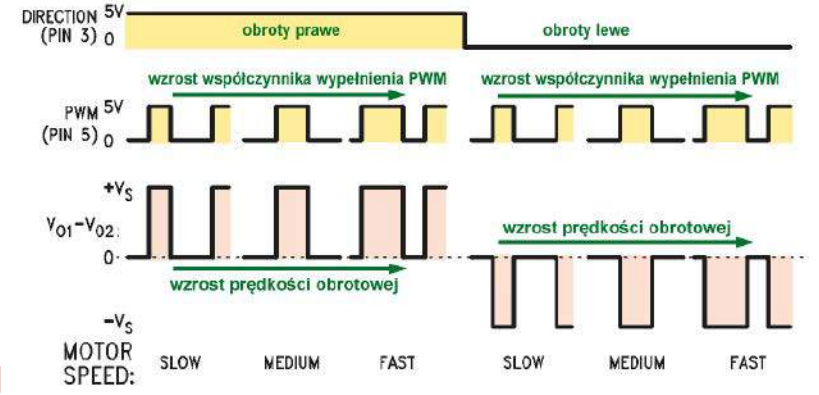
Do opisanego trybu pracy *Sign/Magnitude* wystarczyłyby dwa wejścia sterujące PWM



i DIR. Trzecie, oznaczone Brake, oczywiście może służyć do awaryjnego hamowania. Przy stanie wysokim na wejściu Brake można wyłączyć wszystkie tranzystory albo hamować silnik, otwierając tranzystory górne albo dolne. Producent zaleca hamowanie tranzystorami górnymi, które mają dodatkowo możliwość kontroli prądu i stosowne zabezpieczenie.

Z rysunku 3 wynika, że przy normalnej pracy, gdy sygnał na wejściu PWM ma stan niski, przewodzą oba górne tranzystory (*Source1, Source2*), więc prąd indukcyjności silnika zamyka się właśnie przez nie. Nie jest to przypadek. Jak widać na rysunku 2, są to MOSFET-y N z dodatkową strukturą,





3

LMD18200

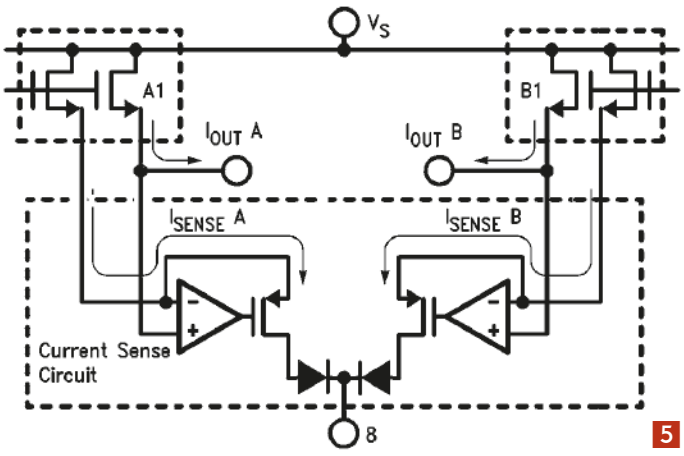
PWM	DIR	Brake	Active Output Drivers
H	H	L	Source 1, Sink 2
H	L	L	Sink 1, Source 2
L	X	L	Source 1, Source 2
H	H	H	Source 1, Source 2
H	L	H	Sink 1, Sink 2
L	X	H	NONE

pozwalającą na bieżąco kontrolować prąd (*current sensing*). Dolne tranzystory takiej możliwości nie mają, więc gdyby one były wykorzystane w czasie przerw impulsów, informacja o płynącym wtedy prądzie silnika byłaby nieodstępna.

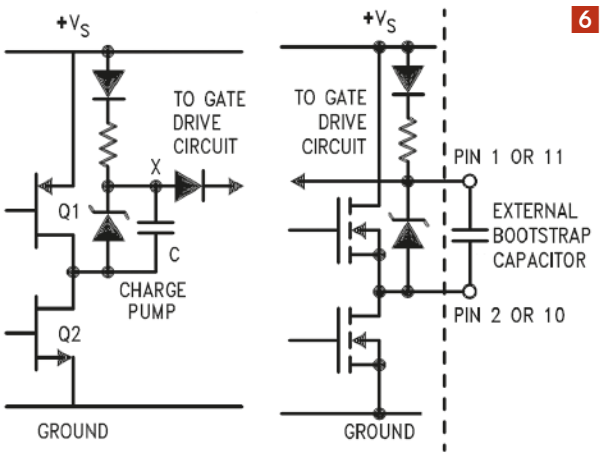
Rysunek 5 pokazuje w uproszczeniu budowę obwodów kontroli prądu górnych MOSFET-ów mostka.

Warto też zwrócić uwagę na napis *CHARGE PUMP DRIVE*, który informuje, że w kostce tej są zawarte też obwody przetwornicy pojemnościowej – pompy ładunku, która wytwarza napięcie dla wysterowania górnych MOSFET-ów N, które w stanie ustalonym musi być dodatnie względem dodatniego napięcia zasilania V_S. **Rysunek 6** pokazuje te obwody.

eprasa.pl cc4a73eea3



5



6

A teraz przypomnijmy, że w odcinku 17 wspomnieliśmy o dodatkowej możliwości, gdy podczas impulsów PWM na silniku na przemian występuje napięcie dodatnie i ujemne. Taką możliwość przewidziano w kostce LMD18200. Jest to tryb pracy nazywany ***Locked Anti-Phase Control***, czasem w skrócie ***LAP***. Jak wskazuje rysunek 3, taki tryb można bardzo łatwo zrealizować, podając na wejście oznaczone PWM (pin 5) wysoki stan logiczny (H), natomiast impulsy PWM trzeba wtedy podać na wejście DIR (pin 3).

Działanie sterownika w takim trybie ***LAP*** pokazane jest na **rysunku 7**.

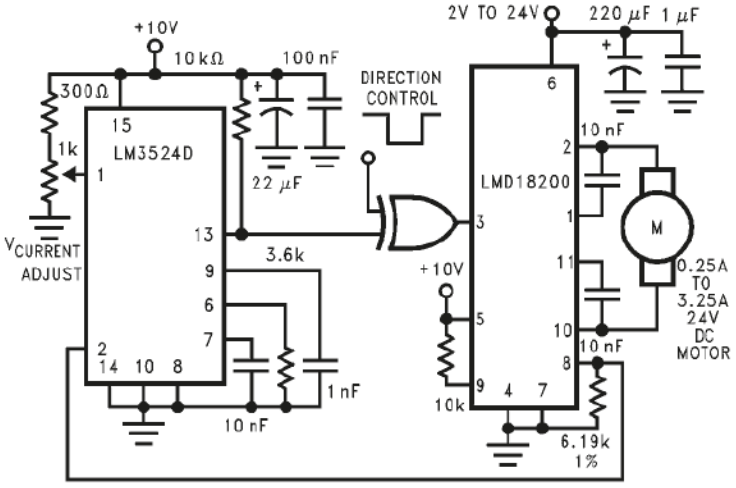
Do sterowania wystarczy wtedy jeden jedyny pin mikrokontrolera z sygnałem PWM. Silnik pozostanie w spoczynku przy wypełnieniu impulsów równym 50%. Przy zerowym wypełnieniu będzie się obracał z maksymalną prędkością w jedną stronę, a przy wypełnieniu 100% – z maksymalną prędkością w drugą stronę. Zaletą jest sterowanie za pomocą tylko jednej linii oraz dobra kontrola napędu i hamowania, co jest ważne w systemach wymagających precyzji. Na **rysunku 8** pokazany jest przykład wykorzystania bez mikroprocesora, z popularną kostką LM3524D. Warto zwrócić uwagę na sposób zmiany kierunku obrotów: za pomocą bramki EXOR.

Tego rodzaju sterowanie ***LAP*** można też łatwo zrealizować z użyciem prostszych sterowników omawianych w poprzednim odcinku. Obecnie na rynku jest wiele modułów z różnymi układami scalonymi, które mają wejścia sterujące oznaczone PWM i DIR.

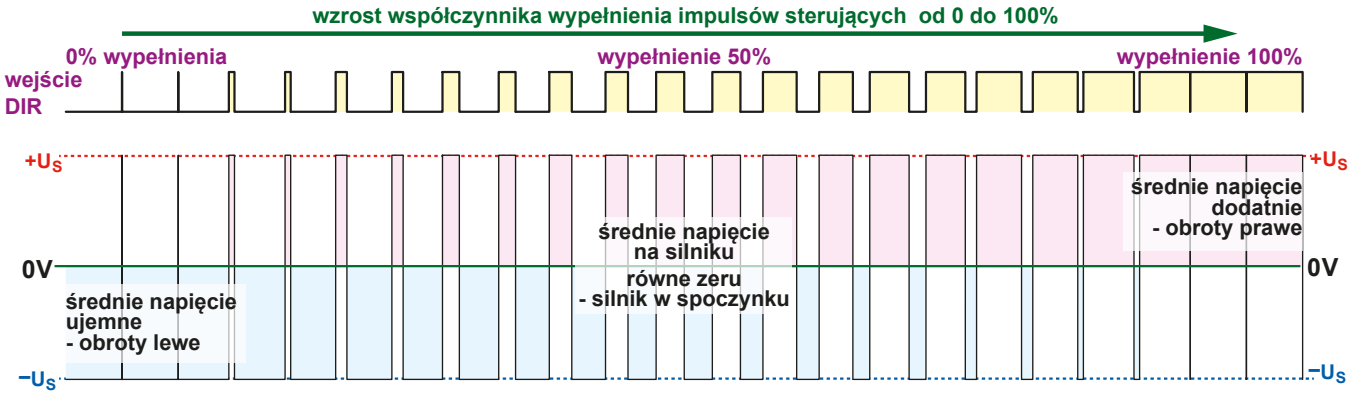
Wykorzystanie dostępnych na rynku modułów jest łatwe. W Internecie dostępne są gotowe biblioteki, realizowane głównie dla systemu Arduino. Tego rodzaju gotowce wystarczą do wielu zastosowań. Jednak trzeba mieć świadomość, że w bardziej wymagających przypadkach trzeba zastosować rozmaite rozwiązania sprzętowe, często z pomiarem prądu i prędkości obrotowej oraz odpowiednie algorytmy w programie.

Kończymy cykl dotyczący silników prądu stałego z magnesami trwałymi. Podane informacje nie wyczerpują zagadnienia sterowania silnikami. Dziś powszechnie wykorzystywane są silniki BLDC, które wymagają dedykowanych sterowników. To jednak zupełnie inna historia. ■

Piotr Górecki

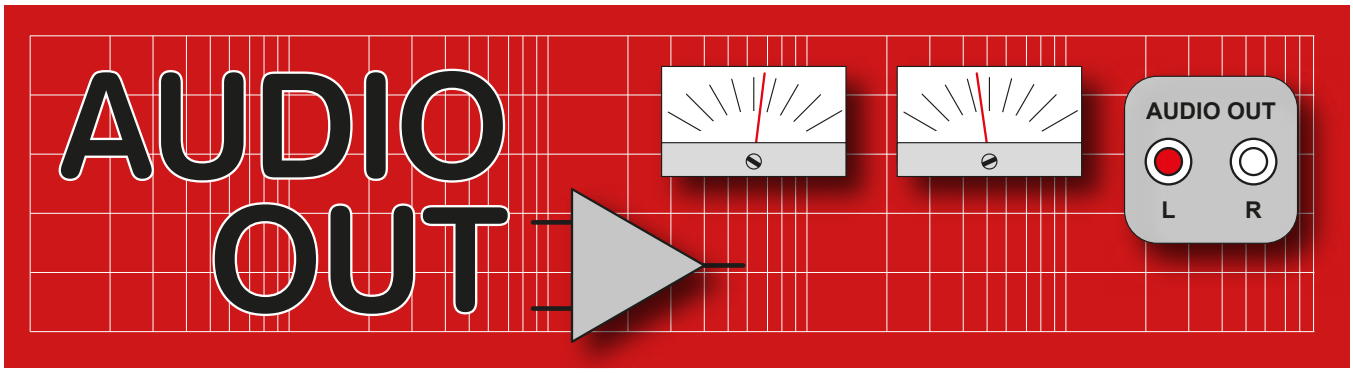


8



7

eprasa.pl cc4a73eea3

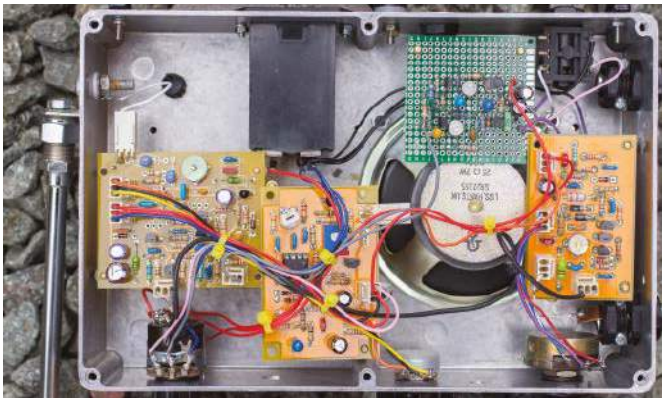


Theremin, część 3

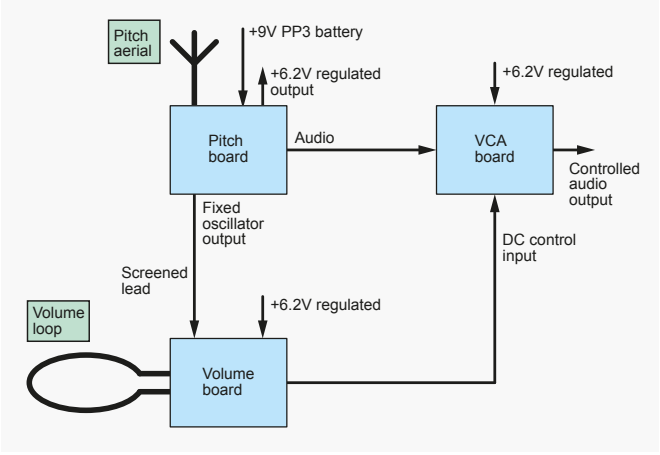
W poprzednim odcinku zbudowaliśmy główną sekcję Theremina – płytkę regulacji wysokości dźwięku. W kolejnym kroku przyjrzymy się wszystkim innym elementom, które składają się na kompletny instrument umieszczony w metalowej obudowie, jak pokazano na pierwszej stronie części 1 i powyżej na rysunku 20, gdzie przedstawiony jest rozkład jej wnętrza. Wszystkie moje układy są zaprojektowane pod kątem minimalnego zużycia energii – w tym przypadku osiągnąłem całkowity pobór prądu wynoszący jedynie 8 mA, co mam nadzieję doprowadzi w przyszłości do stworzenia taniego przyrządu zasilanego z baterii. Na płytce wysokości tonów znajduje się stabilizator Zenera 6,2 V, który jest używany do zasilania płytek głośności i VCA. (Jeśli płytka wysokości tonów jest używana samodzielnie, rezystor R1 może być zwiększony do 820 Ω).

Projektowanie płytki drukowanej układu

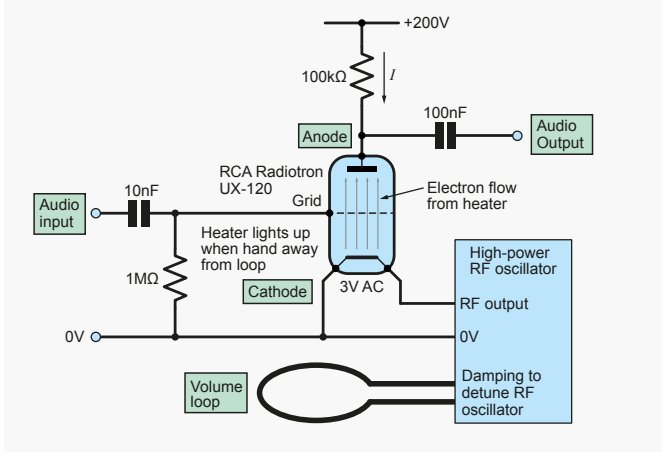
Aby zminimalizować koszty produkcji, zwykle projektuję kompletne Thereminy na jednej płytce drukowanej. Dla domowych konstruktorów korzystne jest podzielenie projektu na trzy sekcje, jak pokazano na **rysunku 21** (wysokości tonów, VCA i głośności – plus wzmacniacz i zasilacz). Jednym z powodów jest to, że ludzkie ramiona są oddalone od siebie o około 18 cali (450 mm), więc to determinuje optymalny rozstaw anten. Dobrym pomysłem jest zminimalizowanie długości przewodów od płytki do anteny. Wtedy ma sens posiadanie oddzielnej dedykowanej płytki PCB RF do każdej anteny. Buforowane wyjście stałe oscylatora jest przesyłane kablem koncentrycznym w celu wysterowania obwodu głośności. Płytkę audio VCA najlepiej umieścić w środku, aby uniknąć zakłóceń RF. Wzmacniacz mocy do wysterowania głośnika podlega zmianom w zakresie mocy wymaganej przez użytkownika. Niektórzy będą chcieli tylko 250 mW,



Rysunek 20. Theremin zamontowany w metalowej obudowie. (Zdjęcie: Harvey Rothman)

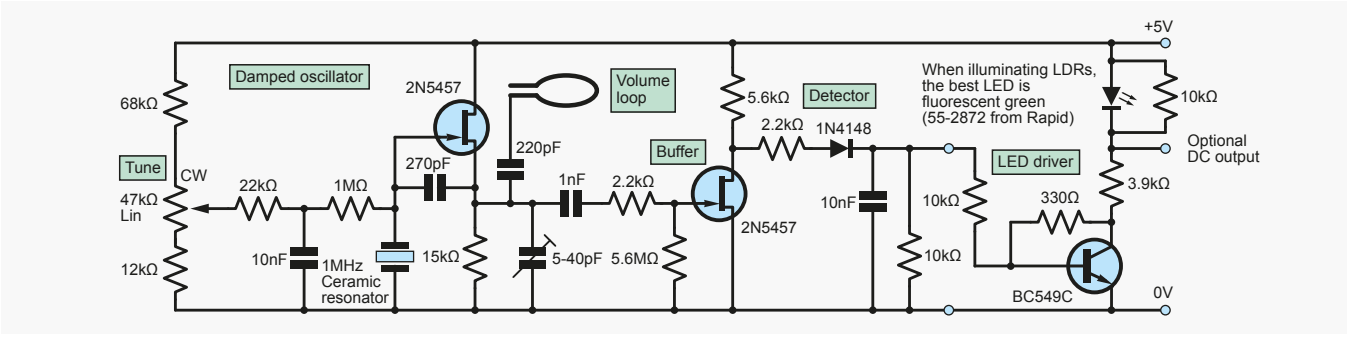


Rysunek 21. Schemat blokowy modułów płytki drukowanej kompletnego Theremina – wzmacniacz mocy i zasilacz to dodatkowe moduły.



Rysunek 22. Unikalny lampowy układ VCA Leona Theremina – im gorętsza grzałka tym większa głośność.

eprasa.pl cc4a73eea3



Rysunek 23. Stłumiony oscylator RF wytwarza napięcie sterujące, które napędza diodę LED świecącą na fotorezystor, dając możliwość regulacji głośności.

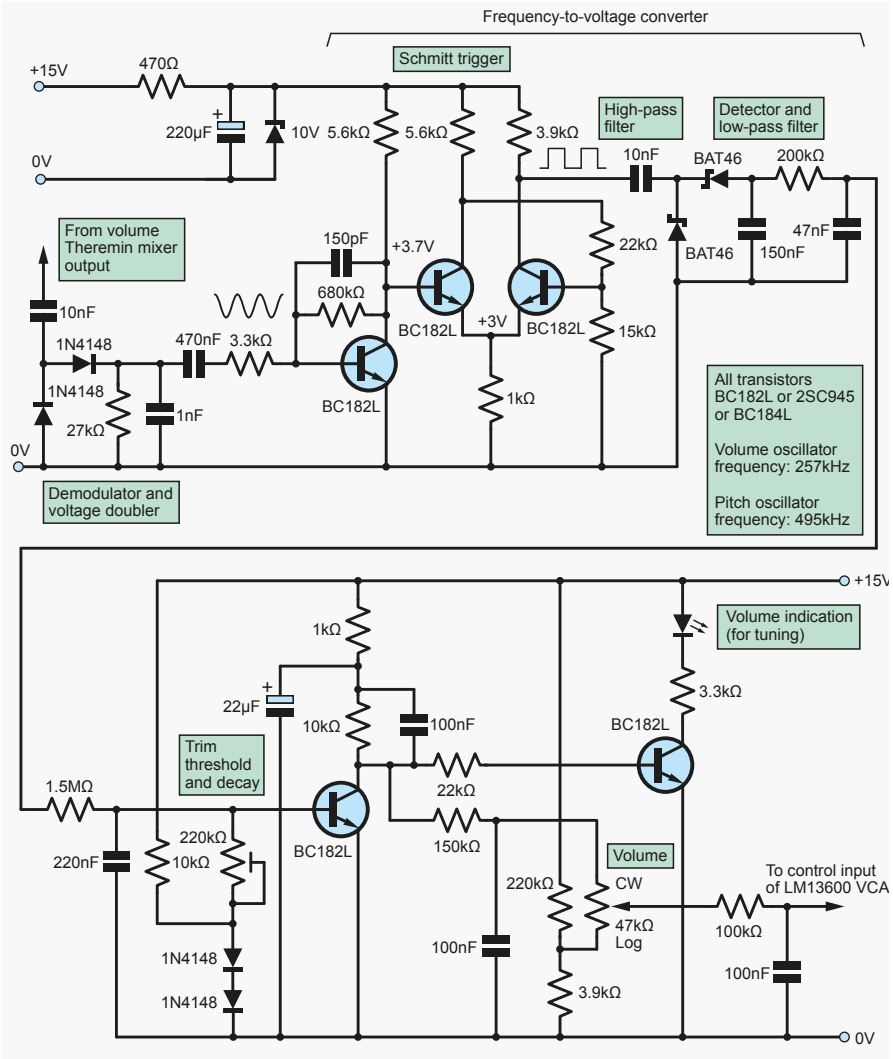
inni zaś 50 W do użytku koncertowego, ale gniazdo wyjścia liniowego do zasilania wzmacniacza gitarowego wystarczy dla większości zastosowań. Zasilacz będzie zależał od mocy potrzebnej wzmacniaczowi. Wreszcie, będąc zaangażowanym w edukację, rozmiar płytki drukowanej jest ograniczony do 80 mm długości dostępnych w studenckiej (darmowej) edycji programu Eagle CAD.

Regulacja głośności

Jedną sprawą jest regulacja tonów, drugą zaś odgrywanie melodii. Aby móc to robić, musi być również sposób na kontrolowanie głośności. Ta część Theremina jest zazwyczaj bardziej skomplikowana niż sekcja wysokości tonów. Istnieje wiele różnych podejść do tego problemu. Unikalną techniką Leona Theremina był wzmacniacz sterowany napięciem (VCA), wykorzystujący bezpośrednio podgrzewaną triodę z włóknem z torowanego wolframu. Temperatura grzałki była zmieniana w celu kontrolowania emisji elektronów, a tym samym wzmocnienia (**rysunek 22**). We wcześnie produkowanych Thereminach RCA (w latach 30.) stosowano lampę Radiotron UX-120 – lampę wyjściową audio przeznaczoną do radioodbiorników zasilanych z baterii. Napięcie grzałki było dostarczane z oscylatora częstotliwości radiowej, gdzie pojemność dłoni mogła być użyta do jego tłumienia, co powodowało zmniejszenie poziomu wyjścia. Gdy ręka została zabrana, wyjście osiągało szczyt, a grzałka przechodziła do pełnej jasności. Prowadziło to do negatywnej reakcji, charakterystycznej dla oryginalnych „klasycznych" Thereminów, gdzie głośność spada w miarę zbliżania ręki. Technika tłumionego oscylatora podobna do oscylatora GDO jest nadal w powszechnym użyciu, z tą różnicą, że teraz wyjście RF jest wykrywane przez prostownik, wygładzane i podawane do VCA lub FET. Możliwe jest naśladowanie oryginalnego pomysłu Theremina i doprowadzenie sygnału RF bezpośrednio do diody LED świecącej na fotorezystor. Układ na **rysunku 23** jest jednym z tych, których używam w moich tanich Thereminach. Został on przerobiony na małe



Rysunek 24. Samodzielny sterownik do regulacji głośności oparty na układzie z rysunku 23.



Rysunek 25. Układ regulacji głośności w Thereminie Elysian. Wyjście płytki głośności Theremina jest podawane do przetwornika częstotliwości na napięcie opartego na przerzutniku Schmitta, filtrze i prostowniku. Otrzymane w ten sposób napięcie sterujące jest następnie podawane do transkonduktancyjnego układu VCA.

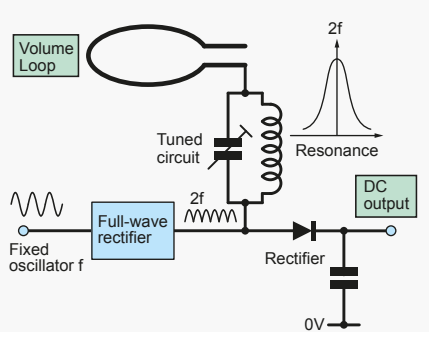
eprasa.pl cc4a73eea3



Rysunek 26. Elysian Theremin – skomplikowany, ale sprawny wykonawca.



Rysunek 29. Ukończona płytka drukowana pętli głośności Theremina – konstruktorzy muszą zamontować cewki 10 mm nad miedzianą płaszczyzną masy, aby zapobiec tłumieniu.



Rysunek 27. Układ podwajacza częstotliwości firmy Henk.

pudełko (**rysunek 24**), które można wykorzystać w Thereminach z funkcją pitch-only – wyłącznie regulacja tonów. Innym podejściem jest użycie drugiego Theremina a następnie wykonanie konwersji częstotliwości na napięcie, przed podaniem go do VCA, jak pokazano na **rysunku 25**. Jest to sposób, który według mnie daje najszerszą i najbardziej płynną kontrolę. Wykorzystałem go w moim droższym projekcie Elysian Theremin (**rysunek 26**) opisanym w wydaniu EPE z listopada/grudnia 1996 roku. Wrócimy do tego projektu, gdy przerobię płytkę drukowaną uwzględniając 20 lat ulepszeń.

Fałszywe gwizdy

Powszechnym problemem w układach głośności Theremina jest to, że jego oscylatory mogą interferować z oscylatorami obwodu regulacji tonów, powodując powstawanie gwizdów na niskim poziomie, jako że harmoniczne pochodzące ze wszystkich oscylatorów zdudniają się. Aby tego uniknąć, częstotliwości obu obwodów Theremina (cztery oscylatory) w Elysian Theremin zostały dobrane w taki sposób, aby żadna z harmonicznych nie znajdowała się w obrębie częstotliwości audio którejkolwiek z nich. Innym problemem są ruchy ręką nad płytką głośności, które również wpływają na wysokość dźwięku. Ten efekt interakcji jest wykazywany w pewnym stopniu przez wszystkie Thereminy, zwłaszcza jeśli dotykana jest pętla głośności. Istnieje rozwiązanie opracowane przez inżyniera Theremina, Tony'ego Henka w 1995 roku, w którym sygnał sterujący pętlą głośności pochodzi z oscylatora w Thereminie o stałej wysokości dźwięku. Sztuczka polega na przepuszczeniu go przez podwajacz częstotliwości. Podwojone cykle w pętli głośności powodują, że ładunek obwodu nie jest przenoszony przez ręce do anteny regulacji wysokości,

Wykaz elementów do płytki drukowanej regulatora głośności

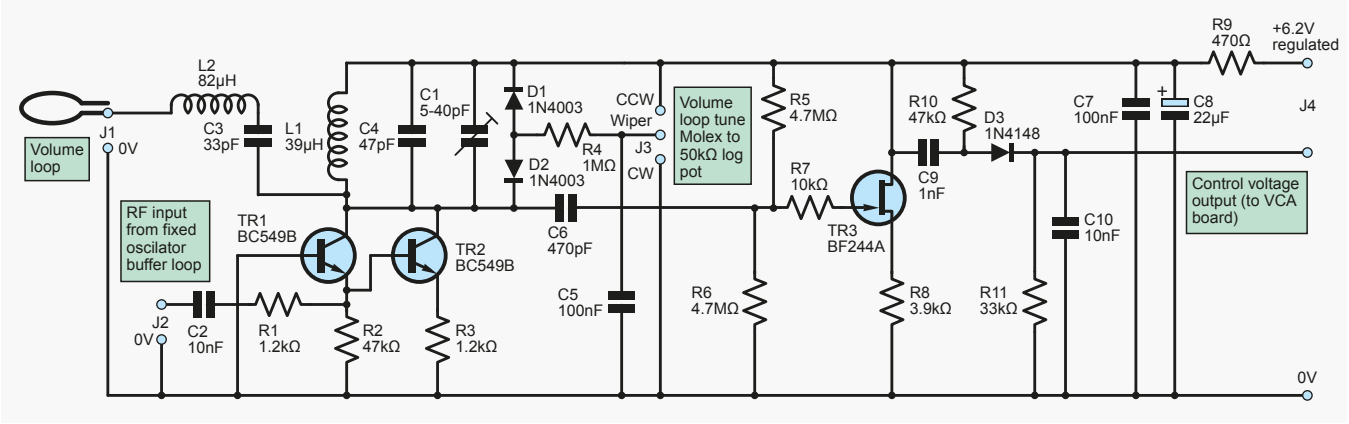
Półprzewodniki:
TR1, TR2 BC182, BC549 itd. NPN bipolarne ogólnego przeznaczenia
TR3 BF244A lub BF245A ogólnego przeznaczenia N-kanałowe JFET środkowe wyprowadzenie – bramka
D1, D2 1N4003 prostownik starego typu lub warikap
30 pF, jeśli możliwe do pozyskania
D3 1N4148

Rezystory: (wszystkie 5% 0,25 W, węglowe)
R1, R3 1,2 kΩ
R2 47 kΩ
R4 1 MΩ
R5, R6 4,7 MΩ
R7 10 kΩ
R8 3,9 kΩ
R9 470 Ω
R10 47 kΩ
R11 33 kΩ
VR1 47 kΩ potencjometr (log)

Kondensatory: (wszystkie o rastrze wyprowadzeń 5 mm/0,2 cala)
C1 3-40 pF trymer 7,5 mm (seria Mullard 808, patrz część 1)
C2, C9 10 nF X7R ceramiczny
C3 68 pF NP0 ceramiczny
C4 39 pF NP0 ceramiczny
C5, C7 100 nF X7R ceramiczne
C6 470 pF X7R ceramiczny
C8 22 µF 6,3 V lub 10 V elektrolityczny lub tantalowy

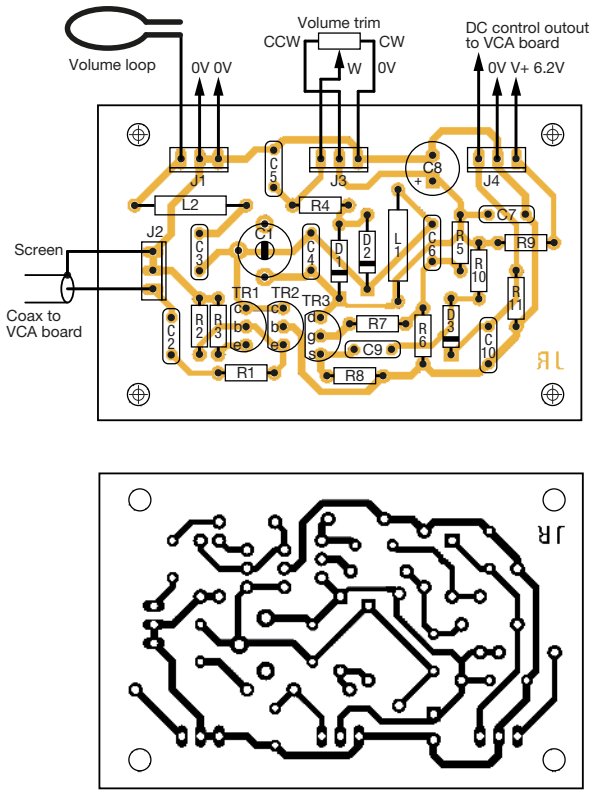
Cewki:
L1 39 µH osiowe Bourns 78F390J-RC Mouser
L2 82 µH osiowe Bourns 78F820J-RC Mouser

Różne:
Kabel koncentryczny RF o długości 480 mm/20 cali, typ nie jest krytyczny; np. RG178PE Farnell 149-071
Złącza Molex 3-pinowe, 4 sztuki
VCA

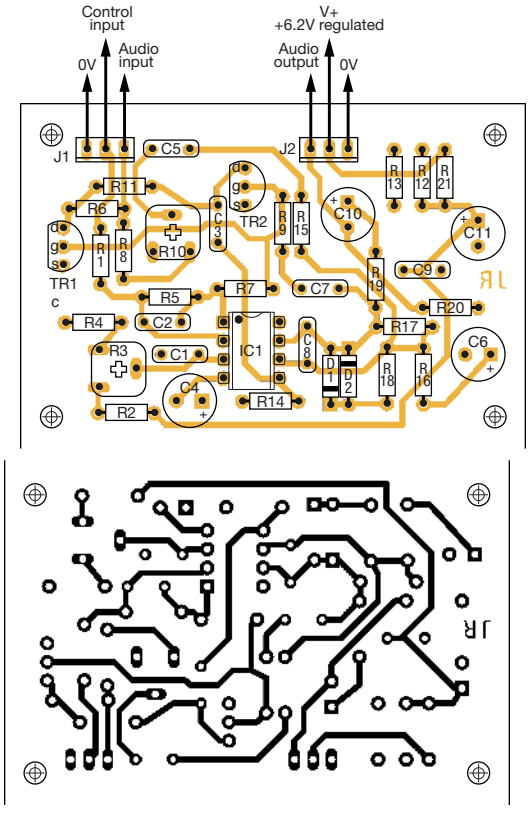


Rysunek 28. Układ płytki głośności.

eprasa.pl cc4a73eea3

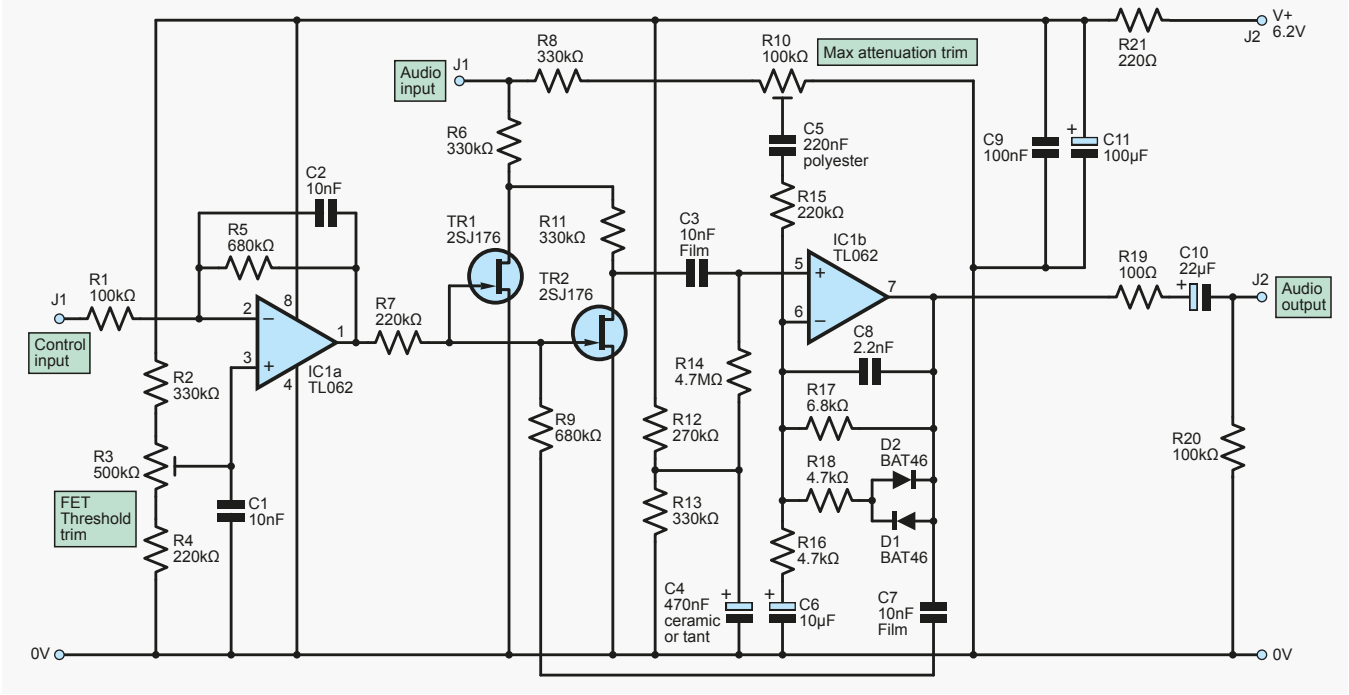


Rysunek 30. Układ regulacji głośności na płytce drukowanej



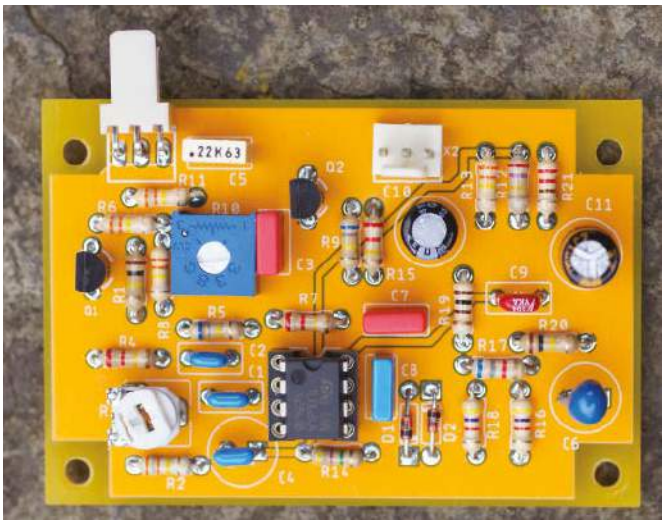
Rysunek 32. Układ JFET VCA na płytce drukowanej.

co utrzymuje stabilność wysokości dźwięku. Uniknięto również problemu niepożądanych gwizdów, ponieważ nie ma żadnych dodatkowych oscylatorów. Schemat blokowy układu pokazany jest na **rysunku 27**. Najprostszym podwajaczem częstotliwości jest prostownik pełnofalowy. Każdy inżynier wie, że tętnienia na wyjściu są dwukrotnie większe od częstotliwości wejściowej. Zwykle stosuje się wzmacniacze operacyjne i diody, które mogą być jednak powolne przy zastosowaniu w RF. Na szczęście natknąłem się na prosty układ autorstwa Petera Baxandalla w marcowym numerze Wireless World z 1973 roku, który wykorzystywał tylko dwa tranzystory. Umieszczając obwód strojony w obciążeniu kolektora zamiast rezystora, miałem działający obwód pętli głośności, który mógł być przestrajany przez efekty pojemnościowe ręki. Powstała konstrukcja jest pokazana na **rysunku 28**, wraz z niezbędnymi buforami wejściowymi i wyjściowymi.

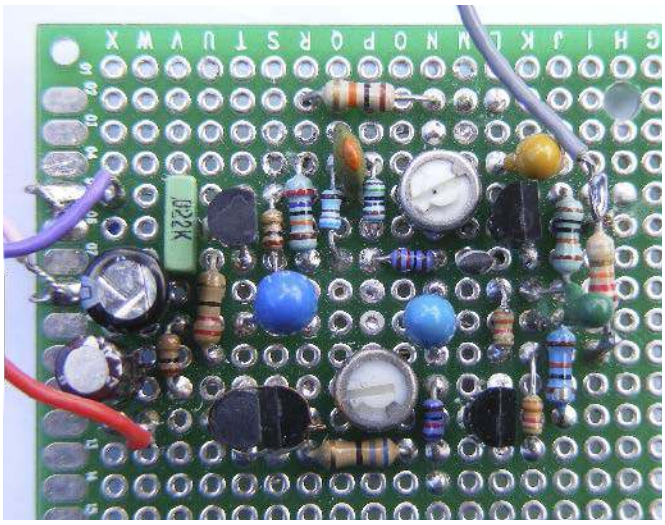


Rysunek 31. Układ JFET VCA.

eprasa.pl cc4a73eea3



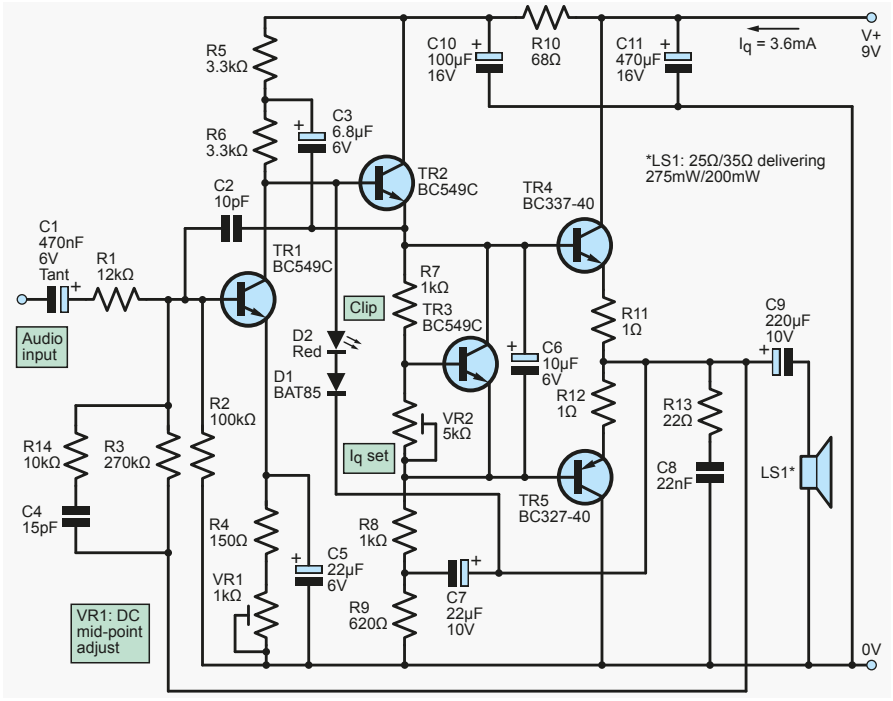
Rysunek 33. Gotowa płytka JFET VCA.



Rysunek 35. Prototyp dedykowanego wzmacniacza Theremina.

Zauważ, że „bufor wejściowy" jest buforem wyjściowym (TR4) na płytce drukowanej regulacji wysokości tonów. Najtańszym buforem w zastosowaniach RF jest wtórnik źródłowy FET. Moja pierwsza płytka drukowana obwodu płytki głośnikowej nie działała poprawnie z powodu efektu tłumienia Q przez powierzchnię masy (patrz **rysunek 29**), dopóki nie zamontowałem cewek 10 mm nad płytką. Układ płytki drukowanej pokazany jest na **rysunku 30**. Należy zwrócić uwagę, że kabel koncentryczny nie może być zaciskany do pinów złącza Molex, chyba że użyty zostanie bardzo cienki kabel Farnell wymieniony poniżej. Można go jednak przylutować.

W tej niedrogiej konstrukcji zastosuję budżetowy układ VCA, zrealizowany z JFET-ów zamiast transkonduktancyjnego wzmacniacza operacyjnego LM13700. Układ VCA, pokazany na **rysunku 31**, jest tak naprawdę sterowanym napięciem tłumikiem, który wraz z podwójnym wzmacniaczem operacyjnym tworzy kompletny system. JFET-y mają pewne dobrze znane problemy. Pierwszym z nich jest duża zmienność napięcia odcięcia. Rezystor wstępny (R3) reguluje napięcie polaryzacji bramki, aby poradzić sobie z rozrzutem napięcia odcięcia. Innym problemem są zniekształcenia spowodowane rezystancją kanału JFET-a modulowanego przez sygnał audio. Ten problem jest najbardziej widoczny, gdy głośność jest w połowie zakresu. Zniekształcenia te można zniwelować mieszając sygnał audio z sygnałem sterującym na bramce poprzez R9. Wreszcie, wszystkie JFET-y mają znaczną rezystancję włączenia, co oznacza, że w normalnych warunkach nie można całkowicie wyłączyć dźwięku. Użycie dwóch JFET-ów może ten efekt wyeliminować, a ja dodałem jeszcze jeden potencjometr (R10), aby odciąć pozostały sygnał poprzez anulowanie przeciwfazowe. Uzyskuje się to poprzez podanie niewielkiego ułamka sygnału audio na wejście odwracające bufora wyjściowego wzmacniacza IC1b. W tym układzie zastosowano elementy o kanale typu P J175/6. Kanały P są „włączone" czyli mają minimalną

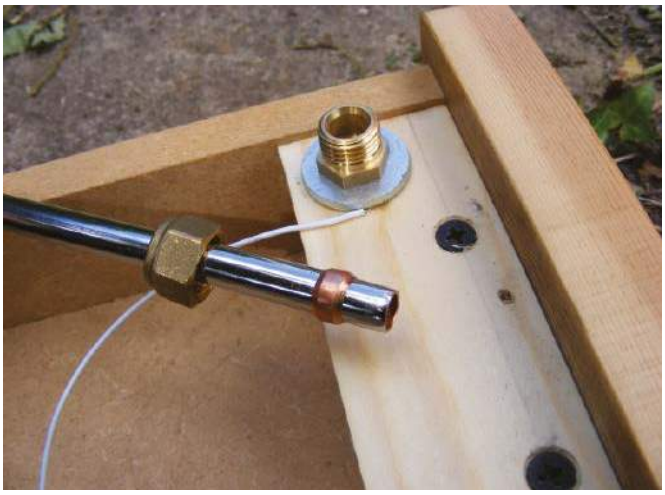


Rysunek 34. Proponowany układ wzmacniacza. Można by użyć układu TBA820 lub podobnego, ale ten wykorzystuje o połowę mniejszy prąd spoczynkowy i sam w sobie jest ciekawym układem.

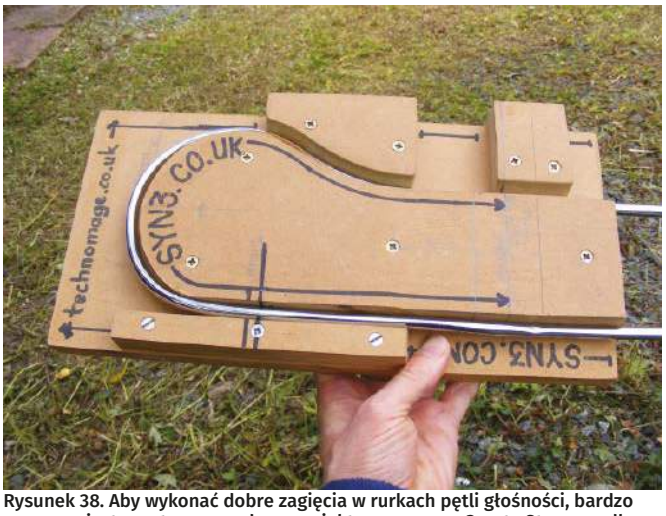


Rysunek 36. Miedziane pływaki od spłuczki toaletowej to ciekawe anteny do Theremina!

eprasa.pl cc4a73eea3



Rysunek 37. Chromowana miedziana rura do podłączenia kominka gazowego stanowi doskonały system antenowy.



Rysunek 38. Aby wykonać dobre zagięcia w rurkach pętli głośności, bardzo pomocny jest prosty przyrząd – zaprojektowany przez Granta Stevensa dla Theremin.co.uk

rezystancję, gdy napięcie polaryzacji wynosi 0 V, co daje minimalną głośność. Dodatnie napięcie powyżej ok. +2,2 V JFET nasyca się i głośność rośnie. Aby uzyskać maksymalny zakres, bramka jest polaryzowana za pomocą R9, więc dźwięk po prostu przechodzi. Gdyby pozwolono jej zejść aż do 0 V, powstałoby duże martwe pasmo na zakresie regulacji pętli głośności. Układ regulacji głośności daje pozytywną reakcję na granie; im bliżej ręka, tym głośniej. Jeśli chcemy uzyskać „klasyczną" odpowiedź Theremina, JFET-y można zastąpić N-kanałowymi MOSFET-ami, takimi jak BS170. Sterowanie FET-ami pomiędzy włączeniem i wyłączeniem jest raczej ślamazarne. Co ciekawe, użycie dwóch niedopasowanych JFET-ów poprawia to. Na marginesie, użycie VCA opartego na LM13700, jak w moim projekcie z EPE z listopada 2018, z odrobiną kształtowania napięcia sterującego da gładszą odpowiedź, odpowiednią dla większego Theremina. To ulepszenie będzie dostępne wkrótce, ale póki co prezentowany układ jest wystarczająco dobry dla mniejszych instrumentów. Jest to również przydatna płytka do limiterów audio, przełączników i zastosowań edukacyjnych. Układ pokazany jest na **rysunku 32**, a ukończona płytka na **rysunku 33**.

Wykaz elementów do płytki VCA
Półprzewodniki:
TR1, TR2 2SJ175 lub 2SJ176 JFET-y z kanałem typu P z Mousera
D1, D2 BAT86 lub BAT42 diody Schottky'ego małej mocy
IC1 TL062 lub MCP6002 FET małej mocy niskonapięciowy wzmacniacz operacyjny FET

Rezystory: (Wszystkie węglowe 0,25 W 5%)
R1, R5, R9 680 kΩ
R2, R6, R8, R11, R13 330 kΩ
R3 500 kΩ potencjometr
R4, R7, R15 220 kΩ
R10 100 kΩ potencjometr
R12 270 kΩ
R14 4,7 MΩ
R16, R18 4,7kΩ
R17 6,8 kΩ
R19 100 Ω
R20 100 kΩ

Kondensatory: (wszystkie o rastrze wyprowadzeń 5 mm/0,2 cala)
C1, C2 10 nF X7R ceramiczne
C3, C7 10 nF poliestrowe
C4 470 nF X7R ceramiczny lub tantalowy
C5 220 nF poliestrowy
C6 10 µF elektrolityczny lub tantalowy
C8 2,2 nF NP0 ceramiczny lub poliestrowy
C9 100 nF X7R ceramiczny
C10 22 µF elektrolityczny
C11 100 µF elektrolityczny

Różne:
Złącza Molex 3-pinowe, 2 sztuki
8-pinowe gniazdo DIL

Wzmacniacz wyjściowy

Maksymalny sygnał wyjściowy tego Theremina wynosi około 800 mV wartości międzyszczytowej lub 280 mV_{rms} lub –8,8 dB. Jest to wystarczające dla większości scalonych wzmacniaczy mocy, takich jak LM386, TBA820. Z zastosowanym gniazdem wyjścia liniowego jest idealny do zestawów gitarowych. Jeśli potrzebny jest minimalny pobór mocy, a względna złożoność nie jest problemem, to wzmacniacz „GULP" opisany w EPE ze stycznia 2019 będzie idealny. Oczywiście będąc entuzjastą audio nie mogłem nie zaprojektować dedykowanego małego wzmacniacza pokazanego na **rysunku 34**. Jest on o tyle nietypowy, że ma podwójny bootstraping zarówno głównych stopni wzmocnienia jak i drivera wtórnika emiterowego dla uzyskania maksymalnej efektywności. Daje on 275 mW na wyjściu przy 25 Ω, przy prądzie spoczynkowym 3,5 mA i maksymalnej głośności 40 mA. Zbudowałem prototyp, pokazany na **rysunku 35**, a za kilka miesięcy zaoferuję wersję PCB. Projekt ten zawiera wstępne ustawienia prądu spoczynkowego i punktu środkowego DC, ale kiedy już przejdziesz przez drogę budowy Theremina, korekty staną się sposobem na życie. Jeśli spieszysz się z budową tego projektu, możesz użyć płytki uniwersalnej. Poniżej lista komponentów (ale ja bym poczekał na PCB!).

'Antena' – konstrukcja i montaż

Ponieważ 'anteny' są tylko powierzchniami pojemnościowymi, nie ma krytycznego dostrajania długości fali, a ich konstrukcja i projekt jest ograniczony tylko wyobraźnią konstruktora. Użyłem nawet miedzianych kul do spłuczek toaletowych, pokazanych na **rysunku 36**. Metoda „chromowanej rury gazowo-ogniowej" spopularyzowana przez Mooga jest

Wykaz elementów dla płytki kontroli głośności Theremina
Półprzewodniki:
TR1, TR2, TR3 BC549C małosygnałowe o wysokim Hfe
TR4 BC337-40 NPN wyjście średniej mocy
TR5 BC327-40 PNP wyjście średniej mocy
D1 BAT46/42/85 dioda Schottky'ego małej mocy
LED1 niskoprądowa/wysoka jasność 3 mm czerwona dioda LED

Rezystory: (Wszystkie węglowe 0,25 W 5%)
Regulacja głośności/zasilanie (jeśli jest zamontowane) – potencjometr 5 kΩ (log) z przełącznikiem
R1 12 kΩ metalizowany
R2 100 kΩ metalizowany
R3 270 kΩ metalizowany
R4 150 Ω
R5, R6 3,3k Ω metalizowany
R7, R8 1 kΩ
R9 620 Ω
R10 68 Ω
R11, R12 1Ω
R13 22Ω
R14 10 kΩ
PR1 1 kΩ trymer w obudowie TO5
PR2 5 kΩ trymer w obudowie TO5

Kondensatory:
C1 470 nF poliester/tantal 6,3 V
C2 22 µF elektrolityczny lub tantalowy 3 V minimum
C3 6,8 µF elektrolityczny lub tantalowy 6,3 V minimum
C4 100 µF elektrolityczny
C5 22 µF 10 V elektrolityczny lub tantalowy
C6 22 nF poliestrowy
C7 220 µF 10 V elektrolityczny
C8 470 µF 16 V elektrolityczny
C9 15 pF NP0 ceramiczny
C10 8,2 pF NP0 ceramiczny

Różne:
Głośnik 16 do 50 Ω 2,5 cala/57 mm do 5 cali 120 mm z papierową membraną niskiej mocy. Użyłem EuroTec 80 mm SR27255 25 Ω 2 W z maskownicą EuroTec (obie dostępne u autora).

eprasa.pl cc4a73eea3



Rysunek 39. Anteny typu „gumowa kaczka" dla przenośnych środków łączności są dobrymi antenami do małych Thereminów. Są one zazwyczaj odłączalne dzięki podstawom z wtykami BNC.



Rysunek 40. Użyj klipsów na narzędzia do przechowywania odłączanych anten podczas transportu Theremina.

najbardziej efektywnym systemem dla dużych Thereminów (**rysunek 37** i **rysunek 38**), podczas gdy anteny typu „gumowa kaczka" działają dobrze dla mniejszych konstrukcji, takich jak Eclipse pokazany na **rysunku 39**. Oczywiście w projekcie należy uwzględnić pojemność każdej anteny. Często oznacza to dodanie lub usunięcie pojemności przez cewki. Uzyskuje się to przez regulację kondensatorów paddera C5 i C11 na płytce regulacji tonów oraz C4 na płytce regulacji głośności. Ultradźwiękowe wyjście spowodowane błędnym strojeniem jest najczęstszą przyczyną braku dźwięku w Thereminie. Zauważ, że normalnym jest, że płytka głośności reaguje na pionowe ruchy ręki, a płytka regulacji tonów na poziome. Pomaga to zminimalizować interakcję pomiędzy tymi dwoma płytkami. Płytka głośności znajduje się zazwyczaj po prawej stronie dla osób praworęcznych i jest zazwyczaj zdejmowana, często montowana w metalowych klipsach 3/8 cala, kiedy nie jest używana (**rysunek 40**). Pętla głośności może wygodnie służyć jako uchwyt do przenoszenia – patrz **rysunek 41**. Dławiki kablowe pomagają zacisnąć przewód powietrzny na miejscu, jak pokazano na **rysunku 42**. Przewody gazowe są dostępne w sklepach hydraulicznych.

Cewki obciążające

Czasami dość duże cewki umieszcza się szeregowo z płytami sterującymi. Rozszerza to zakres i sprawia, że charakterystyka sterowania jest bardziej liniowa. Zwykle tony zbliżają się do siebie gwałtownie w miarę jak ręka gracza przesuwa się w kierunku talerza. Cewki te działają jak rezonator szeregowy z anteną i sprawiają, że wydaje się ona większa. Warto eksperymentować, aby znaleźć optymalną wartość dla danej anteny i częstotliwości oscylatora. Istotne jest, aby cewki ładujące miały minimalną pojemność własną. Moog używał drogich cewek Millera (obecnie produkowanych przez Bournsa) w swoim Etherwave Theremin, jak pokazano na **rysunku 43**. Ja znalazłem długofalową antenę z prętów ferrytowych i kilka szeregowo połączonych mniejszych cewek, które działają dobrze.

Interferencje

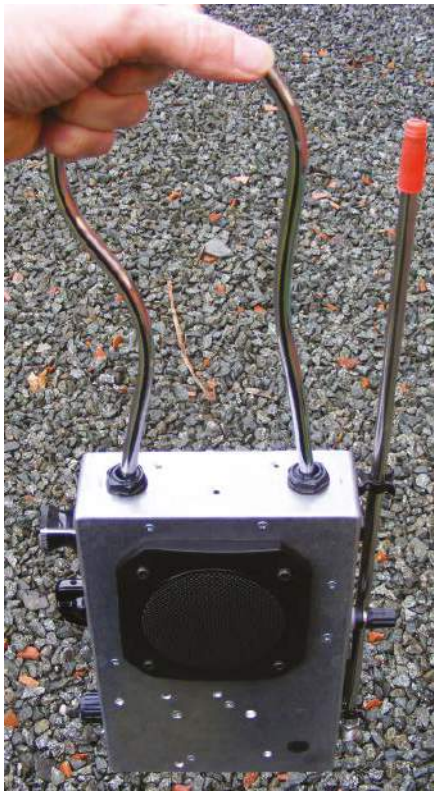
Cewki ładujące pomagają również blokować zakłócenia RF pochodzące z telefonów komórkowych i zasilaczy impulsowych, które mogą powodować spustoszenie w Thereminach. Podczas poważnych występów zazwyczaj trzeba prosić ludzi o wyłączenie telefonów. Pomaga również uruchomienie oscylatorów na wyższej mocy. W Elysian Theremin uruchamiam oscylatory na szynie 15 V. Pozwala to również na zastosowanie tranzystorów oscylatorów BC182L. Można pomyśleć, że same Thereminy mogą powodować zakłócenia. Zauważyłem, że mogą powodować gwizd na radiach AM, jeśli są umieszczone w odległości kilku stóp, ale ponieważ są to generatory sinusoidy o niskiej mocy, nie powodują żadnych problemów. Wziąłem Etherwave Theremin i przeprowadziłem na nim pełny test CE w pomieszczeniu EMC Uniwersytetu Południowej Walii i był on znacznie poniżej kłopotliwych progów.

Obudowa

Zwykle do Thereminów używa się nieprzewodzącej elektrycznie plastikowej lub drewnianej obudowy, ponieważ bliskość uziemionych struktur wpływa na strojenie. Zaskakujące jest to, że w Thereminie można zastosować metalową obudowę, ale tylko wtedy, gdy uwzględni się jej dodatkową pojemność i odpowiednio ją uziemi. Jest to łatwe do wykonania, jeśli urządzenie jest zasilane z sieci brytyjskiej. Jeśli rozważana jest praca na baterii, konieczne jest zastosowanie zacisku uziemiającego dla obudowy. W przypadku Thereminów ręcznych, metalowa obudowa może być użyta jako wygodny sposób uziemienia ciała grającego, dając zwiększony zakres – patrz **rysunek 44**.

Zasilanie

Thereminy są pod wieloma względami podobne do starych radioodbiorników AM i są również wrażliwe na zakłócenia związane

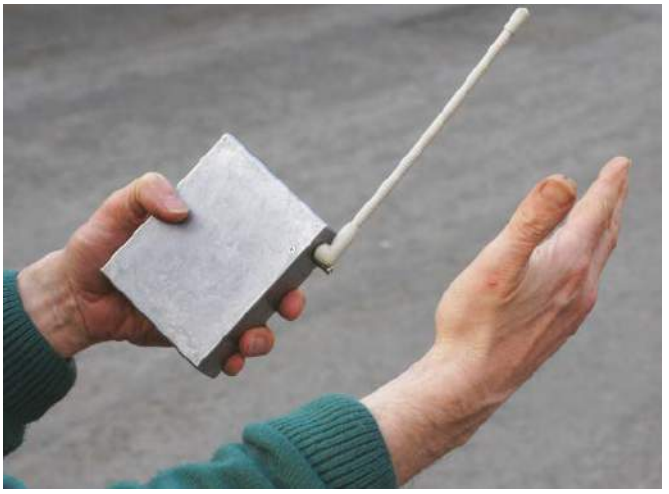


Rysunek 41. Pętla głośności Theremina pełni rolę uchwytu.

eprasa.pl cc4a73eea3



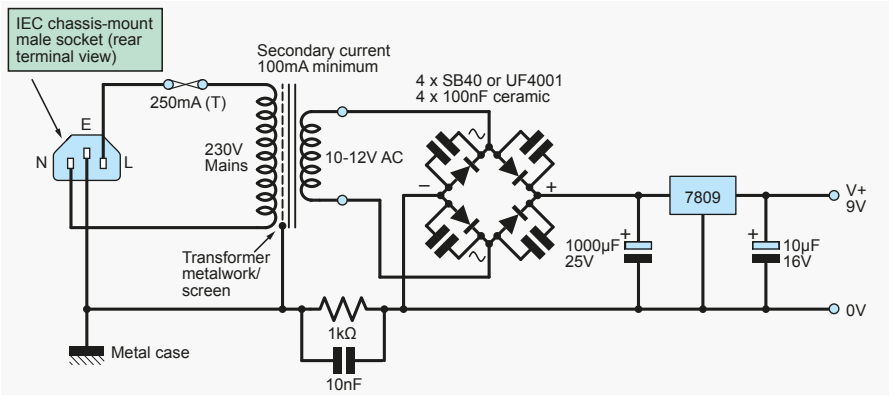
Rysunek 42. Dławiki kablowe to świetny sposób na zamocowanie rurki antenowej. Zwróć uwagę na technikę zaciskania łatwego do lutowania paska miedzianego w dobrym kontakcie elektrycznym z trudną do lutowania chromowaną rurą miedzianą.



Rysunek 44. Metalowa obudowa zapewnia doskonałą ścieżkę uziemienia w przypadku ręcznych Thereminów posiadających wyłącznie regulację tonów (zdjęcie: dzięki Harveyowi Rothmanowi)



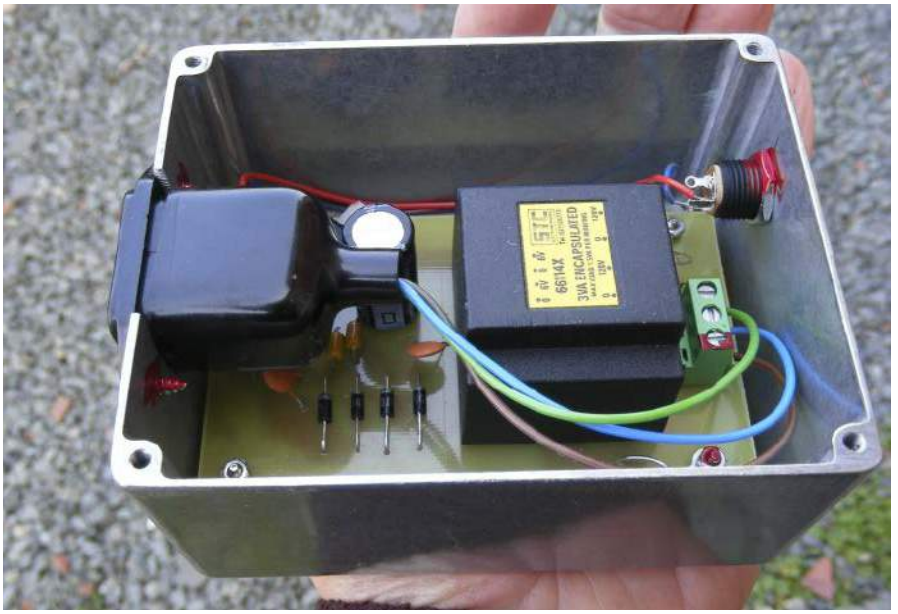
Rysunek 43. Cewki firmy Miller Bourns mają minimalną pojemność własną i stanowią doskonałe cewki obciążeniowe.



Rysunek 45. Właściwy układ zasilający Theremin. Zwróć uwagę na użycie diod Schottky'ego z kondensatorami tłumiącymi w celu redukcji emisji RF modulowanej szumem.

z zasilaniem impulsowym. Przepisy CE nie obejmują zakłóceń poniżej 1 MHz, więc w tym przypadku należy wykonać dedykowany zasilacz do Theremina. Użycie zwykłego zasilacza DC wtyczkowego spowoduje tylko straszny szum modulacyjny. Takie zasilacze nie mają również uziemienia (są pływające) i w związku z tym sprzęgają pojemnościowo zakłócenia sieciowe, powodując przypadkowe szumy w dźwiękach. Konieczne jest więc obejście każdej diody w mostku prostowniczym kondensatorami w celu zmniejszenia szumów przełączania RF. Jeśli zastosuje się diody Schottky'ego lub diody szybkie, szum RF jest redukowany jeszcze bardziej. Theremin będzie pracował na baterii 9 V, co jest jednym ze sposobów obejścia problemów z zasilaniem. Jeśli zasilacz znajduje się w tej samej obudowie co Theremin, konieczne będzie zastosowanie transformatora toroidalnego o niskim polu magnetycznym. Odpowiedni układ pokazano na **rysunku 45**, a gotowe urządzenie na **rysunku 46**. Odpowiednią płytkę zasilacza sieciowego (wraz z omówionym wyżej dedykowanym wzmacniaczem) przedstawię w następnych odcinkach. ■

Jake Rothman



Rysunek 46. Układ zasilający Theremina.

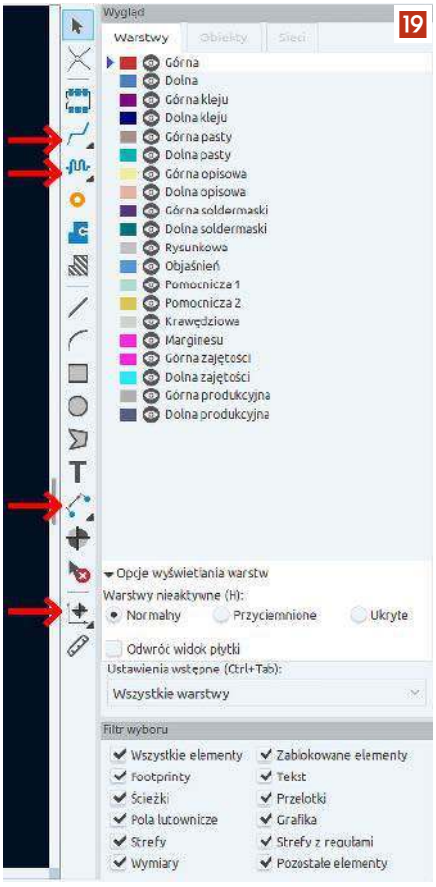
Ten artykuł był wcześniej opublikowany na łamach „Practical Electronics", sierpień 2019 (www.epemag3.com)

eprasa.pl cc4a73eea3

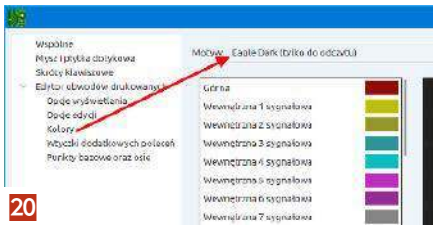
KiCad 6, część 2. Pcbnew

W drugiej części tego kursu zajmiemy się nowościami w edytorze płytek drukowanych Pcbnew.

Po uruchomieniu tego edytora widzimy mocno rozbudowany prawy panel Pcbnew widoczny na **rysunku 19**. Czerwone strzałki wskazują ikony narzędzi, które oferują dodatkowe funkcjonalności jeśli przytrzymamy na nich dłużej wciśnięty lewy klawisz myszki. Panel z rysunku 19 podzielony został na trzy zakładki – **Warstwy**, **Obiekty** i **Sieci**. W zakładce Warstwy mamy listę dostępnych w projekcie warstw płytki drukowanej. Kliknięcie na ikonce oczka włącza wyświetlanie danej warstwy. Dwukrotne kliknięcie lewym klawiszem lub kliknięcie środkowym klawiszem myszki na kolorowym kwadracie danej warstwy wyświetla informację o możliwości zmiany ustawień kolorów w Pcbnew. Zmian kolorów dokonuje się w oknie ustawień Pcbnew widocznym na **rysunku 20**, które można wywołać z menu **Ustawienia → Preferencje...** W oknie tym można wybierać z rozwijanej listy zdefiniowane motywy kolorów, które są tylko do odczytu. Możemy też zdefiniować własne motywy. Odpowiednia opcja znajduje się w rozwijanej liście motywów. Klikając

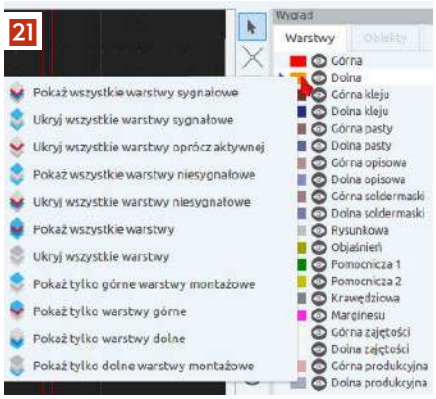


19



20

na kolorowych kwadratach przy nazwach warstw możemy zmieniać kolory. Wprowadzone zmiany widoczne są w oknie podglądu nie widocznym na rysunku 20 z uwagi na dużą szerokość tego okna. W ten sam sposób możemy zmieniać kolory w Eeschema. Klikając prawym klawiszem myszki na liście warstw możemy zarządzać ich wyświetlaniem co widoczne jest na **rysunku 21**. Poniżej listy warstw mamy **Opcje wyświetlania warstw**, gdzie możemy wybrać sposób wyświetlania warstw – normalne, przyciemnione i ukryte. Rozwijana lista **Ustawienia wstępne** pozwala szybko przełączać się pomiędzy zdefiniowanymi opcjami wyświetlania obiektów na projektowanej płytce co zwiększa przejrzystość projektowanej płytki przez ukrycie wybranych obiektów, na przykład obiektów tekstowych. Na samym dole panelu mamy ramkę **Filtr wyboru**. Umożliwia ona wybranie jakie obiekty na płytce drukowanej chcemy edytować. Jeśli zaznaczymy na przykład pole Ścieżki i otworzymy menu kontekstowe myszki to jego zawartość będzie dopasowana do opcji związanych z edycją ścieżek, ponieważ zaznaczając opcję Ścieżki poinformowaliśmy edytor Pcbnew, że w tym momencie interesuje nas tylko edycja ścieżek. Analogicznie jest dla innych obiektów na płytce. Ponadto wyłączając w ramce Filtr wyboru wybrany obiekt, na przykład footprinty, nie mamy możliwości jego edycji, co zapobiega

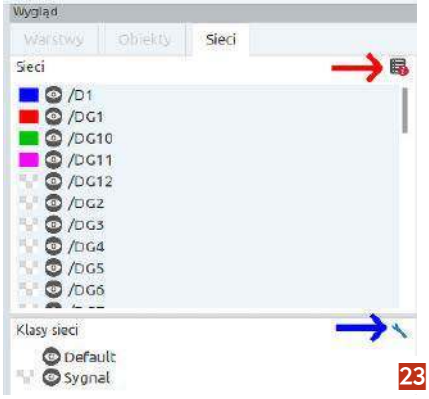


21



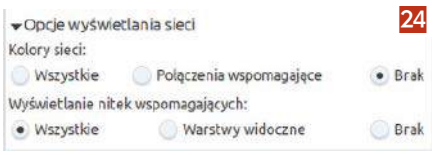
22

przypadkowej zmianie położenia footprintów na projektowanej płytce. **Rysunek 22** przedstawia zakładkę **Obiekty**, gdzie mamy możliwość włączenia ikonką oczka wyświetlania obiektów i informacji na płytce drukowanej. Suwaki widoczne przy pierwszych czterech pozycjach umożliwiają płynne przyciemnianie wybranych obiektów na płytce, na przykład ścieżek. W zakładce obiekty możemy zmieniać kolory warstw w opisany wcześniej sposób. Zakładka **Sieci** widoczna na **rysunku 23** zawiera listę sieci. Kliknięcie na ikonce oczka przy nazwie sieci ukrywa linię połączeń wspomagających przypisaną wybranej sieci. Kliknięcie prawym klawiszem myszki na kwadracikach przy ikonce oczka umożliwia przypisanie wybranego koloru dla linii wspomagającej trasowanie ścieżek oraz dla poszczególnych ścieżek. Widoczne jest to przy



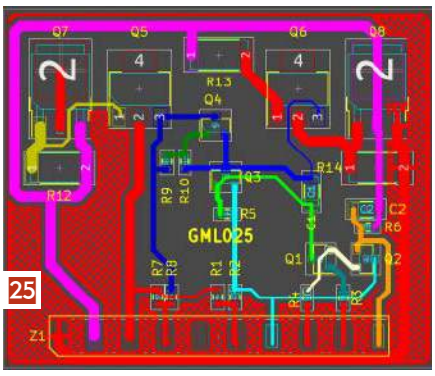
23

eprasa.pl cc4a73eea3

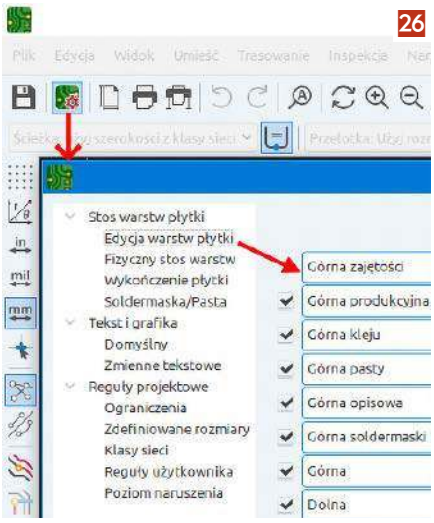


24

pierwszych czterech sieciach na rysunku 23. Kliknięcie na ikonce wskazanej czerwoną strzałką na rysunku 23 wywołuje okno inspekcji sieci. Natomiast ikonka wskazana niebieską strzałką w polu **Klasy sieci** wywołuje okno ustawień klas sieci. Jeśli zdecydujemy się na zmianę kolorów w zakładce Obiekty to pod listą klas sieci pojawią się **Opcje wyświetlania sieci** widoczne na **rysunku 24**, gdzie mamy możliwość wyboru czy indywidualne przypisania kolorów dla poszczególnych sieci i linii wspomagających projektowanie mają być wyświetlane. Funkcjonalność ta może ułatwić projektowanie skomplikowanych płytek, a efekt jej działania widzimy na **rysunku 25**. Zapewne zwróciliście uwagę na rysunku 19, że warstwy płytki drukowanej mają polskie nazwy. Można je zdefiniować w **Ustawieniach projektowych płytki**, które wywołujemy ikonką widoczną na **rysunku 26**. W oknie tym w odnośniku **Edycja warstw płytki**, możemy nie tylko zmienić nazwy warstw na polskie, ale również wyłączyć wyświetlanie warstw z których nie korzystamy, na przykład w przypadku płytki jednowarstwowej. Z kolei odnośnik **Tekst i grafika** umożliwia zdefiniowanie rozmiarów obiektów graficznych takich jak tekst i linie obiektów na płytce drukowanej. Odnośnik **Reguły projektowe** umożliwia zdefiniowanie różnego rodzaju reguł i ograniczeń na płytce drukowanej, jak występowanie przelotek ślepych i zagrzebanych, mikroprzelotek oraz minimalnych odstępów między obiektami na płytce. Odnośnik **Zdefiniowane rozmiary** umożliwia zdefiniowanie szerokości ścieżek, rozmiar przelotek oraz parametrów par różnicowych. **Klasy sieci** umożliwiają zdefiniowanie odpowiednich parametrów (klas) połączeń i przypisanie ich do określonych sieci. Dzięki temu podczas trasowania połączeń na płytce do określonych

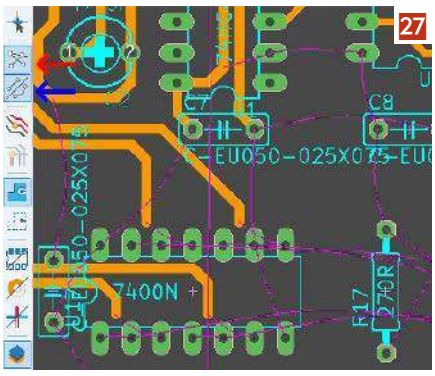


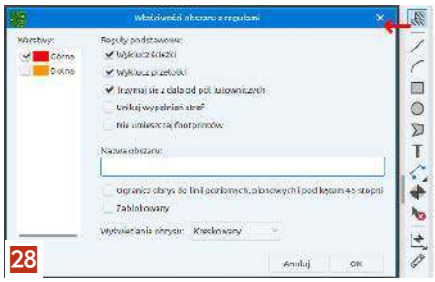
25



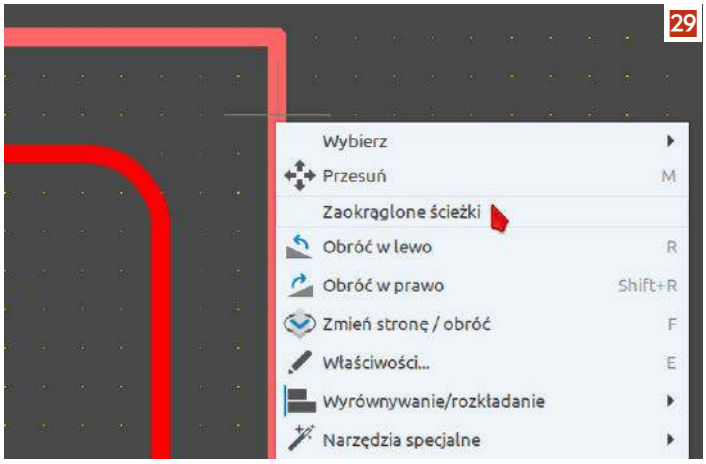
26

sieci będą przypisane zdefiniowane szerokości ścieżek bez konieczności ich ręcznego wyboru. Odnośniki **Reguły użytkownika** umożliwiają zdefiniowanie reguł projektowych użytkownika, a odnośnik **Poziom naruszenia** umożliwia ustawienie rodzaju ostrzeżeń w przypadku naruszenia zdefiniowanych reguł. Następną nowością są „krzywe" linie wspomagające projektowanie. Były one dostępne w starszych wersjach Pcbnew. Jednak były one wyświetlane w postaci linii prostych. Obecnie mogą być one wyświetlane w postaci linii krzywych, co widzimy na **rysunku 27**. Przełączanie odbywa się przyciskami wskazanymi przez czerwoną i niebieską strzałkę na rysunku 27. W przypadku projektów bardzo rozbudowanych płytek drukowanych, może to poprawić czytelność tych płytek na etapie ich projektowania. Nowością


27


28

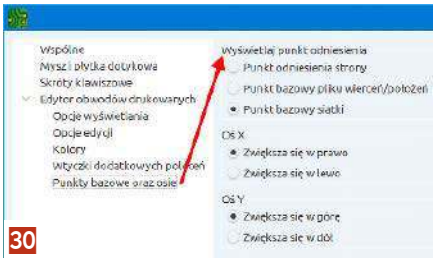
w Pcbnew jest dodawanie tak zwanych stref wykluczeń w oknie widocznym na **rysunku 28**. Narzędzie to umożliwia zdefiniowanie na płytce drukowanej obszarów na wybranych warstwach, gdzie nie będzie można na przykład prowadzić ścieżek. Funkcja ta może mieć zastosowanie w przypadku obwodów wysokonapięciowych, które w ten sposób możemy odseparować od obwodów niskonapięciowych na projektowanej płytce drukowanej. Drobną zmianą jest też możliwość zaokrąglania narożników ścieżek załamanych pod kątem 45°. W tym celu należy zaznaczyć oba odcinki ścieżki, której narożnik chcemy zaokrąglić.



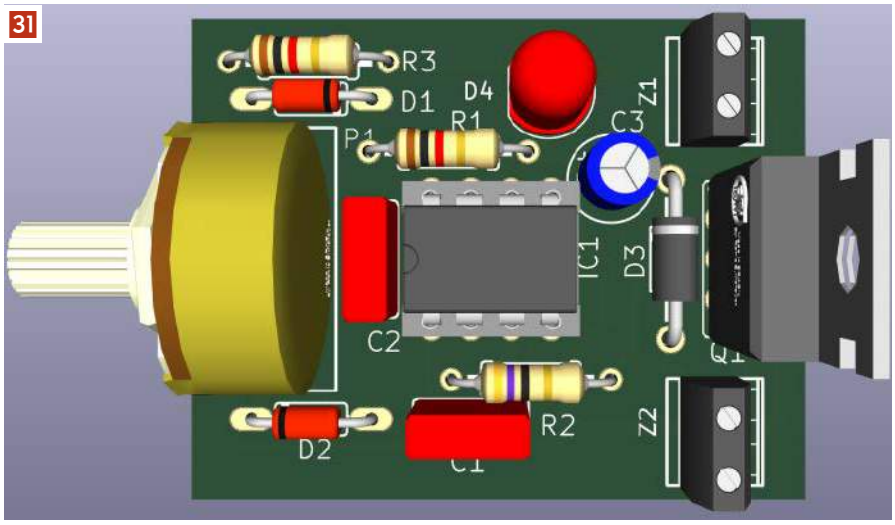
29

Odcinki ścieżki zaznaczamy kliknięciem lewego przycisku myszki z wciśniętym klawiszem shift. Następnie z menu kontekstowego myszki wybieramy opcję **Zaokrąglone ścieżki** i w oknie jakie się otworzy podajemy promień zaokrąglenia. Efekt działania tej funkcji możemy zobaczyć na **rysunku 29**. Możliwe jest też jednoczesne zaokrąglanie narożników większej liczby ścieżek. Również interaktywny router zyskał dodatkowe funkcje w odniesieniu do KiCada w wersji 5. W większości programów CAD punkt zero układu współrzędnych znajduje się w lewym dolnym rogu planszy projektowej. Nie wiadomo czym się kierowali twórcy KiCada, ale w Pcbnew punkt ten znajduje się w lewym górnym rogu planszy projektowej. Teraz możemy to zmienić w ustawieniach Pcbnew widocznych na **rysunku 30.** W ustawieniach wypełnienia stref obecnie oprócz wypełnienia

eprasa.pl cc4a73eea3



30

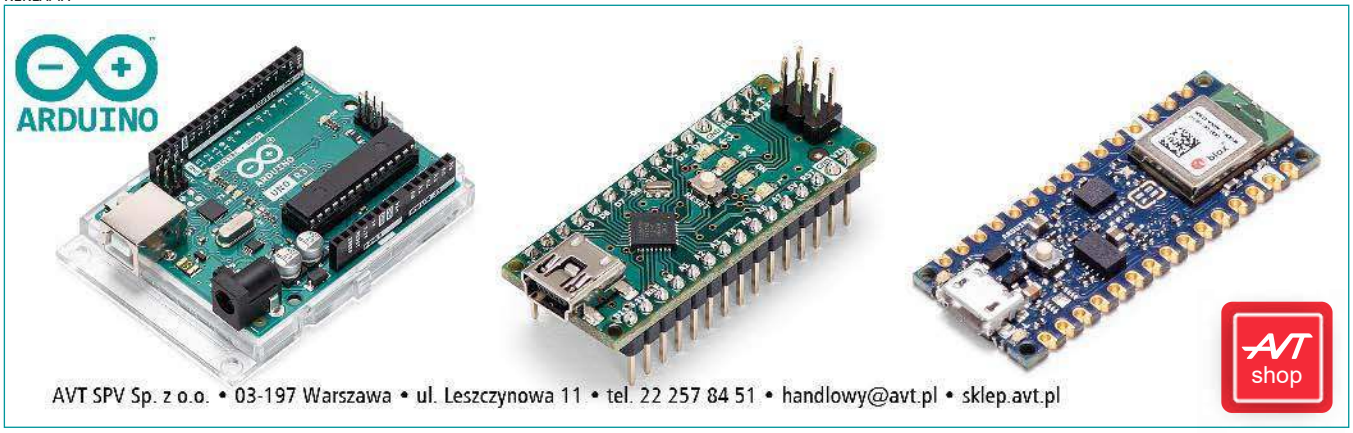


31

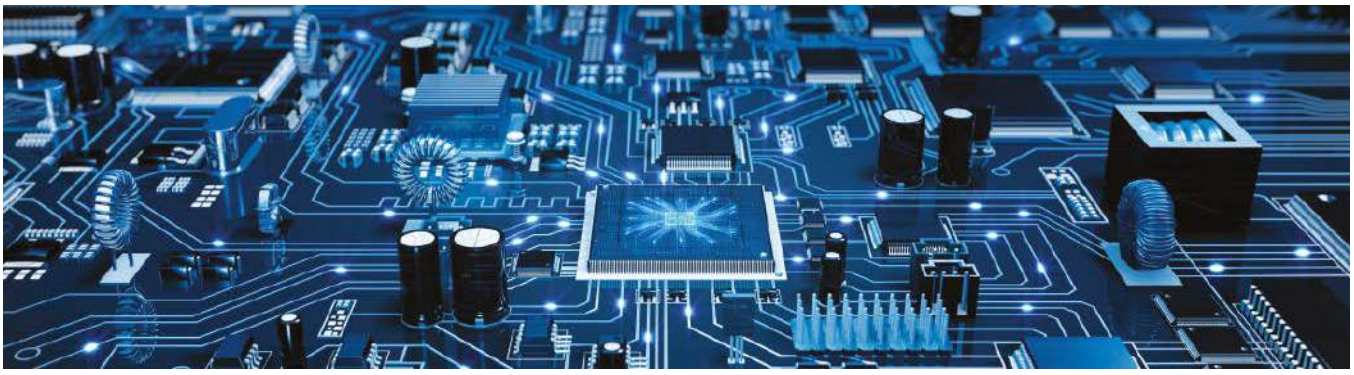
w postaci pełnych płaszczyzn możemy wybrać wypełnienie kreskowane, którego efekt możemy zobaczyć na wcześniejszym rysunku 25. Kolejną nowością są dane statystyczne płytki, które można zapisać w postaci raportu. Okno tych danych wywołujemy z menu **Inspekcja → Pokaż dane statystyczne płytki**. W oknie tym wyświetlane są informacje o ilości elementów na płytce, jej powierzchni, wymiarach ilości pól lutowniczych, przelotek i otworów. Po prostu zwięzła informacja o zaprojektowanej płytce. W nowym Pcbnew wyświetlany jest wąski pasek informacyjny pod poziomym paskiem narzędziowym, wyświetlający komunikaty związane z tworzonym projektem, na przykład, że otworzona została płyta zaprojektowana w starszej wersji KiCada. W Pcbnew z szóstej wersji KiCada możliwe jest ręczne tworzenie listy sieci w oknie **Inspekcja sieci**, które możemy wywołać z menu **Inspekcja → Inspekcja sieci** lub ikonką wskazaną czerwoną strzałką na rysunku 23. Jednak metoda tworzenia płytki drukowanej bez utworzenia schematu może okazać się kłopotliwym rozwiązaniem. Kontrola reguł projektowych DRC zyskała kontrolę zgodności płytki ze schematem i możliwość raportowania wszystkich błędów dla każdej ścieżki. Interesujące są też opcje usuwania nadmiarowych ścieżek i przelotek, pól lutowniczych oraz grafiki które to funkcje możemy wywołać z menu **Narzędzia → Oczyść ścieżki i przelotki...**, **Narzędzia → Usuń nieużywane pola lutownicze...** oraz **Narzędzia → Oczyszczanie grafiki...** Wykorzystanie tych narzędzi może poprawić projekt płytki, a także go uprościć. Pcbnew 6 obsługuje również wtyczki rozszerzające możliwość tego edytora podobnie jak Pcbnew w wersji 5. Niestety wtyczki utworzone dla wersji 5 nie są zgodne z wersją 6 i trzeba poczekać na ich uaktualnienie. Listę sieci (netlistę) w Pcbnew 6 możemy wczytać z menu **Plik → Importuj → Lista sieci...** Jeśli jednak podczas tworzenia schematu przypiszemy footprinty elementom na planszy schematu w oknie właściwości elementu z rysunku 12 z pierwszej części artykułu to nie ma potrzeby ręcznego tworzenia netlisty i przypisywania elementom schematowych footprintów w edytorze Cvpcb. Po wprowadzeniu zmian na schemacie wystarczy uaktualnić projekt płytki w Pcbnew klawiszem **F8** lub z menu **Narzędzia → Uaktualnij PCB na podstawie schematu...** Menu kontekstowe wywoływane prawym klawiszem myszki zawiera funkcje, które można natychmiast wykonać po uprzednim kliknięciu na wybranym obiekcie płytki. Menu to zostało przeorganizowane jak również pojawiły się nowe funkcjonalności takie jak, grupowanie, zaznaczanie wszystkiego, narzędzia sieci oraz narzędzia zarządzające właściwościami pól lutowniczych. Zarówno w Eeschema jak i Pcbnew usprawniono obsługę schowka metodą wytnij, kopiuj, wklej i wklej specjalnie. Kopiowanie i wklejanie działa nawet pomiędzy osobno uruchomionymi instancjami edytorów Eeschema i Pcbnew. Przeglądarka widoku 3D płytki drukowanej zyskała dodatkowe ustawienia pozwalające na uzyskanie jeszcze bardziej realistyczny wygląd płytki drukowanej. Widok 3D przykładowej płytki możemy zobaczyć na **rysunku 31**. Z mniej widocznych usprawnień pojawiła się możliwość rysowania prostokąta jako obiektu graficznego. W menu kontekstowym myszki pojawił się możliwość grupowania elementów. Zgrupowane elementy można przenieść w inne miejsce projektowanej płytki. Rozszerzona została również możliwość blokowania na płytce w zasadzie wszystkich obiektów takich jak, footprinty, ścieżki, strefy, obiekty tekstowe i inne obiekty. Opisałem tu najważniejsze zmiany wprowadzone w nowej szóstej wersji Pcbnew. Nie wszystkie zmiany zilustrowałem zrzutami ekranu z uwagi na ograniczone miejsce w artykule, a także bardzo duże okna dialogowe w Pcbnew. W trzeciej części tego artykułu zapoznamy się ze zmianami w edytorach elementów KiCada 6. ■

Krzysztof Kawa
kaawa@wp.pl

REKLAMA



eprasa.pl cc4a73eea3

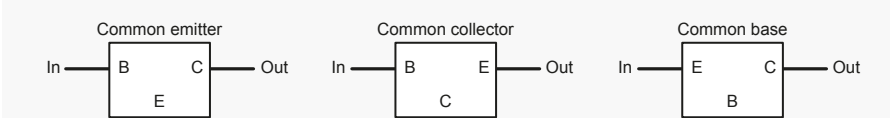


Zrozumieć tranzystory bipolarne, część 3

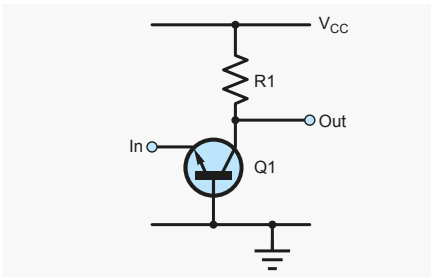
W tym odcinku, zainspirowani pytaniem na forum EEWeb, kontynuujemy nasze rozważania na temat konfiguracji obwodów tranzystorów bipolarnych – ze wspólnym emiterem, wspólną bazą i wspólnym kolektorem. W pierwszej części naszej serii przedstawiliśmy koncepcje konfiguracji tranzystorów, podstawowe zasady działania tranzystora oraz modele obwodów zastępczych, które są wykorzystywane do analizy obwodów. Następnie w drugim odcinku przyjrzeliśmy się szczegółowo najczęściej używanej konfiguracji, a mianowicie układowi wzmacniacza ze wspólnym emiterem, zagłębiając się również w kwestie istotne dla pracy każdej konfiguracji, czyli w polaryzację i wykorzystanie modeli do analizy obwodów. W tym odcinku przyjrzymy się układowi wzmacniacza ze wspólną bazą, a także omówimy pojęcie impedancji wejściowej i działanie obwodów przy wysokiej częstotliwości, gdyż jest to istotne dla zrozumienia różnic pomiędzy konfiguracjami.

Wspólna baza

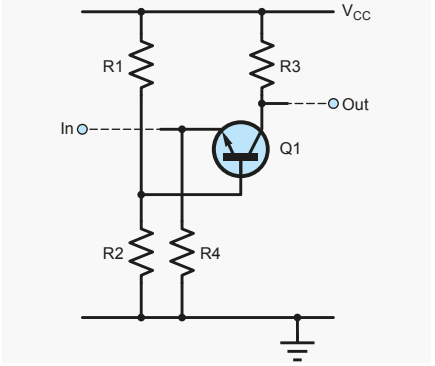
Patrząc na konfiguracje przedstawione na **rysunku 1** widzimy, że kolektor stanowi wyjście układu zarówno dla konfiguracji ze wspólnym emiterem jak i ze wspólną bazą. Podobnie jak w przypadku obwodu ze wspólnym emiterem omawianym w poprzedniej części, aby zastosować w praktyce tę konfigurację, dodajemy rezystor pomiędzy kolektorem a zasilaniem. Zapewniamy tym samym zasilanie tranzystora, aby mógł on pracować w roli wzmacniacza. Równocześnie zamieniany jest zmienny prąd kolektora (sygnał prądowy na wyjściu tranzystora) na zmienne napięcie kolektora. W ten sposób otrzymujemy obwód z **rysunku 2**, ale dokładnie tak jak w przypadku omawianego już obwodu ze wspólnym emiterem, układ z rysunku nie nadaje się jeszcze do zastosowania w praktyce, gdyż musimy jeszcze odpowiednio spolaryzować tranzystor. Nawiązując do rozważań na temat polaryzacji i punktu pracy z poprzedniego odcinka, wiele z omówionych kwestii możemy zastosować również dla obwodu ze wspólną bazą. W obu przypadkach musimy ustawić punkt pracy tranzystora poprzez spolaryzowanie złącza baza-emiter napięciem DC, które spowoduje ustalenie prądu kolektora w momencie braku sygnału wejściowego na wymaganym przez nas poziomie. Podobnie jak w przypadku obwodu ze wspólnym emiterem, napięcie polaryzacji dla układu ze wspólną bazą można ustawić za pomocą dzielnika potencjału włączonego pomiędzy linie zasilania. **Rysunek 3** przedstawia obwód polaryzacji dla wzmacniacza w układzie ze wspólną bazą,



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

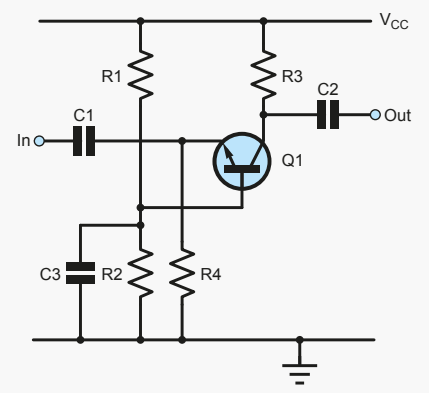


Rysunek 2. Podstawowy wzmacniacz ze wspólną bazą bez układu polaryzacji.

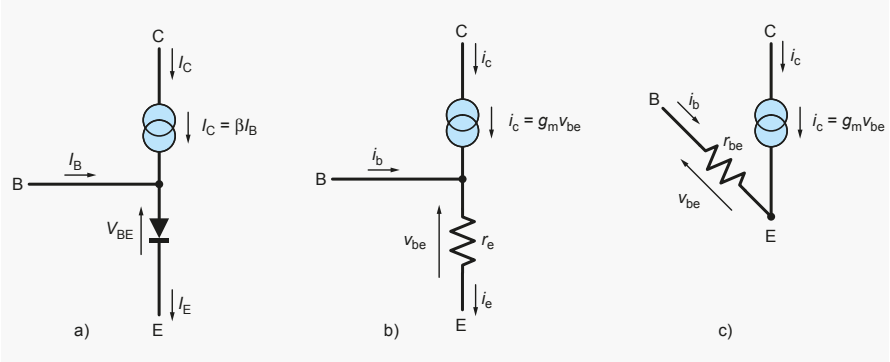


Rysunek 3. Układ wzmacniacza ze wspólną bazą z układem polaryzacji DC.

eprasa.pl cc4a73eea3



Rysunek 4. Wzmacniacz ze wspólną bazą.

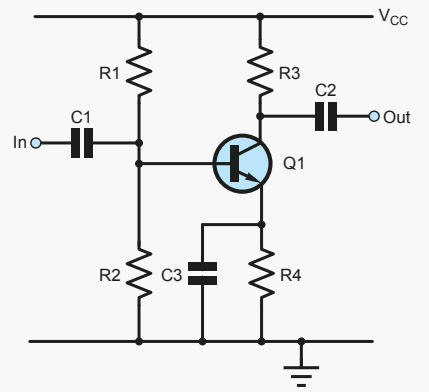


Rysunek 6. Modele tranzystorów: a) uproszczony Ebersa-Molla, b) model małosygnałowy z r_e, c) model małosygnałowy z r_{be}.

w którym R1 i R2 tworzą dzielnik potencjału ustalający napięcie na bazie.

Polaryzacja

W zeszłym miesiącu omawialiśmy stabilność polaryzacji i wykorzystanie sprzężenia zwrotnego do poradzenia sobie z dużą wrażliwością polaryzacji na zmiany charakterystyki tranzystora – zarówno pomiędzy poszczególnymi jego egzemplarzami, jak i wraz ze zmianami temperatury. Rozwiązaniem tego problemu było umieszczenie odpowiedniego rezystora pomiędzy emiterem a masą. R4 pełni zatem dokładnie taką samą rolę w układzie z rysunku 3. W rzeczywistości konfiguracja rezystorów w tym obwodzie jest dokładnie taka sama jak dla wzmacniacza ze wspólnym emiterem, lecz obwód jest narysowany inaczej, aby podkreślić wykorzystanie emitera jako wejścia sygnału. Wartości rezystorów polaryzacji można ustawić w podobny sposób jak w przypadku wzmacniacza ze wspólnym emiterem. Należy wybrać więc roboczy prąd kolektora (I_C) i napięcie na emiterze (V_E) bez sygnału wejściowego (typowo jest to wartość z zakresu od jednej dziesiątej do jednej trzeciej wartości napięcia zasilania). Wartości tego prądu i napięcia determinują wartość R4 ($=V_E/I_C$). Prąd roboczy i R3 ustalają napięcie



Rysunek 5. Wzmacniacz ze wspólnym emiterem dla porównania z układem z rysunku 4. Różnice dotyczą podłączenia sygnału wejściowego oraz umiejscowienia kondensatora bocznikującego C3.

na kolektorze bez sygnału wejściowego – wynosi ono $V_{CC}-R3I_C$. Wartość tego napięcia zwykle mieścić się będzie w zakresie od połowy do dwóch trzecich napięcia zasilania. Spadek napięcia na R3 ($=R3I_C$) określa maksymalną amplitudę sygnału wyjściowego (większe sygnały wyjściowe będą obcinane, gdy osiągną wartość zbliżoną do wartości napięcia zasilania). Prąd roboczy określa wymaganą wartość napięcia polaryzacji baza-emiter (V_{BE}), a wartości rezystorów dzielnika potencjału R1 i R2 są tak dobrane, aby ustalić napięcie V_E+V_{BE}. Całkowita wartość rezystancji powinna być taka, aby prąd płynący przez rezystory był co najmniej dziesięciokrotnie większy od prądu bazy.

Kondensatory

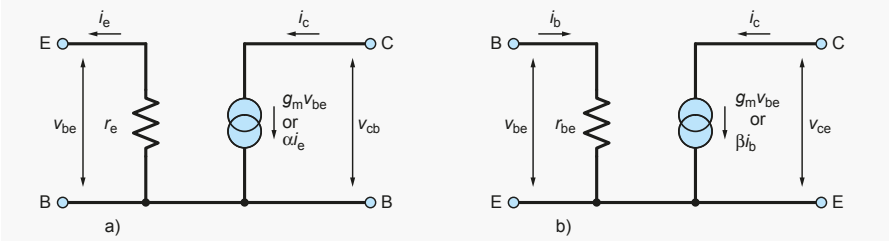
Dla wzmacniacza ze wspólnym emiterem zbocznikowaliśmy rezystor emiterowy kondensatorem, aby sprzężenie zwrotne wpływało jedynie na polaryzację. Dla układu ze wspólną bazą musimy zbocznikować rezystor polaryzacyjny łączący bazę z masą (R2 na rysunku 3). Zauważ, że w obu przypadkach (jeśli dla wysokich częstotliwości potraktujemy kondensator jako zwarcie) kondensator bocznikujący zapewnia połączenie wspólnego wyprowadzenia tranzystora z masą dla sygnałów AC – tak jak na schematach pokazanych na rysunku 1. Wartość tego kondensatora powinna być tak dobrana, aby miał on niską „rezystancję" (impedancję) przy najniższej zakładanej częstotliwości sygnału, którą układ będzie wzmacniał. Podobnie jak w przypadku układu ze wspólnym emiterem, sygnał wejściowy do wzmacniacza ze wspólną bazą jest podawany poprzez kondensator sprzęgający, aby jakakolwiek składowa stała sygnału wejściowego nie zakłócała polaryzacji. Również wyjście jest zwykle podłączane poprzez kondensator sprzęgający. Wykorzystując kondensator bocznikujący omówiony w poprzednim paragrafie oraz kondensatory sprzęgające dodane do układu z rysunku 3, otrzymujemy praktyczną realizację wzmacniacza ze wspólną bazą, pokazaną na **rysunku 4**. C1 i C2 to kondensatory sprzęgające, a C3 to kondensator bocznikujący. **Rysunek 5** przedstawia dla porównania wzmacniacz ze wspólnym emiterem (który jest powszechniej znany).

Modele

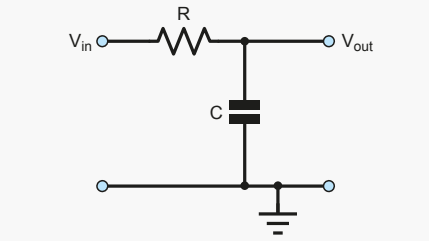
W poprzednich artykułach przedstawiliśmy modele małosygnałowe, które są często stosowane do analizy układów tranzystorowych. Opierają się one na linearyzacji modelu, który obejmuje pełny zakres pracy tranzystora w punkcie pracy wyznaczonym przez polaryzację. **Na rysunku 6** pokazano trzy schematy modeli tranzystorów, które zostały przedstawione w pierwszej części serii artykułów. Model wielkosygnałowy pokazany jest na rysunku 6a. W ustalonym punkcie pracy dioda ma pewną rezystancję i dopóki sygnał nie powoduje dużej zmiany napięcia lub prądu, możemy przyjąć, że wartość ta jest stała. Zastąpienie diody rezystorem prowadzi do modelu małosygnałowego pokazanego na rysunku 6b. Na rysunku 6c pokazano alternatywną wersję modelu małosygnałowego, w którym rezystancja między bazą a emiterem jest nieco inaczej ustawiona. Modele na rysunkach 6b i 6c są elektrycznie takie same patrząc „z zewnątrz" tranzystora, ale każdy z nich nadaje się do innych zastosowań. Rysunek 6c w sposób naturalny pasuje do obwodów ze wspólnym emiterem (używaliśmy go więc w poprzednim odcinku). Sygnał wejściowy podawany jest przez rezystor baza-emiter (r_{be}), a źródło prądu wyjściowego znajduje się pomiędzy kolektorem a emiterem. Emiter jest zatem wspólnym punktem w tym modelu. Podobnie model na rysunku 6b pasuje do konfiguracji ze wspólną bazą – sygnał wejściowy podawany jest przez rezystor emiterowy (r_e), a źródło prądu wyjściowego znajduje

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

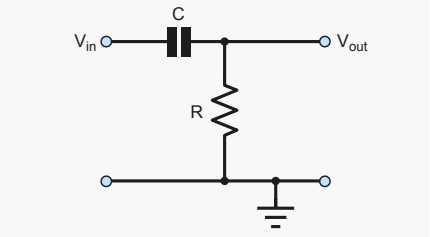
eprasa.pl cc4a73eea3



Rysunek 7. Modele małosygnałowe w konwencjonalnym układzie a) konfiguracja ze wspólną bazą, b) konfiguracja ze wspólnym emiterem.



Rysunek 8. Układ dolnoprzepustowy RC.



Rysunek 9. Układ górnoprzepustowy RC.

się pomiędzy kolektorem a bazą. **Rysunek 7** pokazuje dwa małosygnałowe modele z rysunku 6 narysowane w konwencjonalnym układzie, które wyraźniej pokazują bazę i emiter jako punkty wspólne. Zauważmy, że jeśli rysujemy model małosygnałowy dla całego wzmacniacza, to musimy uwzględnić także inne elementy – tak jak pokazaliśmy to dla wzmacniacza ze wspólnym emiterem w poprzednim odcinku. Można przyjąć, że rezystory bocznikujące są efektywnie zwarte dla częstotliwości sygnału wejściowego, więc wspólne połączenie tranzystorów jest połączone z masą w modelach dla układów na rysunkach 4 i 5.

Rezystancja wejściowa

Z rysunku 7 możemy wywnioskować, że kluczową różnicą pomiędzy układami ze wspólną bazą i wspólnym emiterem jest rezystancja wejściowa (przez którą podawany jest sygnał wejściowy v_{be}), która wynosi odpowiednio r_e i r_{be}. W pierwszym odcinku zauważyliśmy, że zależność między tymi wartościami wynosi $r_{be}=(1+\beta)r_e$. Biorąc więc pod uwagę, że β wynosi zwykle 100 lub więcej dla tranzystorów stosowanych we wzmacniaczach małosygnałowych, stwierdzamy, że rezystancja wejściowa tranzystora w układzie ze wspólną bazą jest znacznie mniejsza (o współczynnik β) niż rezystancja w układzie ze wspólnym emiterem. Wartość r_e wynosi w temperaturze pokojowej około $25/I_E$, przy czym wartość I_E podajemy w mA. W obwodzie z rysunku 4, rezystor R4 znajduje się równolegle do r_e, ale ponieważ r_e będzie mniejsze niż R4, to r_e będzie dominować nad rezystancją wejściową. Przy prądzie roboczym 1 mA rezystancja wejściowa obwodu z rysunku 4 wynosi około 25 Ω. Nie brzmi to dobrze – często chcemy mieć dużą rezystancję wejściową dla wzmacniacza napięcia, ale jak zobaczymy później, inną z zalet obwodu ze wspólną bazą jest możliwość zapewnienia szerokiego pasma przenoszenia. Sygnały o wysokiej częstotliwości są często podłączane za pomocą kabli o impedancji rzędu dziesiątek omów (np. 50 Ω i 75 Ω), które muszą być dopasowane do impedancji wejściowej obwodu, aby zapobiec odbiciom. Impedancja wejściowa układu tranzystora ze wspólną bazą jest tego samego rzędu wielkości, więc niska rezystancja może nie być tak problematyczna w niektórych zastosowaniach, jak mogłoby się wydawać. Prąd wyjściowy wzmacniacza ze wspólną bazą można przedstawić jako $g_m v_{be}$, jeśli weźmiemy pod uwagę wzmocnienie napięciowe. Jest to taka sama wartość jak w przypadku wzmacniacza ze wspólnym emiterem, a biorąc pod uwagę, że obwód wyjściowy po stronie kolektora jest właściwe taki sam, wzmacniacz ze wspólną bazą może zapewnić równie duże wzmocnienie napięciowe jak wzmacniacz ze wspólnym emiterem.

Odpowiedź częstotliwościowa

Jak dotąd, w naszej dyskusji o obwodach tranzystorowych nie omawialiśmy dogłębnie wpływu częstotliwości. Ogólnie rzecz biorąc, musimy rozważyć zarówno wysokoczęstotliwościową, jak i niskoczęstotliwościową odpowiedź wzmacniacza, aby sprawdzić, czy spełnia on nasze wymagania. W dalszej części artykułu przyjrzymy się obu tym zjawiskom w odniesieniu do układów ze wspólnym emiterem i wspólną bazą. Przy niskich częstotliwościach sytuacja jest podobna dla obu obwodów, ale istnieje znacząca różnica przy wysokich częstotliwościach. Kondensatory i cewki są elementami, których efektywna rezystancja zmienia się w zależności od częstotliwości, a efektywną rezystancję elementów zależną od częstotliwości określamy jako „impedancję". Dla rezystora prawo Ohma podaje prostą zależność między spadkiem napięcia na rezystorze i prądem przez niego płynącym (V=IR). Podobna zależność odnosi się do impedancji. Jednak rezystor nie zmienia prądu i napięcia w czasie, a cewki i kondensatory (i impedancje w ogóle) już tak – powodując przesunięcie w czasie sygnału prądowego AC w stosunku do sygnału napięciowego (przesunięcie fazowe). To sprawia, że pełna analiza obwodu zawierającego impedancje jest bardziej złożona niż obwodu zawierającego tylko rezystancje. W niektórych przypadkach możemy zachować prostotę i stosować tylko wartości impedancji (nie biorąc pod uwagę przesunięcia fazowego) w prawie Ohma i dalszych obliczeniach. Dla kondensatora o pojemności C, efektywny opór (wielkość) przy częstotliwości f jest równy $1/2\pi fC$.

Kombinacje rezystorów i kondensatorów, jak widzimy na rysunkach 4 i 5, dają w efekcie obwody o odpowiedzi zależnej od częstotliwości – to znaczy, że relacja wejście/wyjście (wzmocnienie) będzie się zmieniać wraz z częstotliwością. Prostszy obwód pokazany jest na **rysunku 8** – jest to dobrze znany filtr dolnoprzepustowy RC. Przy bardzo niskich częstotliwościach impedancja C jest bardzo duża – jest to praktycznie przerwa w obwodzie, więc cały sygnał V_{in} przechodzi do V_{out}. Przy bardzo wysokich częstotliwościach impedancja C jest bardzo mała – jest to więc praktycznie zwarcie, więc V_{out} będzie bliskie zeru. Co stanowi „niską" i „wysoką" częstotliwość zależy od wartości R i C. Szczególnie interesująca jest częstotliwość graniczna (f_C), która jest określona przez, $f_C=1/2\pi RC$. W tym punkcie moc wyjściowa jest o połowę mniejsza niż przy bardzo niskich częstotliwościach. Mimo, że układ na **rysunku 9** jest podobny do tego z rysunku 8, to jednak mamy na nim filtr górnoprzepustowy, który blokuje sygnały DC i niskie częstotliwości, ale przepuszcza sygnały o wyższych częstotliwościach. Możemy stworzyć model małosygnałowy ze wszystkimi komponentami obwodu (np. dla rysunku 4 lub 5) i przeliczyć obwód aby opracować wzory dla kompletnej odpowiedzi częstotliwościowej, choć przy wielu komponentach może to być skomplikowane i zawiłe. Alternatywnie, możemy rozważyć tylko jedną część obwodu i przyjrzeć się strukturze modelu, aby uzyskać przynajmniej przybliżoną wiedzę o wpływie poszczególnych komponentów.

Odcięcie niskich częstotliwości

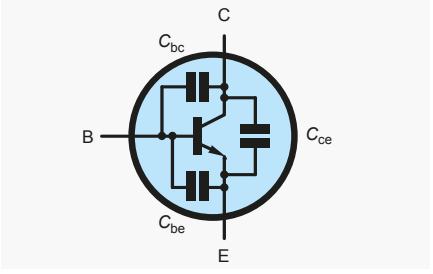
Użyliśmy kondensatorów sprzęgających, aby upewnić się, że tylko część zmienna sygnału AC będzie wprowadzana do naszych wzmacniaczy, zapobiegając ewentualnym zakłóceniom

eprasa.pl cc4a73eea3

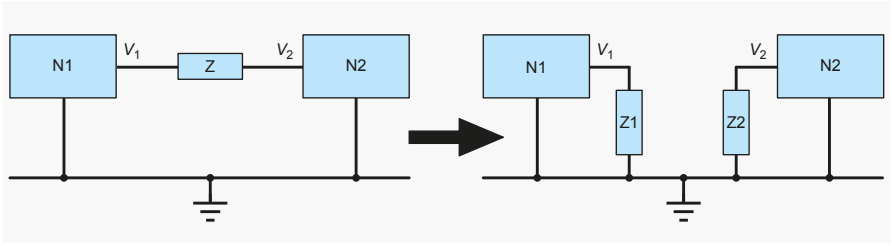
polaryzacji. Będą one tworzyć filtry górnoprzepustowe z rezystancjami obecnymi w układzie. Rozważmy wejściowy kondensator sprzęgający dla wzmacniacza ze wspólnym emiterem z rysunku 5 (C1) – rezystory polaryzacyjne R1 i R2 znajdują się równolegle do r_{be} tranzystora. Pamiętajmy, że zasilacz uważamy za zwarcie w modelu małosygnałowym. Równoległa wartość rezystancji utworzy z kondensatorem sprzęgającym filtr górnoprzepustowy, jak na rysunku 9. Na tej podstawie możemy oszacować punkt odcięcia niskich częstotliwości ze względu na sprzężenie (lub dobrać kondensator, który da nam pożądane odcięcie). Wynik ten niekoniecznie precyzyjnie określi nam punkt odcięcia niskich częstotliwości dla całego obwodu, ponieważ inne elementy, takie jak C3, również będą miały na niego wpływ. Będziemy mieli jednak pewne wyobrażenie o przybliżonej wartości C1. Na przykład, dla wartości z układu na rysunku 5, które wyznaczyliśmy w zeszłym miesiącu, mamy C1=10 µF, R1=16,2 kΩ i R2=3,5 kΩ. Do oszacowania r_{be} wykorzystujemy wspomnianą wcześniej zależność $r_e=25/I_E$ z punktem pracy 1 mA i β wynoszącym około 300 z modelu LTSpice, co daje w rezultacie $r_{be}(\approx\beta r_e)$ na poziomie około 7,5 kΩ. Rezystancje równoległe wynoszą około 2,1 kΩ, co daje odcięcie na poziomie około 7,6 Hz. Gdyby nasza specyfikacja dotyczyła minimalnej przewidywanej częstotliwości sygnału wejściowego na poziomie 100 Hz, to wynik spełniałby wymagania, ale gdybyśmy użyli C1=0,1 µF to odcięcie układu sprzężenia wejściowego byłoby zbyt duże wynosząc około 760 Hz.

Pojemność tranzystora

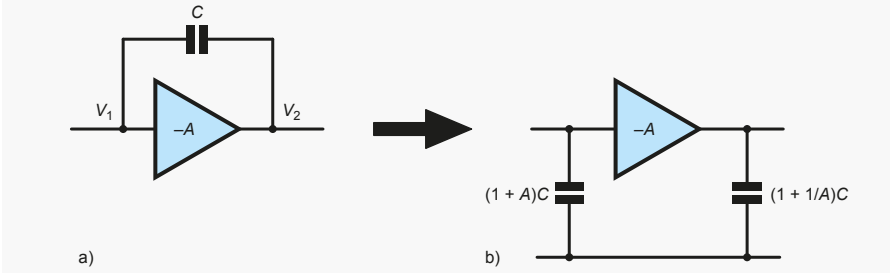
Zachowanie omawianych przez nas układów dla sygnałów o niskiej częstotliwości zależy od elementów, które celowo zawarliśmy w projekcie. Dla wysokich częstotliwości musimy przyjrzeć się dodatkowo komponentom pasożytniczym – niepożądanym rezystancjom, pojemnościom i indukcyjnościom nieodłącznie związanym z wszelkimi komponentami i okablowaniem. W tym przypadku jesteśmy szczególnie zainteresowani wewnętrznymi pojemnościami tranzystora, które są pokazane na **rysunku 10**. Pojemności baza-emiter i baza-kolektor (C_{be} i C_{bc}) są najbardziej



Rysunek 10. Pojemności w tranzystorze bipolarnym.



Rysunek 11. Twierdzenie Millera.



Rysunek 12. Efekt Millera.

istotne, będąc znacznie większymi niż pojemność kolektor-emiter. W typowych układach wzmacniacza. C_{be} zależy od pojemności złącza baza-emiter spolaryzowanego w kierunku przewodzenia oraz ładunku magazynowanego w obszarze bazy tranzystora podczas przewodzenia. C_{bc} jest pojemnością wstecznie spolaryzowanego złącza baza-kolektor. Jak wiele innych parametrów tranzystora wartości te zmieniają się w zależności od punktu pracy.

Efekt Millera

Przed omówieniem wpływu tych pojemności na obwody wzmacniacza musimy przyjrzeć się zagadnieniu z teorii obwodów zwanemu twierdzeniem Millera. Odnosi się ono do usunięcia impedancji (Z), która mostkuje dwie części obwodu liniowego (N1 i N2) i zastąpienia jej dwoma impedancjami (Z_1 i Z_2), z których każda jest podłączona tylko do jednej strony „mostka" (patrz **rysunek 11**). Obwód jest liniowy, więc dwa napięcia są powiązane przez relację $V_2=KV_1$ (możemy uznać K za wzmocnienie lub tłumienie, które obwód ma między dwoma punktami). Nowy obwód jest równoważny pierwotnemu, ponieważ napięcia i prądy w N1 i N2 pozostają takie same. Twierdzenie to określa wartości Z_1 i Z_2 w stosunku do Z i K, a konkretnie:

$$Z_1 = Z\left(1-K\right)$$

$$Z_2 = Z\left(1-\frac{1}{K}\right)$$

Twierdzenie Millera ma wiele zastosowań, ale w naszym przypadku interesuje nas wpływ pojemności sprzężenia zwrotnego na efektywną pojemność wejściową wzmacniaczy. Rozważmy wzmacniacz (o wzmocnieniu –A) z pojemnością (C) pomiędzy wejściem a wyjściem, jak pokazano na **rysunku 12a**. Rozważamy ujemne wzmocnienie, aby pokryć przypadek wzmacniacza odwracającego (lub sytuację, w której pojemność stanowi ujemne sprzężenie zwrotne). Z punktu widzenia twierdzenia Millera, N1 to obwód wejściowy wzmacniacza, a N2 to jego obwód wyjściowy – są to elementy „sieci obwodów liniowych", którą w tym przypadku jest cały wzmacniacz. Mamy zależność między dwoma napięciami, V_1 i V_2, ustaloną przez wzmocnienie wzmacniacza, czyli $V_2=-AV_1$, więc parametr K Millera jest w tym przypadku równy wzmocnieniu wzmacniacza (tzn. K=–A). Na rysunku 12a impedancję Millera (Z) stanowi kondensator sprzężenia zwrotnego (C), więc możemy napisać $Z=1/2\pi fC$. Podstawiając tę zależność do równania z twierdzenia Millera $Z_1=Z(1-K)$, również przy K=–A, jak to przed chwilą omówiono, otrzymujemy:

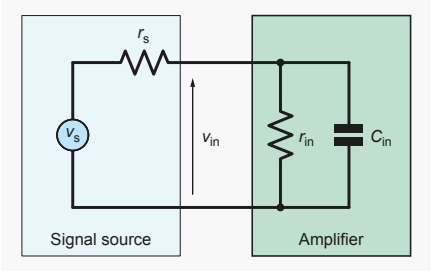
$$Z_1 = \frac{1}{\frac{2\pi fC}{1--K}} = 1/2\pi f\left(1+K\right)C$$

Jest to równoważne kondensatorowi o wartości (1+A) razy większej od pierwotnej pojemności. Podobnie Z_2 jest równoważny kondensatorowi o wartości (1+1/A)C. Prowadzi to do obwodu równoważnego Millera pokazanego na **rysunku 12b**. Pojemność na wejściu jest mnożona przez wzmocnienie, co dla dużego wzmocnienia skutkuje dużą efektywną pojemnością wejściową, która może mieć znaczący wpływ na obwód. Jest to znane jako „efekt Millera". Efektywna pojemność wejściowa nazywana jest „pojemnością Millera".

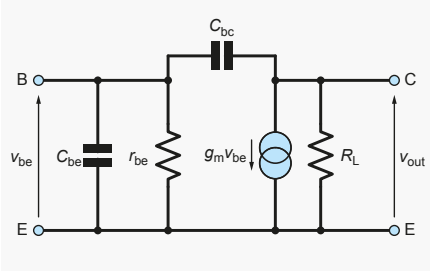
Odcięcie wysokich częstotliwości

Rysunek 13 pokazuje ogólny przypadek źródła sygnału podłączonego do wzmacniacza. Bez jakiejkolwiek pojemności wejściowej, źródło i rezystancja wejściowa działają jak

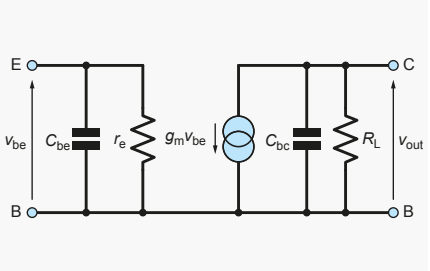
eprasa.pl cc4a73eea3



Rysunek 13. Uogólniony schemat połączenie źródła sygnału z wejściem wzmacniacza.



Rysunek 14. Model małosygnałowy dla wysokich częstotliwości – wzmacniacz ze wspólnym emiterem.



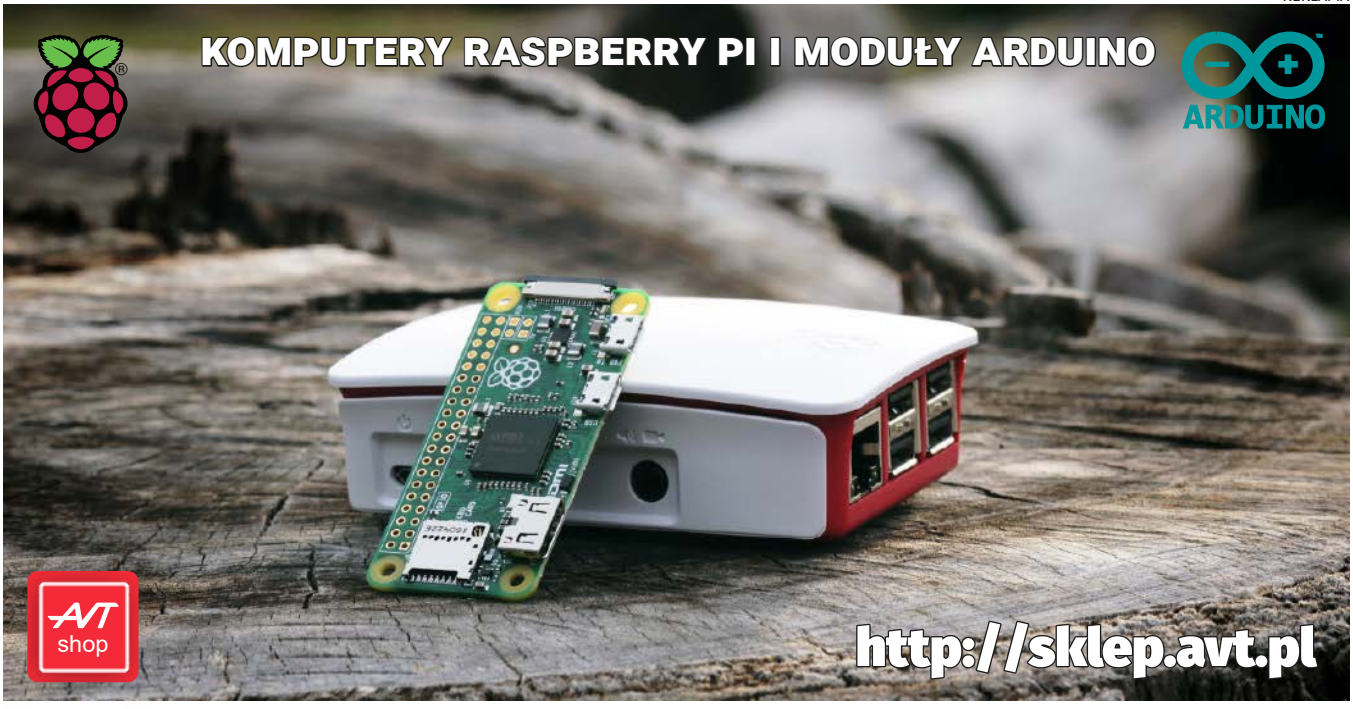
Rysunek 15. Model małosygnałowy dla wysokich częstotliwości – wzmacniacz ze wspólną bazą.

dzielnik potencjału, zmniejszając efektywne napięcie wejściowe dla małych r_{in} i/lub dużych r_s dla wszystkich częstotliwości. To dlatego niska rezystancja wejściowa wzmacniacza ze wspólną bazą jest potencjalnie problematyczna. Jeśli weźmiemy pod uwagę również pojemność wejściową, to widzimy, że ponieważ jest ona równoległa do r_{in}, zmniejsza impedancję wejściową, a tym samym ogólne wzmocnienie przy wysokich częstotliwościach. Działa jak filtr dolnoprzepustowy z rezystancją źródła, a im większa pojemność tym niższa częstotliwość graniczna. Jak już widzieliśmy, efekt Millera powoduje, że mała pojemność sprzężenia zwrotnego działa jak duża pojemność wejściowa, więc wzmacniacze ze znaczną pojemnością Millera będą miały niższe częstotliwości graniczne górne (niższe pasmo przenoszenia) niż podobne wzmacniacze bez tego efektu. Z rysunku 13 wynika, że jeśli impedancja źródła jest bardzo niska to kondensator może wprowadzać minimalne tłumienie. Jednak tranzystory mają jeszcze jeden składnik pasożytniczy – rezystancję bazy, która znajduje się pomiędzy zewnętrznym wyprowadzeniem a rezystancją i pojemnością baza-emiter. W kontekście modelu z rysunku 13 znajduje się ona w szeregu z rezystancją źródła, więc będzie działać w jej charakterze, nawet jeśli samo źródło ma bardzo małą rezystancję. **Rysunek 14** przedstawia małosygnałowy model wzmacniacza ze wspólnym emiterem z dodanymi znaczącymi pojemnościami tranzystorów. R_L to rezystor obciążenia kolektora, R3 na rysunku 5. C_{be} jest równoległy do r_{be} i bocznikuje wejście do bazy przy wysokich częstotliwościach, zmniejszając efektywne wzmocnienie prądowe tranzystora wraz ze wzrostem częstotliwości (prąd płynący przez C_{be} nie steruje prądem kolektora, w przeciwieństwie do normalnego prądu bazy). Częstotliwość graniczna związana z tym układem RC występuje, gdy wielkość impedancji C_{be} jest równa r_{be} i oznaczana jest przez f_β. Dalszy wzrost częstotliwości sygnału powoduje dalsze zmniejszenie wzmocnienia prądowego, przy czym ostatecznie osiąga ono jedność przy częstotliwości określanej jako częstotliwość przejściowa tranzystora f_T – wartość ta określa najwyższe częstotliwości, przy których tranzystor może być używany. Na rysunku 14 widać, że pojemność baza-kolektor znajduje się pomiędzy wejściem (baza) a wyjściem (kolektor) dla wzmacniacza ze wspólnym emiterem. Działa ona zatem jako pojemność Millera i ma istotny wpływ na szerokość pasma, co zostało wcześniej omówione dla przypadku ogólnego. **Rysunek 15** pokazuje model małosygnałowy dla wzmacniacza o wspólnej bazie z dodanymi istotnymi pojemnościami tranzystorów. Tutaj widzimy, że nie istnieje znacząca pojemność Millera/sprzężenia zwrotnego – C_{bc} znajduje się równolegle do obciążenia. Dzięki temu wzmacniacz o wspólnej bazie może zapewnić duże wzmocnienie przy bardzo wysokich częstotliwościach, ograniczone ostatecznie przez f_T tranzystora. Nadal istnieje możliwe tłumienie ze względu na C_{bc} i R_L, lecz w obwodach RF często stosuje się cewki i kondensatory w obwodzie kolektora, aby dopasować obciążenie, które uwzględniają też C_{bc}. ■

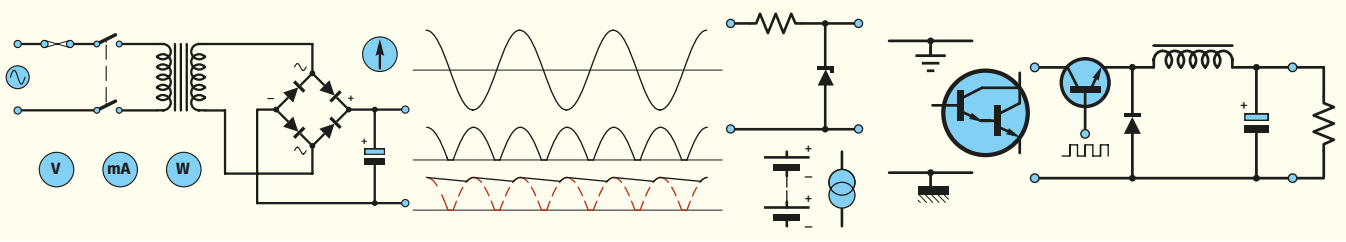
Ian Bell

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

REKLAMA



eprasa.pl cc4a73eea3

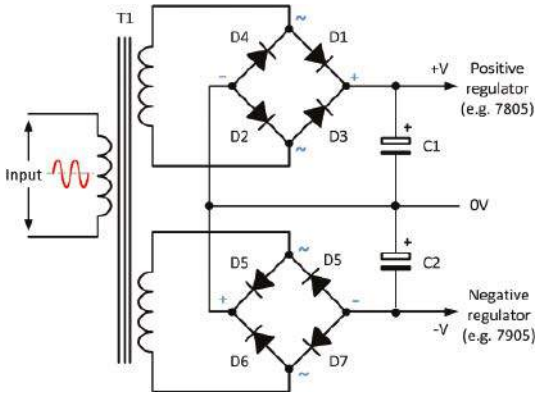


Zasilanie do twojego projektu,
część 7. Radiatory i napięcia ujemne

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 omówiliśmy temat zasilaczy impulsowych (SMPS) i wyjaśniliśmy podstawowe zasady działania stabilizatorów impulsowych buck (step-down) i boost (step-up). W tym miesiącu zajmiemy się dwoma tematami. Po pierwsze, pokażemy kilka prostych sposobów na wytworzenie ujemnych napięć wyjściowych z dodatniego zasilania DC. Po drugie, wszystkie układy elektroniczne wytwarzają ciepło podczas pracy, a kwestia ta jest szczególnie istotna w zasilaczach. Zarządzanie bezpiecznym rozpraszaniem ciepła może być kluczowym czynnikiem decydującym o niezawodności zasilacza, dlatego zawarliśmy kilka ważnych porad dotyczących rozpraszania ciepła, jak również wyboru i stosowania radiatorów. Nasz praktyczny projekt będzie miał postać niskoprądowego konwertera napięcia ujemnego, który typowo wytwarza napięcie –5 V przy 15 mA z nominalnego napięcia wejściowego +12 V.

Ujemne napięcia wyjściowe z dodatniego zasilania

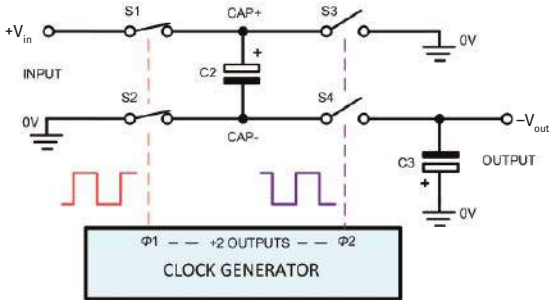
Od czasu do czasu zachodzi konieczność zastosowania ujemnej szyny zasilającej, podczas gdy dostępne jest tylko dodatnie napięcie wejściowe DC. W przypadku zasilania prądem zmiennym nie stanowi to problemu, ponieważ wiele wyjść dodatnich i ujemnych można łatwo uzyskać z prostych układów prostownik/stabilizator, jak pokazano na **rysunku 7.1**. Gdy dostępne jest jednak tylko wejście DC, konieczne jest zastosowanie technik impulsowych, aby wygenerować wyjście ujemne. Tam gdzie wymagane są stosunkowo duże prądy można zastosować SMPS z transformatorem posiadającym wiele uzwojeń wtórnych (patrz rysunek 4.5 w czwartym odcinku serii). Jednakże, gdy potrzebne są tylko niskie prądy (<100 mA), mniej złożone rozwiązanie może być oparte na układzie znanym jako „pompa ładunku”.



Rysunek 7.1. (po lewej) Typowy zasilacz wejściowy AC z oddzielnymi wyjściami napięcia dodatniego i ujemnego.

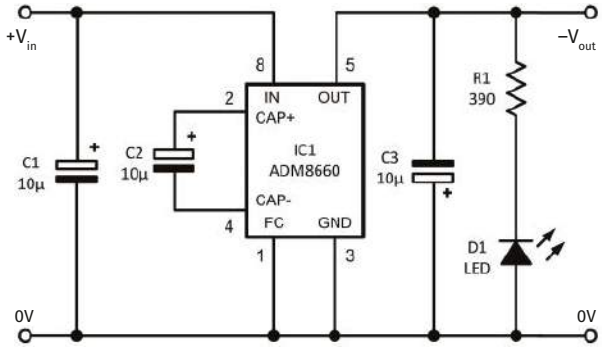
Pompy ładunku

Zasada działania pompy ładunkowej została przedstawiona na **rysunku 7.2**. Układ ten oparty jest na układach Analog Devices ADM660 i ADM8660 (ADM660 może pracować zarówno jako inwerter napięcia jak i podwajacz napięcia). Podczas pracy jako inwerter napięcia, pompy ładunkowe ADM660/8660 zamieniają wejście w zakresie od +1,5 V do +7 V na odpowiadające mu ujemne wyjście w zakresie od –1,5 V do –7 V. Ponieważ do pracy pompy ładunku wymagane są tylko dwa zewnętrzne kondensatory, a maksymalna sprawność na poziomie około 90% jest osiągalna przy prądach obciążenia do 50 mA, ten odwracający układ jest idealny do generowania ujemnej szyny w niskonapięciowych systemach zasilanych z pojedynczego źródła. Wejście sterujące



Rysunek 7.2. (powyżej) Zasada działania przetwornicy napięcia ujemnego z pompą ładunku.

eprasa.pl cc4a73eea3



Rysunek 7.3. Przetwornica napięcia oparta na układzie ADM8660 w układzie pompy ładunku; zdolna do dostarczania prądów wyjściowych do 100 mA.

częstotliwością (FC) umożliwia wybór trybu pracy pompy ładunku z częstotliwością 25 kHz lub 120 kHz. Dla pracy przy 25 kHz, kondensatory pompy ładunku (C2 i C3 na rysunku 7.2) powinny być miniaturowymi kondensatorami elektrolitycznymi o niskim współczynniku ESR (patrz poprzedni miesiąc); natomiast dla 120 kHz wartości te mogą być zredukowane do 2,2 µF (ponownie należy zastosować elementy o niskim współczynniku ESR). Wewnętrzny generator zegarowy w układach ADM660/8660 dostarcza dwa wyjścia o przeciwnej fazie i o częstotliwości równej połowie częstotliwości zegara. Te dwa wyjścia sterują parami przełączników (S1/S2 i S3/S4). Należy pamiętać, że gdy S1/S2 są zamknięte, S3/S4 są otwarte i odwrotnie. Gdy S1/S2 są zamknięte, a S3/S4 otwarte, C2 ładuje się do dodatniego napięcia wejściowego. Gdy S1/S2 są otwarte, a S3/S4 zamknięte, ładunek w C2 jest przekazywany do C3. Ponieważ dodatnia nóżka C3 jest uziemiona (tj. 0 V), na jej ujemnej nóżce pojawi się ujemny sygnał wyjściowy. W ten sposób napięcie wejściowe jest efektywnie odwrócone (tzn. wyjście będzie miało taką samą wielkość jak wejście, ale będzie miało przeciwną polaryzację). **Rysunek 7.3** pokazuje typowy układ oparty na ADM8660 z dodatkiem kondensatora wejściowego redukującego szumy (C1) oraz wskaźnika napięcia wyjściowego (R1 i D1). Przy napięciu wejściowym 5 V układ ten wytworzy bez obciążenia na wyjściu napięcie o wartości –5 V. Przy obciążeniu 50 mA napięcie wyjściowe spadnie do około –4,5 V, a przy maksymalnym obciążeniu 100 mA napięcie wyjściowe będzie mniejsze niż –3,9 V. Nasz praktyczny projekt zaprezentuje alternatywne podejście do niskoprądowych, ujemnych źródeł zasilania w postaci konwertera 555, podobnego do podwajacza napięcia z poprzedniego odcinka, ale wytwarzającego ujemne napięcie wyjściowe zamiast dodatniego.

Dobór i dopasowanie radiatorów

Projektant urządzeń elektronicznych często staje przed zadaniem opracowania zasilaczy, które będą pracować w zakresie temperatur gwarantujących bezpieczną i niezawodną pracę. Wymaga to zwykle zastosowania pewnej prostej matematyki przy projektowaniu radiatorów i rozpraszaczy ciepła. Symbole algebraiczne najczęściej stosowane w obliczeniach radiatorów są podsumowane w **tabeli 7.1**.

Degradacja parametrów i maksymalna temperatura złącza

Gdy element półprzewodnikowy, taki jak dioda, tranzystor lub układ scalony, pracuje, wytwarzane jest ciepło. Ciepło to powoduje wzrost temperatury, który, jeśli jest nadmierny, może zmniejszyć niezawodność lub nawet zniszczyć element półprzewodnikowy. Aby umożliwić wzrost temperatury złącza, producenci zwykle podają charakterystyki degradacji wartości znamionowych rozpraszania mocy, jak ta pokazana na **rysunku 7.5**. Należy zauważyć, że w tym przykładzie element ma pełną moc rozpraszania dla temperatur do 25°C, ale potem jego moc jest obniżana liniowo aż do maksymalnej temperatury złącza 175°C.

Tabela 7.1. Symbole algebraiczne stosowane w obliczeniach radiatorów

Symbol	Znaczenie	Jednostki
T_A	Temperatura otoczenia	°C
T_{Amax}	Maksymalna temperatura otoczenia	°C
T_J	Temperatura złącza	°C
T_{Jmax}	Maksymalna temperatura złącza	°C
T_C	Temperatura obudowy	°C
T_S	Temperatura powierzchni radiatora (uwaga 1)	°C
θ_{JA}	Rezystancja termiczna (od złącza do otoczenia)	°C/W
θ_{CS}	Rezystancja termiczna (od obudowy do powierzchni)	°C/W
θ_{SA}	Rezystancja termiczna (od powierzchni do otoczenia)	°C/W
θ_T	Całkowita rezystancja termiczna (od złącza do otoczenia)	°C/W
P_T	Całkowita rozpraszana moc (uwaga 2)	W
P_{Tmax}	Maksymalna całkowita rozpraszana moc (uwaga 2)	W

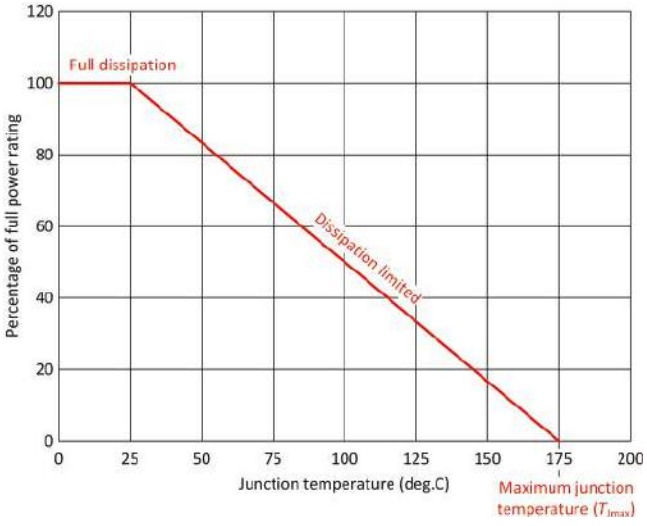
Uwagi
1. W miejscu styku z elementem półprzewodnikowym
2. Dla jednego lub więcej elementów zamontowanych na radiatorze

Określenie wzrostu temperatury powyżej temperatury otoczenia

Zdolność radiatora i układu montażowego tranzystora do rozpraszania ciepła może być mierzona w kategoriach wielkości, o jaką temperatura złącza przekracza temperaturę otoczenia (lub otaczającego powietrza). Idealny radiator i układ montażowy utrzymywałby temperaturę złącza na tym samym poziomie co otaczające powietrze, ale w rzeczywistej sytuacji temperatura złącza zawsze będzie wyższa w warunkach pracy. Ważne jest jednak, żeby maksymalna temperatura złącza (T_{Jmax}) nie



Rysunek 7.4. Dwa trójnóżkowe stabilizatory napięcia wyposażone w radiatory montowane na płytce drukowanej.



Rysunek 7.5. Typowa charakterystyka degradacji.

eprasa.pl cc4a73eea3

została nigdy przekroczona. Wzrost temperatury (ΔT) powyżej otoczenia jest dany przez:

$$\Delta T = P_T \times \theta_T \quad (1)$$

gdzie P_T to całkowita moc rozpraszana przez przyrząd(y) półprzewodnikowy(e), a θ_T to całkowita rezystancja termiczna radiatora i układu montażowego.

Wyznaczanie rzeczywistej temperatury złącza

Wzrost temperatury jest po prostu różnicą między rzeczywistą temperaturą złącza a temperaturą otoczenia. Ostatecznie, temperatura złącza jest niezwykle ważna, ponieważ przekroczenie maksymalnej temperatury złącza (T_{Jmax}) często prowadzi do zniszczenia elementu półprzewodnikowego.

Teraz $\Delta T = T_J - T_A$ (2)

Połączenie równań (1) i (2) daje:

$T_J - T_A = P_T \times \theta_T$

Z czego: $T_J = (P_T \times \theta_T) + T_A$ (3)

Warto posłużyć się przykładem, aby wyjaśnić zastosowanie tego wzoru – patrz przykład 1.

Przykład 1

Tranzystor TO220 rozprasza całkowitą moc 5 W. Wyznaczyć temperaturę złącza, jeżeli całkowita rezystancja termiczna wynosi 8°C/W, a temperatura otoczenia 30°C.

Zastosowanie równania (3) daje:

$T_J = (P_T \times \theta_T) + T_A = (5 \times 8) + 30 = 70°C$

Wyznaczanie rezystancji cieplnej

Rysunek 7.6 przedstawia typowy tranzystor w obudowie typu TO3 zamontowany na ożebrowanym radiatorze. Ciepło odprowadzane jest od złącza półprzewodnikowego do zewnętrznej obudowy TO3, a następnie poprzez podkładkę izolacyjną do powierzchni radiatora. Z tego miejsca ciepło jest odprowadzane do skrajnych części lameli, skąd jest wypromieniowywane do otaczającej przestrzeni powietrznej. Całkowita rezystancja termiczna (θ_T) występująca w dowolnym układzie radiatora jest sumą kilku indywidualnych rezystancji termicznych. Rozważmy przypadek tranzystora przykręconego bezpośrednio do metalowego radiatora (patrz **rysunek 7.7**). Całkowita rezystancja termiczna (θ_T) jest sumą następujących rezystancji termicznych:

- Rezystancja termiczna, która istnieje pomiędzy złączem półprzewodnikowym a obudową tranzystora (tzn. rezystancja termiczna wewnątrz obudowy tranzystora) θ_{JC}.
- Rezystancja termiczna pomiędzy obudową tranzystora a radiatorem (tzn. rezystancja termiczna podkładki izolacyjnej, w której jest ona zamontowana) θ_{CS}.
- Rezystancja termiczna pomiędzy powierzchnią radiatora a przestrzenią go otaczającą (tzn. rezystancja termiczna pomiędzy powierzchnią a otoczeniem) θ_{SA}.

Rysunek 7.8 pokazuje te trzy rezystancje cieplne wraz z temperaturami występującymi w każdym punkcie układu przedstawionego na rysunku 7.6.

Trzy rezystancje termiczne pokazane na rysunku 7.8 występują szeregowo i możemy użyć prostej analogii elektrycznej, aby przedstawić termiczny obwód zastępczy w kategoriach elektrycznych, jak pokazano na **rysunku 7.9**.

Zauważ, że źródłem mocy (P_{TOT}) jest przyrząd półprzewodnikowy oraz „potencjały" na dwóch skrajnych końcach szeregowego łańcucha oporów cieplnych, którymi są T_J (temperatura złącza) i T_A (temperatura otoczenia lub otaczającego powietrza). Z rysunku 7.9 możemy wywnioskować, że całkowita rezystancja termiczna (θ_T) jest dana przez:

$$\theta_T = \theta_{JC} + \theta_{CS} + \theta_{SA} \quad (4)$$

Zauważmy, że całkowita rezystancja termiczna jest taka sama jak rezystancja termiczna pomiędzy złączem a otoczeniem, a więc:

$$\theta_T = \theta_{JC} + \theta_{CS} + \theta_{SA} = \theta_{JA} \quad (5)$$

Typowe rezystancje termiczne

Typowe rezystancje termiczne niektórych popularnych obudów elementów półprzewodnikowych są wymienione w **tabeli 7.2**. Po zapoznaniu się z podstawową matematyką, rozważmy inne obliczenia – patrz przykład 2.

Najgorsze możliwe warunki

W projektowaniu urządzeń elektronicznych musimy zazwyczaj wziąć pod uwagę wystąpienie najgorszych warunków, zapewniając, że absolutna maksymalna temperatura złącza (T_{Jmax}) nie zostanie przekroczona, gdy całkowita moc rozpraszana i temperatura otoczenia osiągną swoje maksymalne wartości robocze. Z równania (3) możemy wywnioskować, że w najgorszych warunkach:

$T_{Jmax} = (P_{Tmax} \times \theta_T) + T_{Amax}$

Łącząc to z równaniem (5) otrzymujemy:

$T_{Jmax} = (P_{Tmax} \times (\theta_{JC} + \theta_{CS} + \theta_{SA})) + T_{Amax}$ (6)

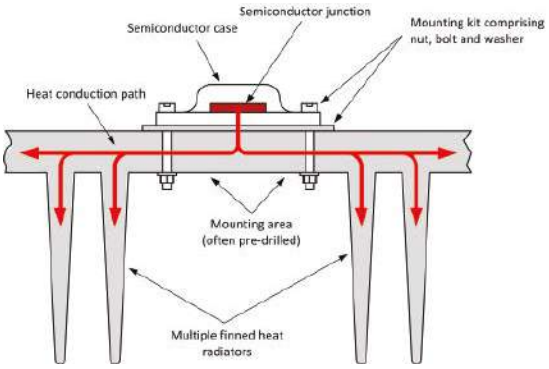
Zilustrujemy to przykładem numer 3.

Określanie specyfikacji radiatorów

Projektant sprzętu elektronicznego często musi określić wymaganą specyfikację radiatora biorąc pod uwagę takie parametry jak bezwzględna maksymalna temperatura złącza, rezystancja termiczna od złącza do obudowy oraz maksymalna spodziewana temperatura otoczenia. Aby to zrobić, musimy przekształcić równanie (6) tak, aby θ_{SA} było przedmiotem równania. Mamy więc:

$$\theta_{SA} = \frac{T_{Jmax} - T_{Amax}}{P_{Tmax}} - (\theta_{JC} + \theta_{CS})$$

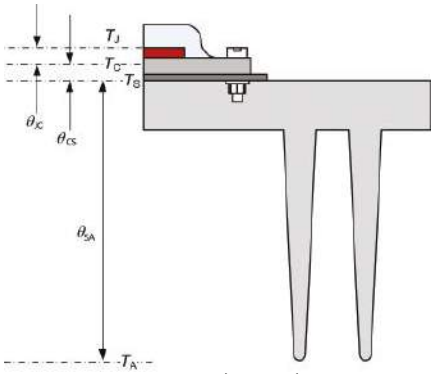
Wartość uzyskana dla θ_{SA} będzie minimalną dopuszczalną wartością znamionową dla wymaganego radiatora. W praktyce wybralibyśmy komponent o wyższej wartości znamionowej, aby zapewnić sobie margines bezpieczeństwa. Przykłady 4 i 5 pokazują, jak to działa.



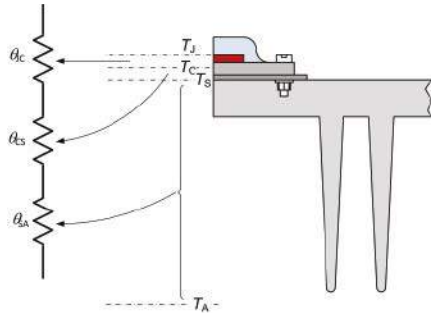
Rysunek 7.6. Typowy układ montażu tranzystora z zaznaczonymi drogami przewodzenia ciepła.

Oprogramowanie do projektowania radiatorów

Chociaż obliczenia te nie są szczególnie trudne, mogą być nieco żmudne, jeśli trzeba



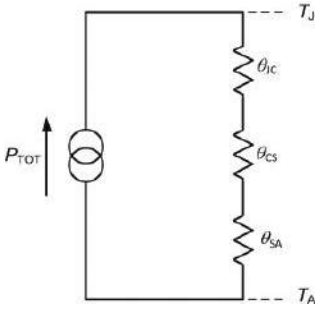
Rysunek 7.7. Temperatury (T_J, T_C i T_S) oraz rezystancje termiczne (θ_{JC}, θ_{CS} i θ_{SA}) występujące na rysunku 7.6.



Rysunek 7.8. Rezystancje cieplne występujące na rysunku 7.7.

eprasa.pl cc4a73eea3

zoptymalizować kilka elementów. Na **rysunku 7.10** pokazano prosty program BASIC (dostępny do pobrania ze strony *Practical Electronics*), który można wykorzystać do pomocy przy obliczeniach radiatorów. Oprogramowanie to działające w systemie Windows posiada trzy główne opcje:



Rysunek 7.9. Termiczny układ zastępczy.

- Obliczenie wymaganej rezystancji termicznej radiatora przy różnych warunkach pracy,
- Obliczenie roboczej temperatury złącza przy uwzględnieniu radiatora i innych parametrów,
- Ustawienie domyślnych wartości maksymalnej temperatury złącza i rezystancji termicznej.

Niskoprądowy konwerter napięcia ujemnego

W tym miesiącu projektem praktycznym jest niskoprądowa przetwornica zasilania ujemnego oparta na tanim timerze 555. Typowym zastosowaniem układu jest uzyskanie nominalnego napięcia –5 V przy prądzie do 30 mA z zasilania 12 V DC. Specyfikacja tego projektu jest następująca:

- Napięcie wejściowe: 12 V (nominalne)
- Napięcie wyjściowe: –5 V ± 0,5 V (ze stabilizatorem Zenera)
- Prąd obciążenia: 15 mA nominalnie (30 mA max.)
- Częstotliwość przełączania: ok. 32 kHz
- Regulacja obciążenia: ok. 13%
- Rezystancja wyjściowa: ok. 40 Ω

Układ przetwornicy niskoprądowej z ujemnym zasilaniem przedstawiono na **rysunku 7.11**. Jako oscylator astabilny zastosowano timer 555 (IC1), którego częstotliwość pracy określają R1, R2 i C2. Wyjście sygnału prostokątnego z pinu 3 o częstotliwości około 32 kHz (patrz **rysunek 7.14**) jest podawane do prostego układu prostownikowo-podwajającego składającego się z D2/D3 i C4/C5. Napięcie stałe pojawiające się na wyjściu C5 będzie niewiele mniejsze od napięcia zasilania, ale o przeciwnej polaryzacji.

Potrzebne będą...

Płytka uniwersalna z miedzianymi paskami (9 pasków po 25 otworów)
2× listwa śrubowa 2-torowa do druku (ST1 i ST2)
1× rezystor 1 kΩ (R1)

Tabela 7.2. Typowe rezystancje termiczne dla różnych rodzajów obudów

Rodzaj obudowy	θ_{JA} (°C/W) (bez radiatora)	θ_{JC} (°C/W)
TO92	200 do 350	40 do 60
TO126	83 do 100	3 do 10
TO220	60 do 70	1,5 do 4
TO202	62 do 75	6 do 13
TO218	30 do 45	1 do 1,56

```
RESULTS

Ambient temperature       :  22 deg.C
Total power dissipation   :  10 W
Junction temperature      :  80 deg.C
Required heatsink thermal resistance (deg.C/W):  5.8
```

Rysunek 7.10. Wykorzystanie oprogramowania wspomagającego obliczenia radiatora.

Przykład 2
Tranzystor ma rezystancję termiczną od złącza do obudowy równą 1,5°C/W. Określić całkowitą rezystancję termiczną występującą pomiędzy złączem a otoczeniem jeżeli tranzystor jest wyposażony w podkładkę i zestaw montażowy o rezystancji termicznej 1,75°C/W oraz radiator o rezystancji 2,25°C/W. Zastosowanie równania (5) daje:

$$\theta_{JA} = \theta_{JC} + \theta_{CS} + \theta_{SA} = 1,5 + 1,75 + 2,25 = 5,5°C/W$$

Przykład 3
Tranzystor ma maksymalną temperaturę złącza 150° i rezystancję termiczną od złącza do obudowy 1.0°C/W. Określić, czy maksymalne wartości znamionowe są przekroczone, gdy całkowita moc rozpraszana osiąga maksimum 25 W przy maksymalnej temperaturze otoczenia 40°C, jeśli element jest zamontowany z podkładką i zestawem montażowym o rezystancji termicznej 1,25°C/W i radiatorem 2,75°C/W. Zastosowanie równania (6) daje:

$$T_{Jmax} = (25 \times (1,0 + 1,25 + 2,75)) + 40 = 165°C$$

Absolutna maksymalna znamionowa temperatura złącza (150°C) jest przekroczona i projektant powinien albo zmniejszyć rozpraszanie mocy do bezpiecznej wartości, albo zmniejszyć rezystancję termiczną (lub zastosować oba te działania).

Przykład 4
Określić minimalną dopuszczalną wartość rezystancji termicznej radiatora przeznaczonego do współpracy z tranzystorem w następujących warunkach:
Maksymalna temperatura złącza.....175°
Rezystancja termiczna obudowy względem powierzchni.....1,25°C/W
Rezystancja termiczna podkładki/zestawu montażowego.....1,75°C/W
Maksymalne całkowite rozproszenie mocy.....13 W
Maksymalna temperatura otoczenia.....45°C
Zastosowanie równania (7) daje:

$$\theta_{SA} = \frac{T_{Jmax} - T_{Amax}}{P_{Tmax}} - (\theta_{JC} + \theta_{CS}) = \frac{175 - 45}{13} - (1.25 + 1.75)$$
$$= 10 - 3 = 7°C/W$$

Przykład 5
FET mocy pracuje z maksymalnym ciągłym prądem drenu (I_D) 0,5 A przy maksymalnym ciągłym napięciu dren-źródło (V_{DS}) wynoszącym 40 V. Znajdź minimalną dopuszczalną wartość rezystancji termicznej radiatora przeznaczonego do współpracy z tym elementem w następujących warunkach:
Maksymalna temperatura złącza.....175°
Rezystancja termiczna obudowy względem powierzchni.....1,35°C/W
Rezystancja termiczna podkładki/zestawu montażowego.....1,45°C/W
Maksymalna temperatura otoczenia.....55°C
Najpierw musimy określić maksymalną całkowitą moc rozpraszaną. Ponieważ elementem jest FET, rozproszenie bramki może być pominięte. Zatem całkowite rozproszenie mocy będzie wynosić:

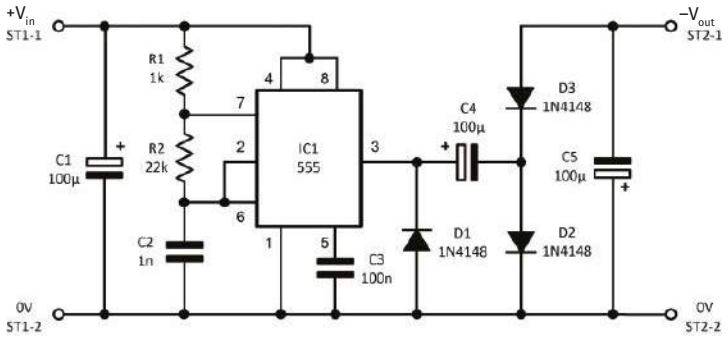
$$P_{Tmax} = V_{DS} \times I_D = 40 \times 0,5 = 20 W$$

Następnie, zastosowanie równania (7) daje:

$$\theta_{SA} = \frac{T_{Jmax} - T_{Amax}}{P_{Tmax}} - (\theta_{JC} + \theta_{CS}) = \frac{175 - 55}{20} - (1.35 + 1.45)$$
$$= 6 - 2.8 = 3.2°C/W$$

eprasa.pl cc4a73eea3

1× rezystor 22 kΩ (R2)
3× kondensator 100 µF 35 V (C1, C4 i C5)
1× kondensator ceramiczny 1 nF (C2)
1× kondensator ceramiczny 100 nF (C3)
1× 8-pinowy timer 555 w obudowie DIL (IC1)
1× niskoprofilowe 8-pinowe gniazdo DIL
3× dioda 1N4148 (D1 do D3)
1× dioda Zenera 5,1 V (opcjonalnie, patrz tekst)
4× podstawka i wkręty montażowe



Rysunek 7.11. Projekt praktyczny – przetwornica niskoprądowa z ujemnym zasilaniem

Budowa

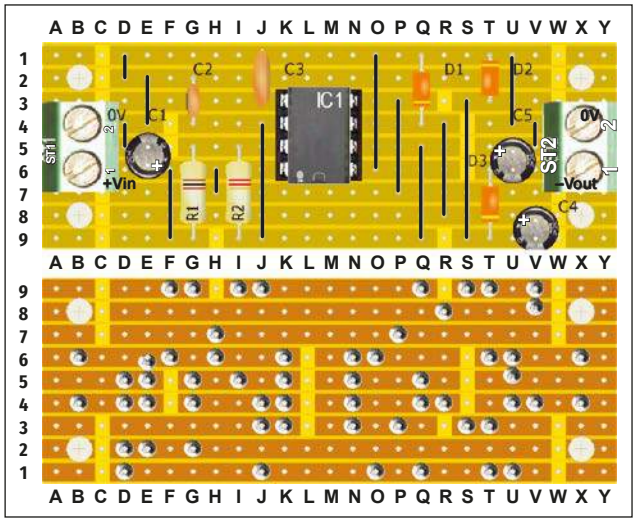
Układ płytki paskowej przetwornicy niskoprądowej z ujemnym zasilaniem przedstawiono na rysunku 7.12. Zwróć uwagę, że na dolnej stronie płytki znajdują się 24 przerwy ścieżek, a na górnej zaś 13 zworek. Jak zawsze, po zakończeniu montażu warto przeprowadzić dokładną inspekcję płytki, szczególnie sprawdzając połączenia poza płytką oraz połączenia z ST1 i ST2. Napięcie wyjściowe bez obciążenia będzie spadać w miarę obciążania wyjścia (patrz **rysunek 7.16**). W niektórych zastosowaniach może to nie stanowić problemu, ale w innych może być konieczne utrzymanie wyjścia znacznie bliżej nominalnego −5 V. W takich przypadkach można po prostu podłączyć równolegle do C5 bocznikującą diodę Zenera o napięciu 5,1 V, jak pokazano na rysunku 7.15. Napięcie wyjściowe bez obciążenia będzie wtedy bliskie −5,1 V, spadając do −4,5 V po osiągnięciu nominalnego prądu obciążenia 15 mA (patrz rysunek 7.16).

W kolejnym odcinku

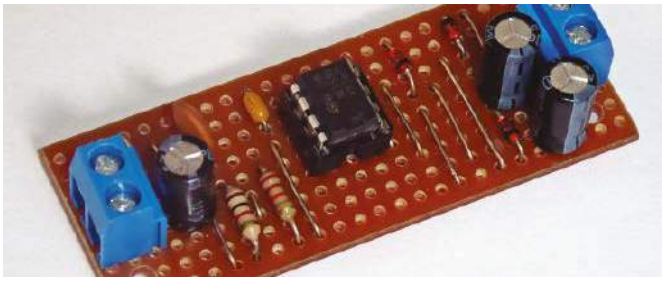
Kolejny odcinek będzie ostatnim z tej serii. Przyjrzymy się rodzajom i właściwościom baterii. Nasz projekt praktyczny będzie miał formę podręcznego analizatora baterii. Zamieścimy również pełny indeks serii. ■

Mike Tooley

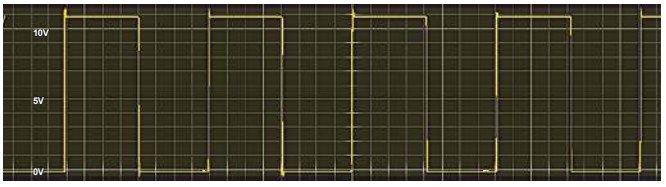
Ten artykuł był wcześniej opublikowany na łamach „Practical Electronics”, czerwiec 2019 (www.epemag3.com)



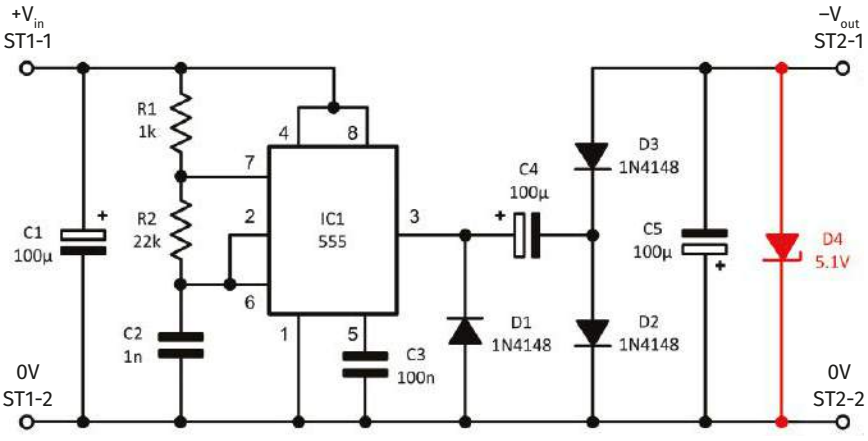
Rysunek 7.12. Układ przetwornika niskoprądowego z ujemnym zasilaniem na płytce paskowej.



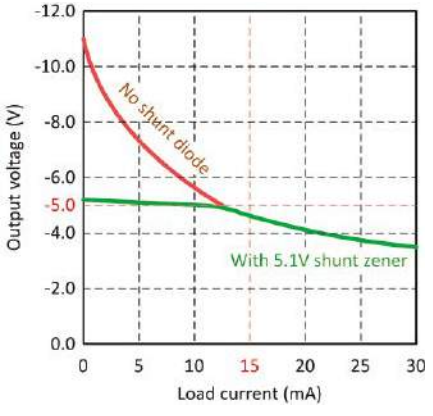
Rysunek 7.13. Gotowy przetwornik niskoprądowy z ujemnym zasilaniem.



Rysunek 7.14. Przebieg impulsów na pinie 3 układu IC1 (uwaga: jest to prawie symetryczna fala kwadratowa).

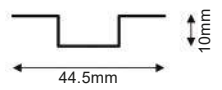


Rysunek 7.15. Stabilizator Zenera 5,1 V dodany do przetwornicy niskoprądowej z ujemnym zasilaniem.



Rysunek 7.16. Charakterystyka regulacji obciążenia dla przetwornicy niskoprądowej z ujemnym zasilaniem.

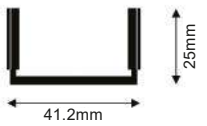
eprasa.pl cc4a73eea3



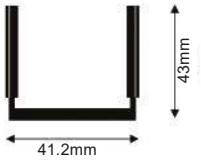
Length (mm)	Thermal resistance (°C/W)
17.8	20.0



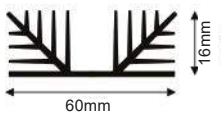
Length (mm)	Thermal resistance (°C/W)
32	14.0



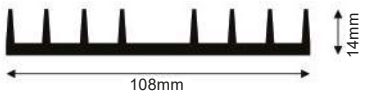
Length (mm)	Thermal resistance (°C/W)
38	7.1



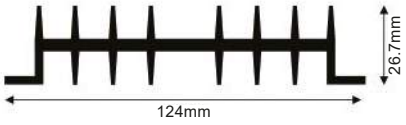
Length (mm)	Thermal resistance (°C/W)
45	4.0



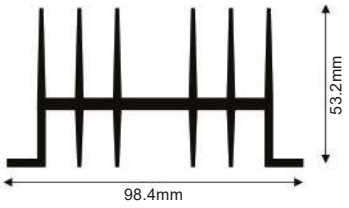
Length (mm)	Thermal resistance (°C/W)
51	6.2
89	1.40



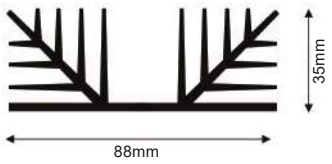
Length (mm)	Thermal resistance (°C/W)
50	5.0
75	3.9
87.5	3.5
100	3.2
150	2.6
300	1.75



Length (mm)	Thermal resistance (°C/W)
75	2.72
100	2.3
150	1.85



Length (mm)	Thermal resistance (°C/W)
50	50
75	2.32
100	1.97
150	1.58



Length (mm)	Thermal resistance (°C/W)
75	1.65
100	1.40
125	1.20

Profile radiatorów, wymiary i typowe rezystancje termiczne.

Po zapoznaniu się z teorią projektowania radiatorów, warto wspomnieć o następujących, ważnych sprawach praktycznych.

Szacowanie rezystancji termicznej

Czasami konieczne jest oszacowanie rezystancji termicznej radiatora na podstawie jego konstrukcji i wymiarów. Aby ułatwić to zadanie, na **rysunku powyżej** przedstawiono wybrane profile radiatorów wraz z wymiarami i typowymi rezystancjami termicznymi. Aby skorzystać z tabeli, wystarczy określić typ, przybliżone wymiary i profil przekroju poprzecznego radiatora, a następnie odnieść się do tabel oporu cieplnego.

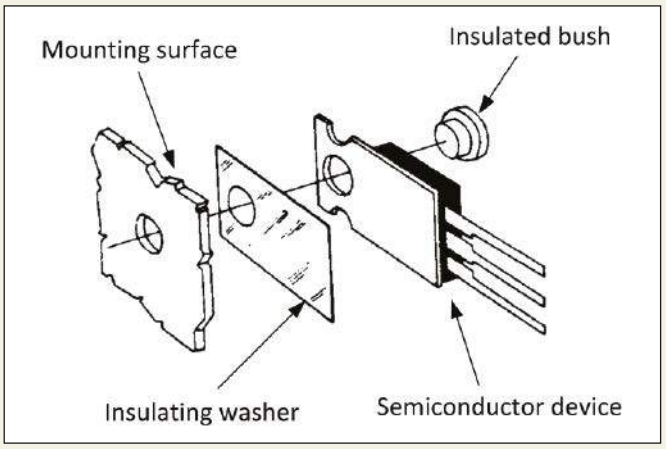
Sposoby montażu

Typowy układ montażowy dla obudowy typu TO220 pokazano na **rysunku obok**. W wielu przypadkach „plecy" elementu są podłączone do jednego z trzech zacisków (często kolektora lub drenu), w takim przypadku należy zamontować elektrycznie izolującą, ale termoprzewodzącą podkładkę z miki lub tworzywa sztucznego. Należy również pamiętać, że należy zastosować izolowaną tuleję, aby zapobiec zwarciu przez śrubę montażową metalowych „pleców" elementu z radiatorem (patrz rysunek 7.18). Opór cieplny zestawu montażowego stosowanego z elementem półprzewodnikowym może mieć duży wpływ na efektywność przewodzenia ciepła z powierzchni obudowy do radiatora. Specjalne podkładki impregnowane termicznie mają znacznie mniejszą rezystancję termiczną niż zwykłe podkładki z miki. Nie należy stosować termoprzewodzącego smaru silikonowego z tego typu podkładkami.

Przepływ powietrza

Należy pamiętać, że obliczenia zakładają, iż radiator podlega naturalnej konwekcji. Zwiększenie przepływu powietrza przez powierzchnię radiatora może drastycznie zwiększyć ilość rozpraszanego ciepła, a co za tym idzie, znacznie zmniejszy również efektywny opór cieplny radiatora. W związku z tym, można rozważyć następujące kroki:

1. Zapewnić odpowiedni przepływ powietrza wokół radiatora, wciągając chłodne powietrze do obudowy i pozwalając ciepłemu powietrzu z niej wypłynąć.
2. Rozważyć zastosowanie chłodzenia wymuszonego/wspomaganego wentylatorem w przypadkach, gdy istnieją ograniczenia przestrzenne lub gdy wentylacja jest problematyczna.
3. Wreszcie, naturalny konwekcyjny przepływ powietrza może być wzmocniony przez odpowiednie umieszczenie radiatorów i innych elementów wytwarzających ciepło. Ciepłe powietrze unosi się, więc pionowe powierzchnie przekazują ciepło do powietrza lepiej niż porównywalne powierzchnie poziome. Najgorętsze elementy powinny znajdować się na górnej stronie poziomo zamontowanej płytki PCB lub blisko górnej krawędzi pionowo zamontowanej płytki PCB.



Zastosowanie podkładek i tulei izolacyjnych.

eprasa.pl cc4a73eea3

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

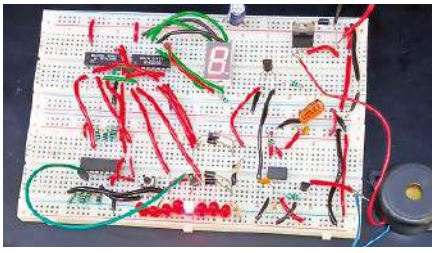


Mgr inż. elektronik po Politechnice Warszawskiej, specjalność aparatura elektroniczna. Od 1992 roku pracownik Polskiego Radia SA jako inżynier serwisowy. Największa forma w jakiej „maczałem" palce, to nadajnik w Solcu Kujawskim (1 MW), najmniejsza, to pendrive (<1 W). 😄

Dzwonek dla wielu użytkowników – do dziewięciu osób

Ten wyjątkowy, ale prosty dzwonek może służyć do wezwania pomocy z biura lub w domu nawet z dziewięciu różnych miejsc. Po zakończeniu dzwonienia pokazuje numer pokoju osoby dzwoniącej lub miejsca, z którego wykonywane jest połączenie.

Opracowany przez autora prototyp przedstawiono na **rysunku 1**, natomiast jego schemat blokowy na **rysunku 2**, a schemat elektryczny na **rysunku 3**. Dzwonek zbudowany jest na bazie stabilizatora napięcia IC1 LM7805, układów scalonych 74LS147, 74LS04 i 74LS247 (IC2-IC4), timera IC5 NE555, tranzystorów T1 i T2 BC547 oraz diod sygnałowych D1–D4 1N4148.



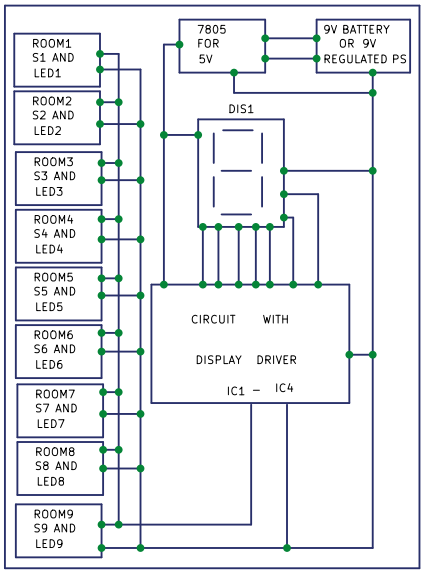
Rysunek 1. Prototyp autora

IC1 dostarcza 5 V stabilizowanego zasilania do układu, z wyjątkiem brzęczyka piezoelektrycznego PZ1, który jest podłączony bezpośrednio do baterii 9 V.

IC2 to koder priorytetowy z 10-linii na 4-linie. Koduje dziewięć linii danych do czteroliniowego BCD. Stan zerowy nie wymaga żadnego wejścia, ponieważ zero jest kodowane, gdy wszystkie dziewięć linii danych ma wysoki poziom logiczny.

IC3 to sześciokrotny inwerter, który odwraca wyjście układu 74LS147. Do inwersji czteroliniowego BCD wykorzystywane są tylko bramki od IC3 (A) do IC3 (D). Odwrócone wyjścia IC3 podawane są na IC4 i cztery diody.

IC4 to dekoder/driver z BCD na siedem segmentów. Posiada wyjścia active-low do bezpośredniego wysterowania diod sygnałowych. Wyjście IC4 podawane jest na wyświetlacz ze wspólną dla wiersza anodą LTS-6960HR/LTS542 (DIS1), który służy do wyświetlania numeru pokoju osoby dzwoniącej.



Rysunek 2. Schemat blokowy

Przełączniki wejściowe (S1 do S9) służą do wyzwalania timera IC5 poprzez cztery diody sygnałowe (D1 do D4). IC5 napędza brzęczyk piezoelektryczny przez ustawiony wcześniej czas. O wyjściu układu IC5 decyduje rezystor R13 i kondensator C1.

Dziewięć przełączników (S1 do S9) jest zainstalowanych w dziewięciu różnych miejscach lub pomieszczeniach wraz z odpowiadającymi im LEDami (LED1 do LED9) do wskazywania osoby wzywającej. Układ IC2 koduje dziewięć linii danych na cztery wyjścia BCD.

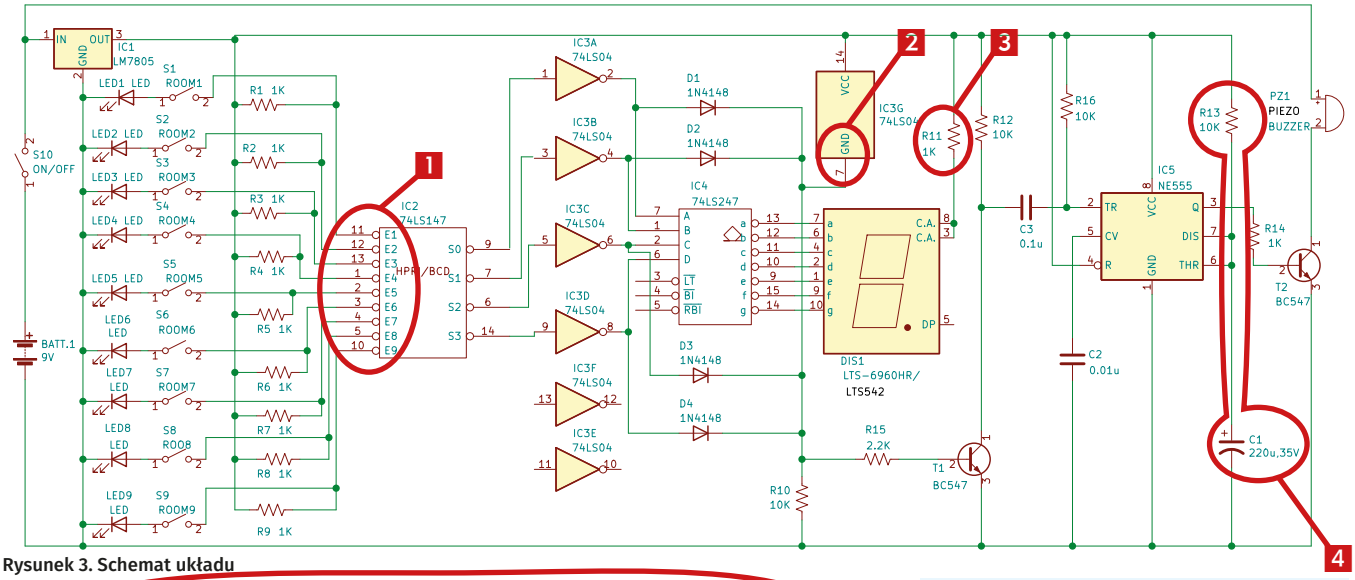
Gdy przełączniki S1 do S9 są otwarte i nie świeci żaden LED, wyświetlacz siedmiosegmentowy DIS1 pokazuje 0. Jeśli którykolwiek z przełączników jest zamknięty, wyjście BCD przechodzi w stan niski i jest odwracane przez IC3 (A) poprzez IC3 (D). Następnie świeci się LED odpowiadający numerowi pomieszczenia i jednocześnie na wyświetlaczu siedmiosegmentowym DIS1 pojawia się numer tego pomieszczenia.

Działanie układu jest proste. Po włączeniu przełącznika S1 w pomieszczeniu numer 1, świeci się jego dioda LED1, a na wyświetlaczu DIS1 pojawia się 1. Oprócz tego brzęczyk piezoelektryczny PZ1 sygnalizuje alarm. Wzywający powinien wyłączyć S1 po obsłużeniu wezwania, aby system był gotowy do odbioru następnego.

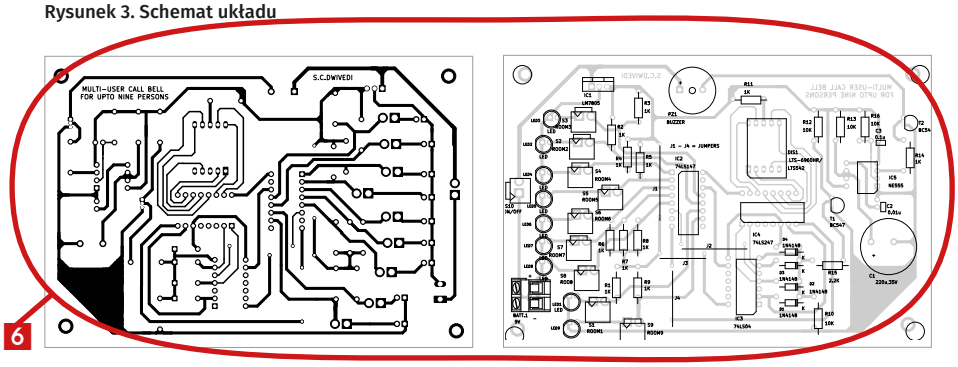
Rozmieszczenie elementów na rzeczywistej wielkości jednostronnej płytce drukowanej dzwonka pokazano na **rysunku 4**, a rozkład jej elementów na **rysunku 5**.

Po zmontowaniu układu na PCB, należy go zamknąć w odpowiednim pudełku. Należy zamontować przełączniki S1 do S9 wraz z odpowiadającymi im LEDami (LED1 do LED9) w dziewięciu różnych pomieszczeniach lub lokacjach.

eprasa.pl cc4a73eea3



Rysunek 3. Schemat układu



Rysunek 4. Rzeczywista wielkość płytki drukowanej

Rysunek 5. Rozmieszczenie elementów na płytce drukowanej

Wykaz elementów

Półprzewodniki:

IC1	LM7805, stabilizator napięcia 5 V
IC2	74LS147 10-liniowy enkoder priorytetowy do 4-liniowego
IC3	inwerter sześciokrotny 74LS04
IC4	sterownik 7-segmentowego dekodera 74LS247
IC5	timer NE555
T1, T2	tranzystor NPN BC547
D1-D4	dioda sygnalizacyjna 1N4148
LED1-LED9	LED 5 mm
DIS1	wyświetlacz 7-segmentowy LTS-6960HR/LTS542

Rezystory: (wszystkie 1/4-watowe, ±5% węglowe)

R1-R9, R11, R14	1 kΩ
R10, R12, R13	
R16	10 kΩ
R15	2,2 kΩ

Kondensatory:

C1	220 µF, 35 V elektrolityczny
C2	dysk ceramiczny 0,01 µF
C3	dysk ceramiczny 0,1 µF

Pozostałe:

S1-S10	włącznik/wyłącznik
PZ1	brzęczyk piezoelektryczny
BATT.1	bateria 9 V/zasilacz stabilizowany

Zmontowaną płytkę, wraz z DIS1 i głośnikiem, należy umieścić w miejscu, w którym przebywa osoba obsługująca.

Autor: **S.C. Dwivedi**, źródło: EFY maj 2022

Uwagi i poprawki

Pomysł układu ciekawy, ale realizacja budzi zastrzeżenia i zawiera wiele błędów.

1 Zamknięcie dowolnego wyłącznika S1 do S2 ma wymusić stan niski na jednym lub więcej wyjść układu IC3 – kodera priorytetowego. Jednak napięcie niskie na wyjściach jest określone spadkiem napięcia na świecącej LED, który wynosi ok. 1,7 V. To znacznie więcej niż katalogowe maksymalne napięcie stanu niskiego w układach TTL lub TTLS, które wynosi 0,8 V.

2 Źle podłączono „–” zasilania układu IC3G. Powinien być podłączony do masy, zamiast do katod diod D1–D4, stanowiących bramkę sterującą sygnalizatorem dźwiękowym.

3 Zastosowanie jednego rezystora R11 przy wyświetlaczu spowoduje, że wyświetlacz będzie świecił z różną jasnością, w zależności od ilości włączonych segmentów.

4 Dobór wartości obwodu R13, C1 jest nieoptymalny, bo zastosowano małą wartość R13 (10 kΩ), co wymusza bardzo dużą wartość C1 (220 µF). Zastosowanie kondensatora elektrolitycznego o tak dużej wartości „kosztuje” większą powierzchnię płytki i obniża trwałość długoterminową układu. Układ 555, przy zasilaniu 5 V, dopuszcza wartość R13 do 5 MΩ, co pozwala obniżyć wartość C1 i zastosować mały kondensator, niekoniecznie elektrolityczny.

5 Układ sygnalizuje dźwiękiem przejście ze stanu „BRAK WEZWAŃ” do stanu „KTOŚ WZYWA”, ale nie zasygnalizuje stanu, gdy liczba wezwań zmniejszy się, np. z 4 do 3, gdyż układ nie przejdzie przez stan 0 potrzebny do przeładowania C3 w obwodzie wyzwalania układu monostabilnego.

6 Szereg błędów na płytce drukowanej wskazuje, że projekt płytki nie był sprawdzony, na co wskazuje również zdjęcie prototypu autora, pokazujące montaż układu na uniwersalnej płytce stykowej. Oto te błędy:

- brak fragmentu ścieżki masy od złącza BAT1 do LED1, przez co część układu nie ma masy
- złącze BAT1 ma odwrotnie zaznaczoną polaryzację
- nóżki VCC (16) – jak wyżej
- C3 powinien być pomiędzy R12 do R16, a jest równolegle do R16
- GND (7) IC3 jest zgodnie ze schematem błędnie połączone z katodami D1–D4
- niektóre pola lutownicze są tak małe, że odejdą przy próbie wiercenia otworu lub lutowaniu
- poza tym w opisie autor poleca instalować przełączniki z odpowiadającymi im diodami LED w 9 pokojach, zatem nie jest zrozumiałe, dlaczego umieścił je na płytce drukowanej.

eprasa.pl cc4a73eea3

Sonda różnicowa o wysokiej impedancji wejściowej do oscyloskopów i multimetrów



Najczęściej używane multimetry i oscyloskopy sprzedawane są z prostymi sondami niesymetrycznymi (pojedynczymi). Często jednak potrzebujemy, do pomiarów i obserwacji sygnałów między nieuziemionymi punktami pomiarowymi, sond różnicowych. Dostępne są różne ich typy, ale większość z nich jest niestety kosztowna. Ponadto niektóre z nich są łatwe do uszkodzenia, a naprawa takich sond (jeśli to w ogóle możliwe) może być bardzo kosztowna. Oto prosta i niedroga konstrukcja sondy różnicowej.

Opis układu

Schemat obwodu sondy różnicowej o wysokiej impedancji pokazano na **rysunku 1**. Sonda, dla prądu stałego, ma wysoką różnicową rezystancję wejściową wynoszącą 20MΩ. Jest ona zbudowana na dwóch popularnych układach scalonych – TL072 (IC1) i LF356 (IC2). IC1 to podwójny niskoszumny wzmacniacz operacyjny z wejściami JFET. Z braku TL072 można zastosować TL081 (ale ma on wyższe szumy) lub TL061 (ale ma on trzykrotnie mniejsze pole wzmocnienia i prawie czterokrotnie mniejszą prędkość narastania (slew rate)).

Red. Podana rezystancja wejściowa jest do uzyskania tylko w przypadku niezainstalowania diod ZD1 i ZD2, których upływności i pojemności degradują mocno parametry wejściowe sondy tak dla prądu stałego jak i zmiennego, powodując, że już przy stosunkowo niewielkich częstotliwościach impedancja wejściowa sondy szybko maleje.

Na rezystancję wejściową mają także wpływ upływności (od zanieczyszczeń i wilgoci) pomiędzy ścieżkami łączącymi rezystory R9 i R10 wyznaczające Rwe, z resztą układu. Pod tym względem projekt płytki drukowanej daleki od optymalności (wąskie złącze wejściowe, prowadzenie ścieżek szczególnie w okolicy rezystora R9).

IC2 to pojedynczy wzmacniacz operacyjny, typu LF356 lub LF357. Wybrany wzmacniacz powinien mieć wyprowadzone końcówki kompensacji napięcia niezrównoważenia. Oczywiście jako IC2 można użyć również wzmacniaczy pojedynczych typu TL071, TL061, TL081 lub podobnych, ale należy zmienić elementy i podłączenie napięcia niezrównoważenia.

Red. W przypadku użycia jako IC2 układu TL071 należy:

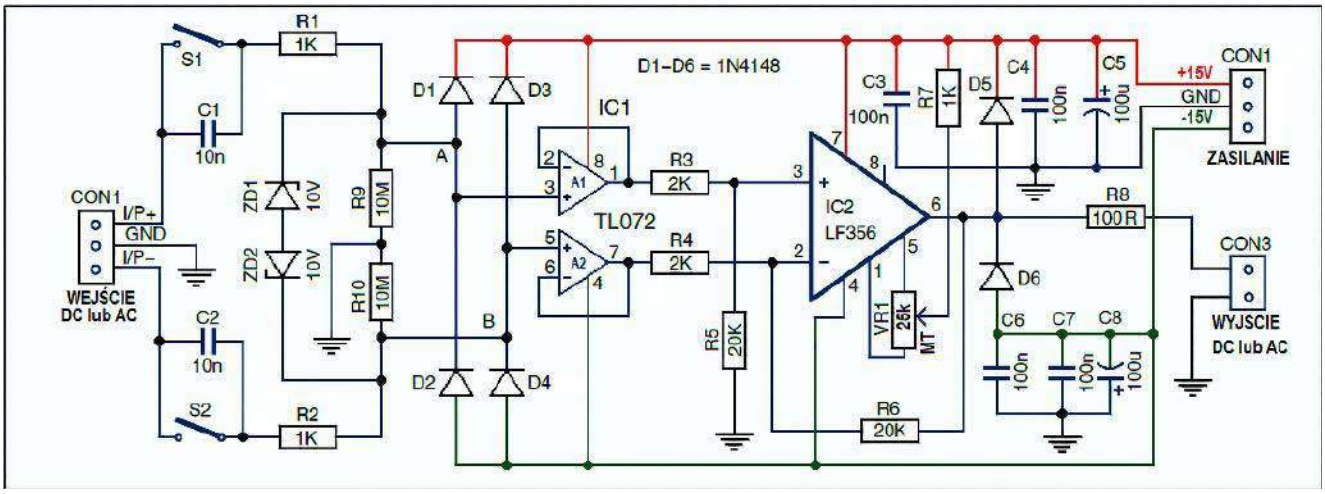
a. potencjometr wieloobrotowy VR1 wymienić na 100kΩ,
b. rezystor R7 zmienić na 1,5 kΩ,
c. rezystor R7 **musi zostać odłączony** od +15 V i **podłączony do −15 V**.

Powyższa regulacja jest niezbędna do wyzerowania wyjścia przy zerowym napięciu wejściowym. Przy regulacji należy zewrzeć oba wejścia sondy do zacisku GND.

IC1 i IC2 powinny mieć niski dryft temperaturowy. Oba wejściowe wzmacniacze operacyjne w układzie IC1 pracują jako proste wtórniki o dużej impedancji, tak że praktycznie tylko rezystory R9 i R10 ustalają rezystancję wejściową sondy (patrz też uwagi od Redakcji).

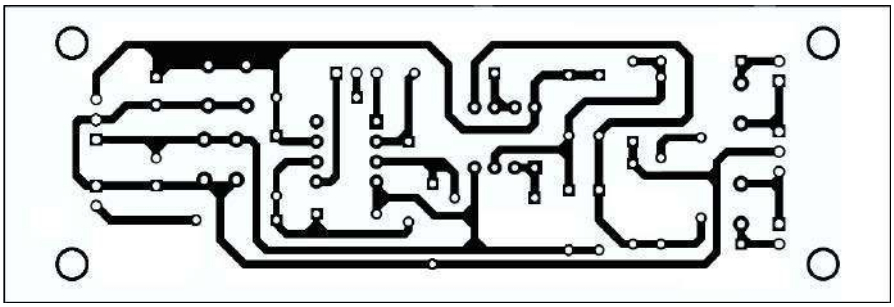
Obwód wejściowy może pracować w trybie DC i AC (wzmacniana jest tylko składowa zmienna). Jeśli zamkniesz przełączniki/zwory S1 i S2, to wejście sond pracuje w trybie DC, a jeżeli są one otwarte to w zmiennoprądowym AC. Przełączniki (zwory) S1 i S2 powinny być otwierane lub zamykane jednocześnie. Wejścia układu IC1 są zabezpieczone rezystorami R1 i R2, diodami Zenera ZD1 i ZD2 oraz diodami D1 do D4. Napięcie różnicowe sondy jest ograniczone przez ZD1 i ZD2 do około 10,7 V. Sonda jest więc przeznaczona do pracy przy znacznie niższych napięciach różnicowych, przy których diody jeszcze nie zaczynają przewodzić. Diody D5 i D6 oraz rezystor R8 zabezpieczają wyjście wzmacniacza IC2 w przypadku podania na CON3 jakiegoś zewnętrznego napięcia o wartości wyższej niż napięcia zasilania układu.

Red. Ze względu na to, że zakres napięć wejściowych, przy wzmocnieniu 10 V/V wzmacniacza IC2, rozciąga się niewiele ponad ±1 V oraz ze względu na degradujący wpływ tych diod na parametry wejściowe sondy

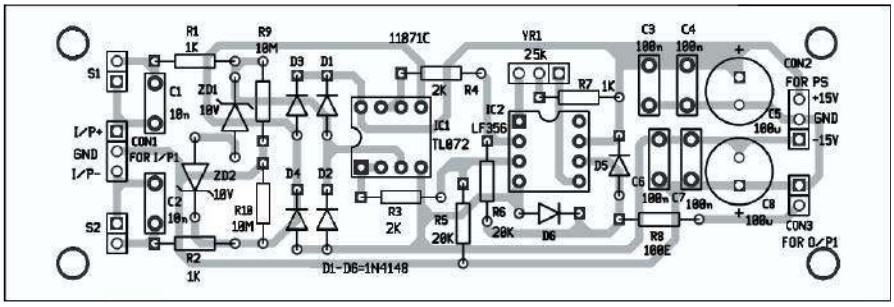


Rysunek 1. Schemat układu sondy różnicowej

eprasa.pl cc4a73eea3



Rysunek 2. Układ ścieżek na płytce drukowanej



Rysunek 3. Rozmieszczenie elementów na płytce drukowanej

można je spokojnie pominąć. W układzie pozostaje w dalszym ciągu ochrona wejścia w postaci rezystorów R1, R2 oraz diod D1 do D4.

Z tego też powodu wzmocnienie różnicowe IC2 ustalono na 10 V/V. IC2 musi mieć wartość pola wzmocnienia (GBW) kilka razy większą niż GBW wzmacniaczy w IC1, w przeciwnym przypadku IC2 będzie ograniczać szerokość pasma sondy.

Jeśli zamiast LF356 zostanie użyty LF357, to pasmo przenoszenia sondy będzie większe.

We wszystkich wymienionych powyżej przypadkach trzydecybelowe pasmo przenoszenia sondy przekracza 30 kHz.

Napięcie zasilania układu powinno wynosić co najmniej ±12 V, a najlepiej ±15 V i powinno być dobrze filtrowane.

Potencjometr VR1 powinien być wieloobrotowy i mieć wartość nominalną od 22 do 25 kΩ.

Montaż i testowanie

Układ ścieżek na płytce drukowanej sondy pokazano na **rysunku 2**, a rozmieszczenie jej elementów na **rysunku 3**.

Red. Wlutuj elementy w płytkę. Uważaj na właściwą polaryzację kondensatorów elektrolitycznych (wlutowane odwrotnie mogą wybuchnąć po podłączeniu zasilania) oraz diod D1 do D6 (w najgorszym przypadku mogą ulec przepaleniu). Nie wkładając układów w podstawki podłącz zasilanie do złącza CON1. Podłącz jeden koniec miernika do GND, a drugim sprawdź napięcia na podstawkach układów scalonych:

Wykaz elementów:

Półprzewodniki:
IC1: TL072 podwójny wzmacniacz operacyjny
IC2: LF356 wzmacniacz operacyjny
D1...D6: 1N4148 diody sygnałowe
ZD1, ZD2: 10 V diody Zenera

Rezystory: (wszystkie 1/4 W, ±1% metalizowane)
R1, R2, R7: 1 kΩ
R3, R4: 2 kΩ
R5, R6: 20 kΩ
R8: 100 Ω
R9, R10: 10 MΩ
VR1: 25 kΩ (lub 22 kΩ) pot. wieloobrotowy pionowy

Kondensatory:
C1, C2: 10 nF 5% 100 V – ceramiczne
C3, C4, C6, C7: 100 nF – ceramiczne
C5, C6: 100 µF, 25 V – elektrolityczne

Inne:
CON1, CON2: złącza trójstykowe
CON3: złącze – złącza dwustykowe
S1, S2: zwory, rozmiar 100 mils (2,54 mm)
podstawki 8 nóżek, precyzyjne 2 szt.
przewody połączeniowe

IC1(8)=+15 V, IC1(4)=–15 V, IC2(7)=+15 V, IC2(4)=–15 V

Odłącz zasilanie, rozładuj kondensatory C5 i C8. Włóż układy IC1 i IC2 w podstawki. Włącz zasilanie. Zewrzyj wejścia IP+ i IP– do GND. Zewrzyj przełączniki/zwory S1 i S2 ustawiając stałoprądowy tryb pracy sondy.

Podłącz woltomierz ustawiony na 20 V pomiędzy zaciski wyjściowe sondy. Jeżeli napięcie wynosi ~0 V, to przełącz woltomierz na najniższy zakres napięciowy (mV) i regulując potencjometrem VR1 ustaw na wyjściu 0 V.

Teraz sonda jest gotowa do użytku. W zależności od aplikacji użyj odpowiedniego złącza(-y) np. BNC na CON1. ■

Petre Tzw Pietrow

Ten artykuł był wcześniej opublikowany na łamach „EFY”, listopad 2020 (efymag.com)

REKLAMA

Kursy w Ulubionym Kiosku

IT i Hi-tech • Muzyka i Dźwięk

Pełna oferta na stronie

www.ulubionykiosk.pl

eprasa.pl cc4a73eea3

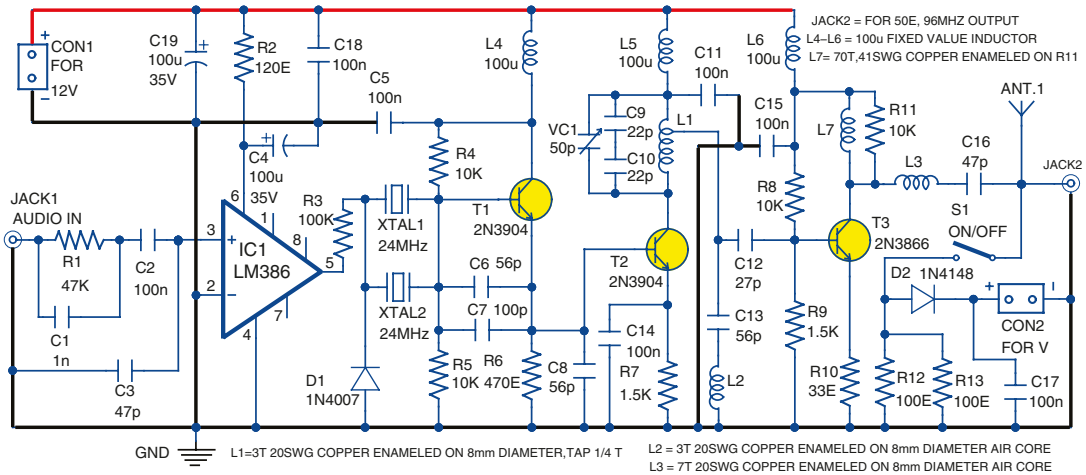
Nadajnik FM stabilizowany kwarcem

EFY TESTED S.C. Dwivedi

Prezentujemy nadajnik z modulacją częstotliwości o bardzo stabilnej częstotliwości nośnej na poziomie 96 MHz. Nie jest to urządzenie użytkowe, lecz projekt zabawki służący celom dydaktycznym.

Dla osiągnięcia tego celu wykorzystano oscylator kwarcowy z czterokrotnym powieleniem częstotliwości kwarcu. Moc wyjściowa na poziomie 40 mW pozwala na zasięg nadajnika do 100 m, w którym to obszarze możesz odbierać sygnał RF modulowany sygnałem fonii twojego głosu lub ulubionej muzyki.

Schemat nadajnika pokazano na **rysunku 1**.



Rysunek 1. Schemat elektryczny nadajnika FM

Wykorzystano tu małej mocy wzmacniacz fonii, układ scalony LM386 (IC1) oraz kilka dyskretnych popularnych tranzystorów. T1 i T2 typu 2N3904 oraz T3 – 2N3866. Ponadto w układzie wykorzystano diodę prostowniczą 1N4007 (D1) oraz małej mocy popularną 1N4148 (D2), a także niewiele typowych biernych elementów dyskretnych. Kluczowym elementem jest kwarc o znamionowej częstotliwości 24 MHz, zaś ewenementem jest, iż wykorzystano tu dwa takie kwarce (XTAL1 I XTAL2).

Oscylator stabilizowany kwarcem pracuje w konfiguracji generatora Colpittsa. Elementem aktywnym (wzmacniaczem) jest tu tranzystor npn T1. Rezystory R4, R5 i R6 ustalają punkt pracy na charakterystyce prądowo-napięciowej tranzystora, zaś kondensatory C6, C7 i C8 są elementami dzielnika pojemnościowego odpowiedzialnymi za wzbudzenie oscylacji generatora Colpittsa. Tranzystor T2 jest wzmacniaczem buforem między generatorem stabilizowanym kwarcem, a obwodem rezonansowym LC dostrojonym w pobliże czwartej harmonicznej kwarcu. T2 pracuje w obszarze nieliniowej części charakterystyki, co skutkuje dużą zawartością harmonicznych w węźle jego kolektora. Układ zaprojektowany jest tak, że uprzywilejowana jest czwarta harmoniczna i ta podlega wzmocnieniu. W ten sposób uzyskano powielenie częstotliwości przez jej czterokrotne wymnożenie. Nie cierpi na tym stabilność częstotliwości, która jest nadal dyktowana kwarcem.

Obwód rezonansowy składa się z cewki L1 oraz wypadkowej pojemności kondensatora C9, C10 i trymera VC1. Należy dostroić się nim do częstotliwości 96 MHz. Silnie selektywny obwód w kolektorze tranzystora T2 zapewnia wzmocnienie czwartej harmonicznej i równocześnie wytłumienie częstotliwości podstawowej (kwarcu) 24 MHz oraz drugiej i trzeciej harmonicznej (48 MHz i 72 MHz) o co najmniej 24 decybele względem mocy fali nośnej 96 MHz. Czyli –24 dBc, co w skali liniowej oznacza moc (niechcianych harmonicznych) wytłumioną 250-krotnie. W kolektorze tranzystora T2 jest jeszcze jeden obwód rezonansowy, złożony z cewki L2 i pojemności C13. To obwód szeregowy stanowiący „trap", czyli pułapkę dla trzeciej harmonicznej kwarcu, czyli 72 MHz. Zabieg taki jest skuteczny i celowy, gdyż w widmie częstotliwości trzecia harmoniczna jest najbardziej dokuczliwa. W kolektorze każdego z tranzystorów T1, T2 i T3 widzimy jeszcze indukcyjności L4, L5 i L6, wszystkie o wartości 100 µH. To separacja obwodu zasilania, zabezpiecza przed sprzęganiem się poszczególnych stopni przez niskoimpedancyjne źródło zasilania nadajnika.

Trzecim stopniem aktywnym jest tranzystor T3 i jest to wzmacniacz mocy pracujący w klasie A. Rezystory R8, R9 i R10 ustalają punkt pracy z prądem kolektora 20 mA. Sprzężenie stopni T2 i T3 jest pojemnościowe i baza T3 sterowana jest z odczepu cewki L1 obwodu rezonansowego odzyskującego czwartą harmoniczną częstotliwości kwarcu. L1 to cewka powietrzna o trzech zwojach z odczepem 1/4 zwoju od strony stałego potencjału zasilania. „Wzmacniacz mocy" T3 obciąża obwód ten mocą 5 mW, zaś w jego kolektorze dostępna jest moc modulowanej częstotliwości nośnej RF na poziomie 40 mW. Kolektor T3 sprzężony jest z anteną przez szeregowy obwód LC (L3 i C16) dopasowujący impedancję widzianą z kolektora do poziomu 50 Ω. Podczas testów antenę stanowił przewód o długości 78 cm, którego spodziewana impedancja falowa jest na poziomie 50 Ω.

Jak na razie mamy częstotliwość nośną stabilizowaną kwarcem. Nadajnik FM moduluje ją w częstotliwości z wąskopasmową dewiacją.

Wykaz elementów:

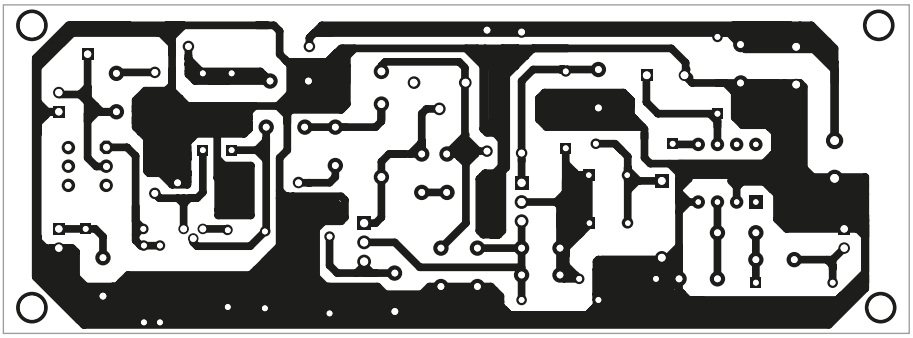
Półprzewodniki:
IC1: LM386 – wzmacniacz audio
T1, T2: 2N3904 – tranzystor
T3: 2N3866 – tranzystor
D1: 1N4007 – dioda prostownicza
D2: 1N4148 – dioda sygnałowa małej mocy

Rezystory: (wszystkie 0,25 W, ±5%)
R1: 47 kΩ
R2: 120 Ω
R3: 100 kΩ
R4, R5, R8, R11: 10 kΩ
R6: 470 Ω
R7, R9: 1,5 kΩ
R10: 33 Ω
R12, R13: 100 Ω

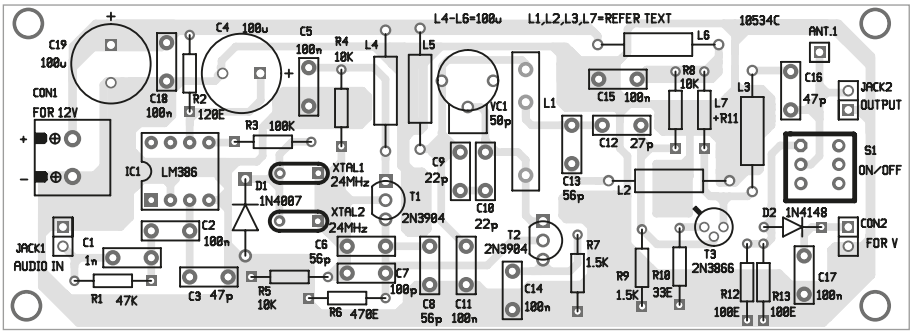
Kondensatory:
C1: 1 nF ceramiczny (dysk)
C2, C5, C11, C14, C15, C17, C18: 100 nF ceramiczny
C3: 47 pF ceramiczny
C4, C19: 100 µF/35 V elektrolityczny
C6, C8, C13: 56 pF ceramiczny
C7: 100 pF ceramiczny
C9, C10: 22 pF ceramiczny
C12: 27 pF ceramiczny
C16: 47 pF ceramiczny

Inne:
CON1: złącze 2-pinowe
CON2: złącze 2-pinowe
Jack1, Jack2: dwu-pinowe złącze mono-jack
XTAL1, XTAL2: rezonator kwarcowy 24 MHz
S1: przełącznik on/off
L1, L2, L3, L7: cewki które należy wykonać własnoręcznie (opis w tekście)
L4, L5, L6: cewki 100 µH
ANT.1: antena – pojedynczy przewód długości 78 cm
oprócz tego:
- podstawka pod układ scalony DIL 8-pin
- zasilacz stabilizowany 12 VDC
- radiator dla tranzystora 2N3866

eprasa.pl cc4a73eea3



Rysunek 2. Wygląd płytki PCB



Rysunek 3. Schemat montażowy nadajnika FM

W tym celu wykorzystano pojemność złącza zwykłej diody prostowniczej 1N4007. Dioda ta (D1) polaryzowana jest w kierunku zaporowym i włączona jest szeregowo z rezonatorami kwarcowymi XTAL1 i XTAL2. Zastosowanie dwu rezonatorów o tej samej częstotliwości połączonych równolegle pozwala na uzyskanie większej dewiacji modulacji FM. Sygnał modulujący pracę oscylatora Colpittsa pochodzi z układu scalonego LM386 (IC1), który jest wzmacniaczem audio małej mocy. Niska impedancja wyjściowa (co w tym przypadku ma znaczenie drugorzędne) i wysoka wejściowa tego stopnia pozwala na użycie sygnału wejściowego nadajnika FM z zewnętrznego źródła, jak np. telefon komórkowy. Aczkolwiek pożądane jest zewnętrzne dopasowanie amplitudy sygnału modulującego dla uzyskania optymalnej dewiacji FM bez zniekształceń. Na wejściu wzmacniacza IC1 zastosowano obwód uwydatniania wyższych częstotliwości z preemfazą 50 µs. Zadanie to pełni dwójnik RC – R1=47 kΩ i C1=1 nF. Zmiana wartości R1 na 15 kΩ skutkuje preemfazą ze stałą czasową 75 µs. Preemfaza 50 i 75 µs to typowe wartości skutkujące załamaniem (podniesieniem) charakterystyki częstotliwościowej w okolicy, odpowiednio 3,2 kHz i 2,1 kHz.

Konstrukcja mechaniczna i przetestowanie pracy nadajnika

Projekt druku płytki PCB pokazano na **rysunku 2. Rysunek 3** pokazuje schemat montażowy rozmieszczenia elementów. Po zmontowaniu układu, do złącza CON1 należy doprowadzić zasilanie 12 VDC. Nadajnik pracuje w paśmie częstotliwości VHF i należy przestrzegać zasad montażu obwodów w.cz. Wyprowadzenia elementów powinny być krótkie, a projekt druku PCB nie szczędzi laminatu na powierzchnię potencjału masy.

Na płytce przewidziano prosty obwód pomiaru mocy nadajnika. Rezystory R12 i R13 (oba po 100 Ω) stanowią sztuczne obciążenie 50 Ω na wyjściu nadajnika. Dzięki niemu można przeprowadzić uproszczoną procedurę dostrojenia układu (w tym czasie należy antenę odłączyć). Po zwarciu przełącznika S1, orientacyjną moc nadajnika można ocenić na podstawie odczytu miernika podłączonego w miejsce oznaczone CON2. Procedura strojenia jest bardzo prosta – regulacja trymerem VC1 na maksimum wskazania tego miernika. Dioda D2 z C17 stanowią prostownik szczytowy przebiegu sinusoidalnego na sztucznym obciążeniu (R12+R13). Oceniając moc, należy do wskazania miernika dodać ok. 0,5 V (napięcie przewodzenia diody D2) i podnieść do kwadratu, korzystając ze wzoru $P=U^2/R$. R to 50 Ω, ale należy jeszcze uwzględnić czynnik 1/2 z uwagi na to, że odczytujemy wartość szczytową sinusoidy. Reasumując, orientacyjną moc ocenimy ze wzoru $(U + 0{,}5\ V)^2/100$ (przy mocy 40 mW na obciążeniu 50 Ω, miernik powinien wskazać napięcie ok. 1,5 V).

Można posłużyć się też metodą dokładniejszą, korzystając z analizatora widma częstotliwości. Obecnie dostępne są niedrogie przystawki z portem USB umożliwiające taką obserwację. Oprogramowanie jest dostępne bezpłatnie, do ściągnięcia np. ze strony www.rtl-sdr.com/tag/spectrum-analyzer-2.

W celu optymalnego dostrojenia obwodu rezonansowego trymerem VC1, można posłużyć się jeszcze inną prostą metodą z wykorzystaniem podręcznego odbiornika. W odbiorniku należy ustawić żądaną częstotliwość 96 MHz i oddalać się od nadajnika. Optymalne dostrojenie skutkuje maksymalnym zasięgiem. W tej sytuacji należy w nadajniku sztuczne obciążenie odłączyć i oczywiście podłączyć antenę.

W modelu wykonanym przez autora, jako tranzystor T3 wykorzystano typ 2N3866. Pozwala on na uzyskanie mocy wyjściowej na poziomie 40 mW, lecz powinien być wyposażony w niewielki radiator. W tym stopniu może pracować też popularny 2N3904 (jak T1 i T2). Należy wtedy zwiększyć R10 do wartości ok. 56 Ω, co jednak skutkuje spadkiem mocy wyjściowej do ok. 15 mW.

Krytycznymi elementami w projekcie nadajnika są cewki L1 i L2. To elementy, które trzeba wykonać własnoręcznie, a ich montaż też nie jest obojętny. Muszą być oddalone od siebie o co najmniej 2 cm i umieszczone prostopadle względem siebie. To zabezpieczy brak sprzężenia strumieni magnetycznych obu ceweczek. Wymóg ten uwzględnia proponowany projekt druku płytki PCB.

Ceweczki L1 i L2 należy nawinąć drutem 20SWG, co w bardziej przyjaznych nam milimetrach oznacza średnicę ok. 1 mm. L1 i L2 to 3 zwoje takiego drutu w emalii nawinięte na wałku o średnicy 8 mm. Cewki te nie mają rdzenia magnetycznego, czyli mają rdzeń powietrzny. L1 ma odczep na wysokości 1/4 zwoju. Ręcznie należy wykonać także cewkę L3. Tym samym drutem 20SWG w izolacji na rdzeniu powietrznym 8 mm. Tu należy nawinąć 7 zwojów. Jako L4, L5 i L6 można wykorzystać gotowe cewki o indukcyjności 100 µH. L7 należy nawinąć na rezystorze R11, 70 zwojów drutem 41SWG. Czyli drutem o średnicy ok. 0,1 mm w izolacji.

Uruchamiając nadajnik należy zwrócić uwagę, aby sygnał audio podłączyć kablem ekranowanym. Nadajnik pracuje na częstotliwości 96 MHz modulowanej wąskopasmowo sygnałem fonicznym, czyli pasmem do 20 kHz. Istotne spektrum sygnału wyjściowego obejmuje jednak pasmo od 24 MHz do 700 MHz. Druga harmoniczna sygnału nośnego (96 MHz) nie powinna przekraczać poziomu –18 dB względem nośnej (–18 dBc), a trzecia –24 dBc. Wszystkie inne zakłócenia i zniekształcenia obserwowane w tym paśmie nie powinny przekraczać poziomu –20 dB względem mocy sygnału fali nośnej 96 MHz. ■

Joy Mukherji

Ten artykuł był wcześniej opublikowany na łamach „EFY”, kwiecień 2020 (efymag.com)

eprasa.pl cc4a73eea3

Zegar czasu rzeczywistego z wyświetlaniem temperatury z wykorzystaniem Arduino

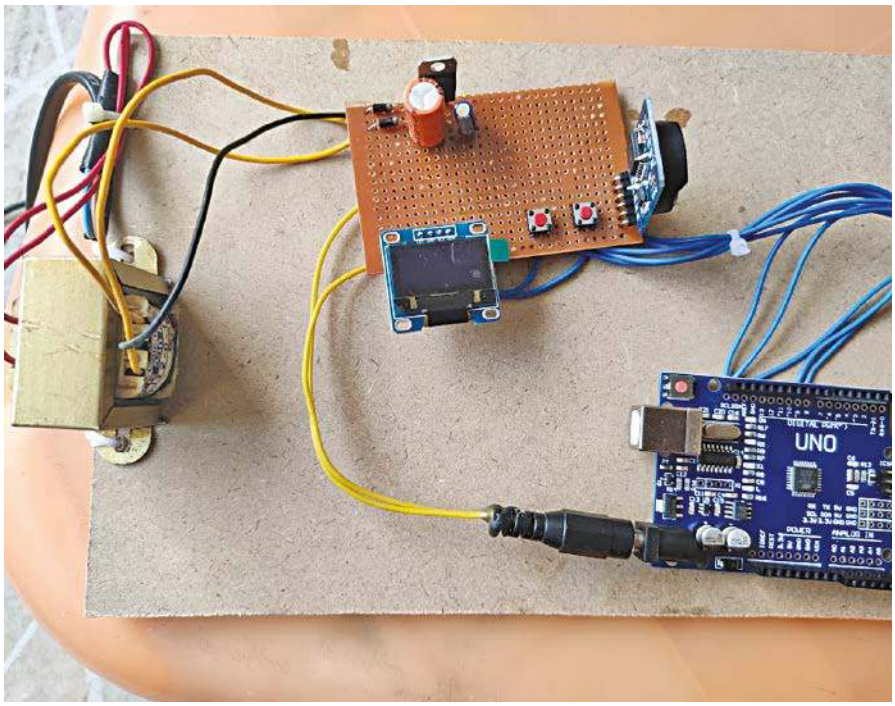


Projekt pokazuje, jak można zbudować zegar z datownikiem oraz z dodatkowym wyświetlaniem temperatury przy użyciu płytki Arduino, modułu zegara czasu rzeczywistego (RTC) DS3231 oraz wyświetlacza OLED typu SSD1306 (128×64 pikseli).

Układ zegarowy DS3231 jest dokładniejszy niż DS1307, a także ma wbudowany czujnik temperatury. Odmierza czas, nawet gdy główne źródło zasilania jest wyłączone. Wykorzystuje interfejs I^2C do komunikacji z urządzeniem nadrzędnym (mikrokontrolerem), w tym przypadku Arduino.

DS3231 i SSD1306 OLED współdzielą tę samą magistralę I^2C, ale mikrokontroler może się komunikować w danym momencie tylko z jednym z nich, w zależności od przesłanego wcześniej adresu.

Adres dla DS3231 RTC to 0x68, a dla SSD1306 OLED to 0x3C. Na **rysunku 1** przedstawiono autorski prototyp zegara, a na **rysunku 2** schemat blokowy układu.



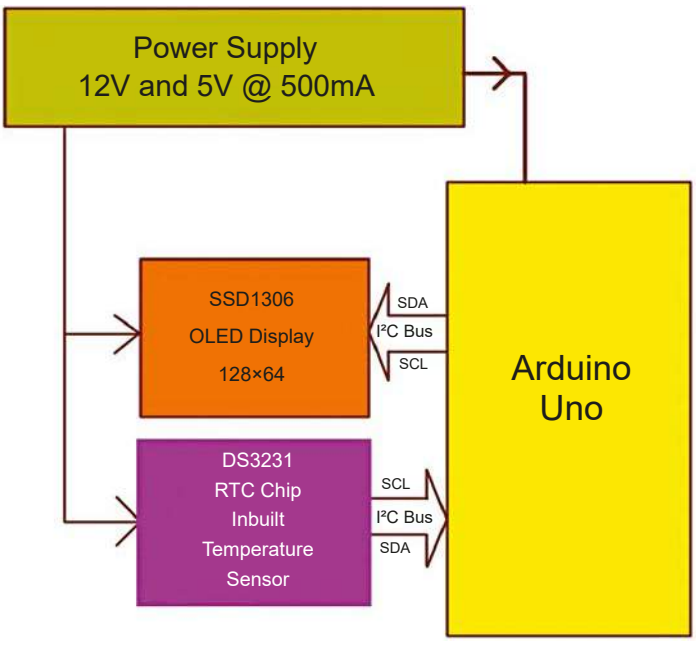
Rysunek 1. Prototyp autorów

Opis układu i jego działanie

Schemat ideowy układu zegara czasu rzeczywistego na Arduino z wyświetlaniem temperatury pokazano na **rysunku 3**. Zbudowany jest on z wykorzystaniem płytki Uno (Board1), stabilizatora 5 V typu 7805 (IC1), wyświetlacza OLED SSD1306 o przekątnej ekranu 2,4 cm (DIS1), modułu zegara czasu rzeczywistego DS3231 (RTC1), oraz kilku innych komponentów.

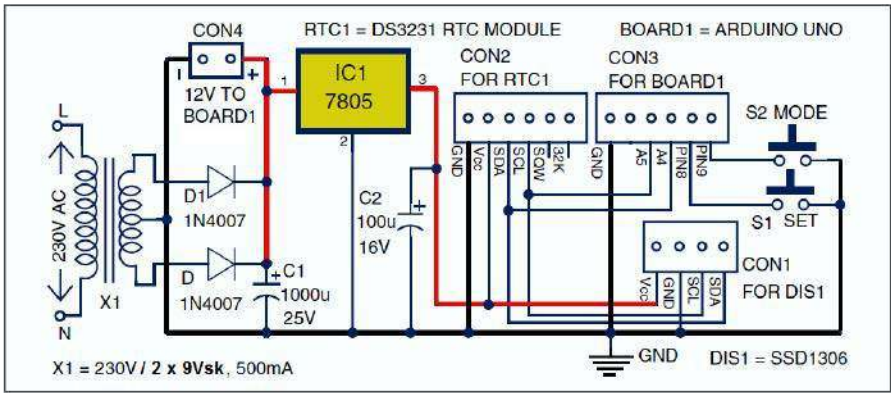
Wyświetlacz OLED SSD1306. OLED (organiczna dioda elektroluminescencyjna) to płaskie, cienkowarstwowe źródło światła wykonane z materiałów organicznych, które są umieszczone pomiędzy dwoma elektrodami (np. w postaci półprzezroczystych obszarów napylonych na szkle). Wyświetlacz OLED użyty w tym projekcie pokazano na **rysunku 4**.

Posiada on: ulepszoną jakość obrazu, pełny kąt widzenia, wysoką jasność, lepszy kontrast, szeroką gamę kolorów oraz niskie zużycie energii. Jest bardziej wydajny i niezawodny w porównaniu z prostym wyświetlaczem LCD. Stosowany jest głównie w takich cyfrowych urządzeniach wyświetlających, jak: monitory komputerowe, telefony komórkowe, przenośne gry wideo i ekrany telewizyjne. Jest łatwo dostępny na rynku oraz w sklepach internetowych.



Rysunek 2. Schemat blokowy projektu

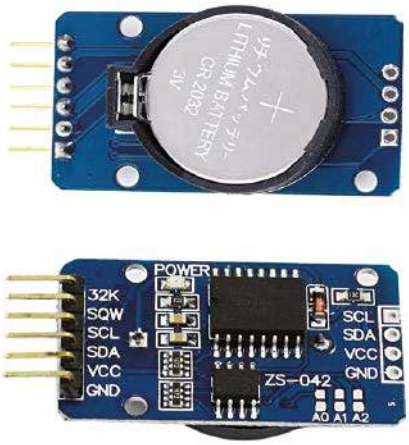
eprasa.pl cc4a73eea3



Rysunek 3. Schemat ideowy zegara czasu rzeczywistego opartego na Arduino



Rysunek 4. Moduł wyświetlacza OLED SSD1306



Rysunek 5. Moduł zegara czasu rzeczywistego (RTC) DS3231

Moduł wyświetlacza łączy się z płytką Arduino za pomocą czterech przewodów – dwóch dla zasilania i kolejnych dwóch do przesyłu danych – dzięki czemu okablowanie jest bardzo proste. Przesył danych jest wykonywany interfejsem I²C (Inter-Integrated Circuit – połączenie pomiędzy układami scalonymi), znanym również jako TWI (Two Wire Interface – interfejs dwuprzewodowy).

Kod źródłowy tego projektu jest dostępny do pobrania ze strony https://bit.ly/3BgbDL3

DS3231 Moduł zegara czasu rzeczywistego z pomiarem temperatury. Moduł DS3231 to tani, bardzo dokładny zegar czasu rzeczywistego, który utrzymuje bieżący czas w godzinach, minutach i sekundach, a także informacje o dniu, miesiącu i roku. Uwzględnia lata przestępne i ustawia, zgodnie z tym, odpowiednią liczbę dni miesiąca lutego. Moduł może pracować przy napięciu zasilania 3,3 V lub 5 V, co sprawia, że nadaje się do wielu platform programistycznych lub mikrokontrolerów. Napięcie zasilania podtrzymującego pracę zegara w module RTC wynosi 3 V, więc typowa bateria CR2032 może zasilać moduł i utrzymywać aktualność informacji czasowej przez ponad rok.

Zastosowany w tym projekcie moduł DS3231 (jego przód i tył) pokazano na **rysunku 5**.

Zastosowany w module protokół komunikacyjny I²C sprawia, że jego połączenie z płytką Arduino jest bardzo łatwe. Wszystko czego potrzebujemy, to cztery linie: Vcc i Gnd do zasilania modułu oraz SDA i SCL do komunikacji I²C.

Zasilacz. Zasilacz stabilizowany jest zbudowany z prostownika pełnookresowego zbudowanego na diodach 1N4007 (D1 i D2), dwóch kondensatorów (C1 i C2), stabilizatora napięcia 5 V typu 7805 (IC1) z radiatorem oraz transformatora X1 obniżającego napięcie z ~230 Vsk na 2×9 Vsk (symetryczne uzwojenie wtórne) i wydajności 500 mA.

W projekcie wymagane są dwa napięcia zasilania: 12 VDC dla zasilania Arduino Uno (złącze CON4) oraz 5 V dla modułów RTC i OLED.

Arduino Uno. Sercem projektu jest płytka Arduino Uno R3 oparta na mikrokontrolerze ATmega328/ATmega328P. Posiada ona, między innymi, 14 cyfrowych końcówek wejścia/wyjścia (I/O), sześć wejść analogowych, pamięć FLASH programu o pojemności 32 k, oscylator kwarcowy 16 MHz, złącze USB, gniazdo zasilania, złącze programowania w układzie (ICSP), przycisk zerowania. Można go zaprogramować za pomocą bezpłatnego środowiska Arduino IDE.

Wykaz elementów:

Półprzewodniki:
IC1: 7805, regulator napięcia 5 V, obudowa TO-220
Board1: płytka Arduino Uno
RTC1: moduł DS3231 RTC
DIS1: wyświetlacz OLED typu SSD1306
D1, D2: 1N4007 – diody prostownicze (ogólnie od 1N4002 do 1N4007)

Kondensatory:
C1: 1000 µF, 25 V elektrolityczny
C2: 100 µF, 16 V elektrolityczny

Inne elementy:
X1: transf. sieciowy 230 V/9 V-0-9 V, 500 mA, np. Indel TS12/006
S1, S2: mikroprzyciski
CON1: złącze 4-stykowe męskie i żeńskie (Berg)
CON2, CON3: złącza 6-stykowe męskie i żeńskie (Berg)
CON4: złącze zasilające prądu stałego
przewody połączeniowe
radiator dla stabilizatora IC1

W układzie zegara znajdują się dwa przyciski: S1 do ustawiania wartości (SET) i S2 do zmiany trybu pracy (MODE). Służą one do wstępnego ustawienia lub korekty czasu i daty zegara czasu rzeczywistego.

Masę płytki Arduino należy połączyć z masą modułu RTC1 i modułu wyświetlacza DIS1.

Montaż i testowanie

Po wykonaniu wszystkich połączeń przetestuj działanie układu naciskając i zwalniając przycisk trybu (MODE). Kursor na wyświetlaczu zacznie migać w polu dnia tygodnia. Naciśnij i przytrzymaj przycisk ustawiania (SET), aby zmieniać dni tygodnia z częstotliwością 5 Hz lub naciśnij go krótko, aby zwiększyć wartość o jeden. Naciśnij i zwolnij przycisk (MODE), aby przesunąć kursor do pola miesiąca. Użyj przycisku SET do ustawienia dnia miesiąca w sposób opisany wcześniej.

Naciśnij przycisk MODE, aby przesunąć kursor do pola dnia miesiąca. Ustaw dzień przyciskiem SET.

Zauważ, że układ zegara czasu rzeczywistego zna prawidłową liczbę dni w każdym miesiącu.

Naciśnij i zwolnij MODE, aby przesunąć kursor do pola roku. Ustaw aktualny rok przyciskiem SET. Prawidłowy zakres lat to 2000 do 2099.

Układ RTC automatycznie wykrywa lata przestępne. Kiedy włączysz zegar po raz pierwszy, datą będzie 1 stycznia 2000 wtedy po prostu ustaw właściwy rok w sposób opisany wcześniej.

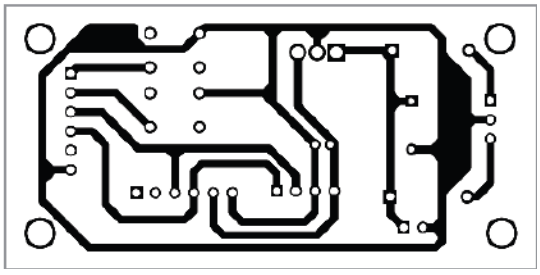
Użyj przycisku MODE, aby przesunąć kursor do pola godziny. Ustaw prawidłową godzinę przyciskiem SET.

Uwaga: Zegar w projekcie pracuje tylko w trybie 24-godzinnym.

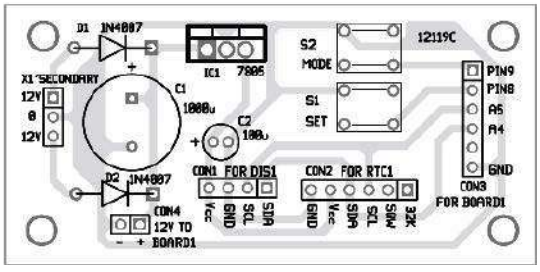
eprasa.pl cc4a73eea3



Rysunek 6. Gotowy zegar cyfrowy z wyświetlaniem temperatury



Rysunek 7. PCB rzeczywistej wielkości dla projektu zegara czasu rzeczywistego z wyświetlaniem temperatury



Rysunek 8. Schemat montażowy projektu

Ustaw wskazanie minut zegara, a następnie przejdź do pola sekund i krótkim naciśnięciem SET wyzeruj wskazanie sekund lub przytrzymaj przycisk dłużej i puść w momencie zgodzenia się czasu ze źródła wzorcowego z czasem ustawionym na naszym zegarze.

Układ DS3231 posiada też wbudowany czujnik temperatury. W ten sposób podaje czas, datę i rok wraz z odczytami temperatury (patrz **rysunek 6**). Dokładność pomiaru temperatury wynosi ±3%.

Oprogramowanie

Pracą układu steruje program (plik: main_code.ino), którym należy zaprogramować płytkę Arduino Uno. Program zawiera obsługę wszystkich wymaganych funkcjonalności i został napisany w języku C++.

Do kompilacji i wgrania programu na płytkę Arduino użyto środowiska Arduino IDE w wersji 1.8.11.

Do poprawnej kompilacji projektu wymagane są następujące pliki nagłówkowe bibliotek dołączonych w głównym pliku programu → main_code.ino:

#include <Wire.h>.

Ta biblioteka jest wymagana do komunikacji z urządzeniami używającymi protokołu I^2C w celu szybszej transmisji danych. W tym projekcie są dwa urządzenia obsługiwane przez I^2C: wyświetlacz OLED SSD1306 oraz moduł RTC DS3231.

(Ten plik nagłówkowy jest już zawarty w najnowszym środowisku Arduino IDE.)

#include <Adafruit_GFX.h>.

Plik nagłówkowy biblioteki graficznej Adafruit służącej do wyświetlania różnych typów grafiki, takich jak: kwadraty, trójkąty, czarno-białe inwersje kolorów, symbole gwiazd i obrazy w formacie bitmapowym (pliki *.bmp). W tym projekcie zastosowano różne rozmiary czcionek i specjalny symbol dla jednostek temperatury (°C).

#include <Adafruit_SSD1306.h>.

Plik nagłówkowy biblioteki do komunikacji z wyświetlaczem SSD1306, za pomocą mapowania adresów. Wyświetlacz SSD1306 może wyświetlać obraz o rozmiarze 128×64 pikseli i może wyświetlać dane naprzemiennie z ośmiu stron zapisanych w jego pamięci. Uzyskaj dostęp do każdej strony, korzystając z trzech linii adresowych.

Funkcje biblioteki Adafruit_SSD1306 mocno upraszczają wybór linii adresowych i przesyłu danych oraz poleceń sterujących.

Kod Arduino (main_code.ino) wymaga dwóch zewnętrznych bibliotek: Adafruit-GFX-Library-master.zip oraz Adafruit_SSD1306-master.zip. Obie są dołączone w pliku zawierającym główny kod programu dostępny ze strony source.efymag.com. Musisz je zainstalować w środowisku Arduino IDE przed kompilacją i przesłaniem kodu na płytkę Arduino.

Rysunek ścieżek na płytce drukowanej dla zegara czasu rzeczywistego na Arduino z wyświetlaczem temperatury pokazano na **rysunku 7**, a układ elementów na **rysunku 8**.

Po zmontowaniu układu na płytce drukowanej podłączamy do niej przewodami moduł Arduino Uno. Nie zapomnij wgrać kodu źródłowego do Arduino przed jego okablowaniem. Układ jest zasilany z sieci 230 VAC za pomocą transformatora (X1), tak jak pokazano na schemacie. ■

Pamarthi Kanakraja
dr K Sarat Kumar

Ten artykuł był wcześniej opublikowany na łamach „EFY”, listopad 2020 (efymag.com)

REKLAMA

Świat projektantów i programistów dla elektroniki
w nowej odsłonie. Odwiedź nowy

ELPORTAL.pl

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

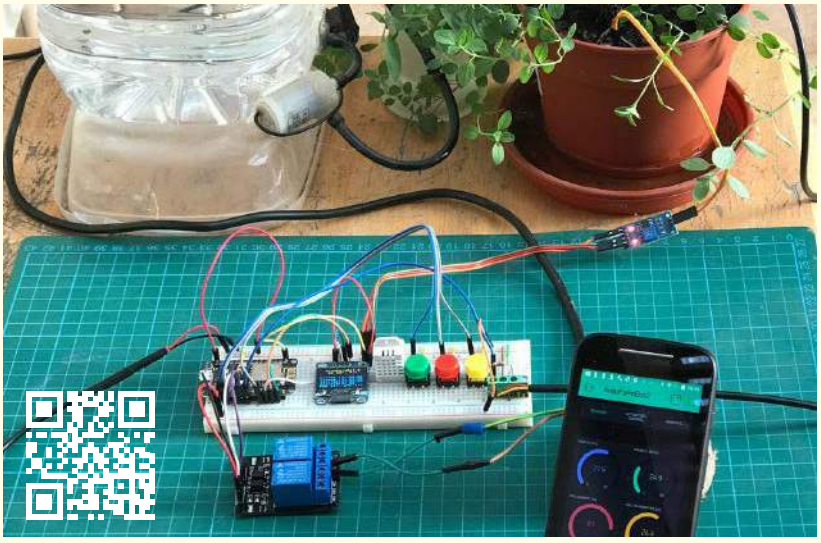
eprasa.pl cc4a73eea3

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.

Automatyczny system ogrodniczy z NodeMCU i Blynk, ArduFarmBot 2

Stworzymy w pełni zautomatyzowany system ogrodniczy oparty o NodeMCU ESP8266 oraz aplikację IoT – BLYNK. Jakiś czas temu publikowaliśmy tutaj podobny projekt: "ArduFarmBot: Sterowanie przydomową farmą pomidorów za pomocą Arduino i IoT". W nowej wersji, ArduFarmBot 2, zostanie zachowana główna specyfikacja oryginalnego projektu. Stworzymy w pełni zautomatyzowany system ogrodniczy oparty o NodeMCU ESP8266 oraz aplikację IoT – BLYNK.
Zasadniczo, będą przechwytywane informacje z plantacji, takie jak temperatura i wilgotność, zarówno powietrza jak i gleby. Na podstawie tych danych ArduFarmBot 2 zdecyduje, w jakim czasie i w jakiej ilości plantacja powinna otrzymać ciepło i wodę. Ponadto, projekt powinien umożliwiać ręczną interwencję operatora w celu sterowania pompą wodną i lampą elektryczną do generowania ciepła dla plantacji. Ręczna interwencja musi być zarówno lokalna, jak i zdalna, przez Internet.

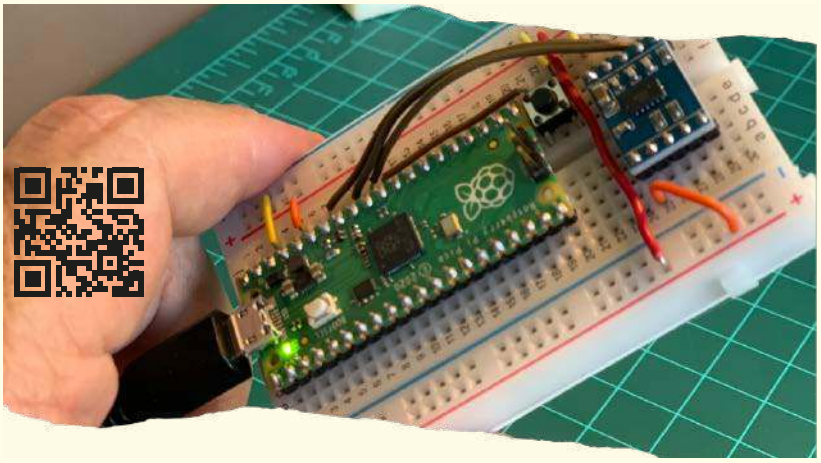
Dokończenie artykułu na stronie:
https://bit.ly/37rADnq



TinyML – Rozpoznawanie ruchu przy pomocy Raspberry Pi Pico

W tym poradniku użyjemy uczenia maszynowego do zbudowania systemu rozpoznawania gestów, który działa na małym mikrokontrolerze RP2040.
Ten poradnik składa się z dwóch części. Pierwszą z nich jest poznanie Raspberry Pi Pico, jego głównych komponentów oraz sposobów programowania go przy użyciu Micropythona i jego C/C++ SDK (Software Development Kit). Następnie użyjemy Pico do przechwytywania „danych o gestach", które zostaną wykorzystane w szkoleniu modelu TinyML, przy użyciu Edge Impulse Studio. Po opracowaniu i przetestowaniu, model zostanie wdrożony i wykorzystany do rzeczywistego wnioskowania na tym samym urządzeniu. Jeśli jesteśmy zaznajomieni z podstawami programowania Pico, zapraszam do części drugiej, gdzie zacznie się prawdziwa zabawa!

Dokończenie artykułu na stronie:
https://bit.ly/3RHW0mg



Niektóre projekty aktualnie dostępne tylko dla prenumeratorów EdW w rubryce DIY PLUS na www.elportal.pl:

1. Wzmacniacz piezoelektryczny do gitary i skrzypiec
2. Wysokowydajny i niezawodny sterownik bipolarnego silnika krokowego
3. Sterownik silnika prądu stałego z wykorzystaniem przekaźnika i mosfetu – interfejs Arduino
4. Przedwzmacniacz do mikrofonu MEMS
5. Super prosty czuły wykrywacz metali
6. Stymulator czaszkowy Arduino (Bio-BrainTuner)
7. Izolowany obwód wykrywania napięcia 250 V AC z pojedynczym wyjściem (wejście 250 V prądu przemiennego, wyjście 5 V)
8. Generator sygnałów AD9833
9. Obserwacja charakterystyk tranzystora
10. Wyświetlacz EKG z użyciem Arduino
11. Łatwy do zbudowania robot kroczący
12. Sonarowy theremin MIDI
13. Zamek elektroniczny na kod
14. Prosty tester tranzystorów
15. Zegar binarny z użyciem Microbit
16. 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
mgr inż.Paweł Sujko – Polskie Radio SA

Dział Reklamy:
Katarzyna Gugała
katarzyna.gugala@elportal.pl, tel. 22 257 84 64

Szef Pracowni Konstrukcyjnej:
Jakub Sobański
jakub.sobański@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 cc4a73eea3

KSIĄŻKI W ULUBIONYM KIOSKU

Z RABATEM DO 30%



Zobacz pełną ofertę
ponad 500 tytułów!

Zamów wygodnie na UlubionyKiosk.pl

eprasa.pl cc4a73eea3