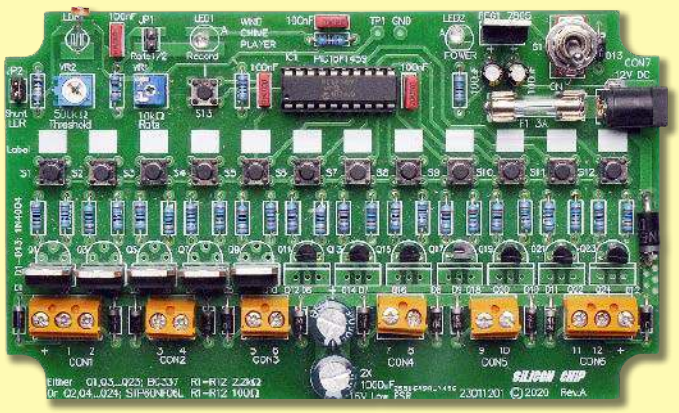
Edukacja w EdW dla szkół i uczelni:
Wykład 13 - Elementy o nieliniowej rezystancji

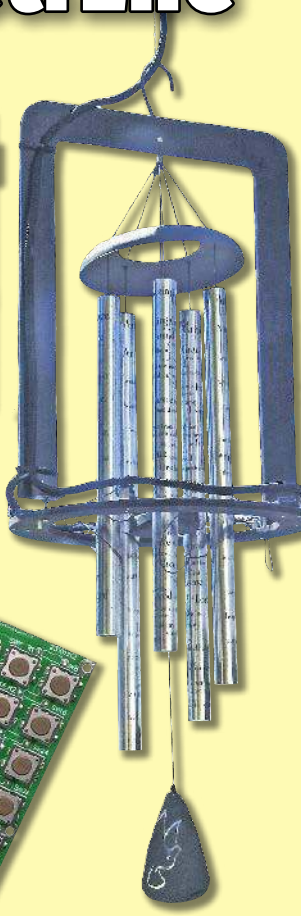
ELEKTRONIKA dla wszystkich

nr 12/2023 (335) • grudzień • www.elportal.pl

DIY PLUS
tylko dla prenumeratorów

Elektroniczne dzwonki wietrzne





PROJEKTY dla elektroników

- Dbaj o swoje ładowalne ogniwa... Wysokoprądowy balanser akumulatorów, część 1
- Amatorska produkcja cewek do układów zwrotnic zestawów głośnikowych
- Cyfrowy moduł FX do gitary, część 2

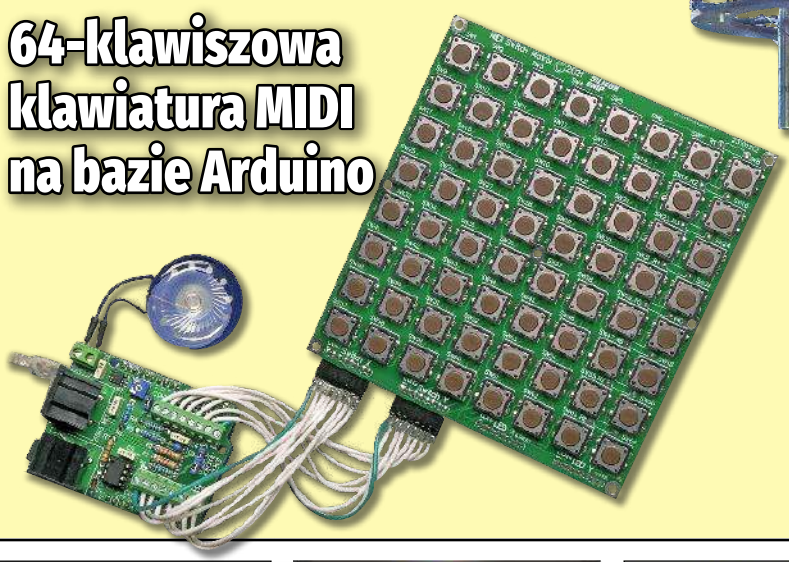
DIY dla wszystkich

- Zasilanie zegara z wykorzystaniem superkondensatora i małego panelu solarnego
- Urządzenie wykrywające promieniowanie radioaktywne
- Niskoszumny zasilacz z czterema stabilizatorami połączonymi równolegle

TUTORIALE

- Know-how: Ogranicznik prądu akumulatora
- Ekscytacje Maxa: Migające diody LED i śliniący się inżynierowie
- Audio OUT: Wzmacniacz audio do Theremina
- Chirurgia obwodowa: Taktowanie i metastabilność w obwodach synchronicznych
- Praktyczny kurs op-ampów
- Porady laboratoryjne: Czujniki NDIR

64-klawiszowa klawiatura MIDI na bazie Arduino



ISSN 1425-1698 Indeks 333362X
9 771425 169238 12 >
16,90 zł (w tym 8% VAT)

EP.com.pl
Największy portal dla elektroników konstruktorów





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

Najbardziej popularne kity AVT

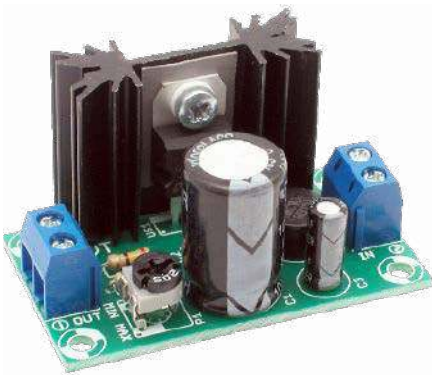
Poznaj listę **TOP 100** na www.elportal.pl/kityavt



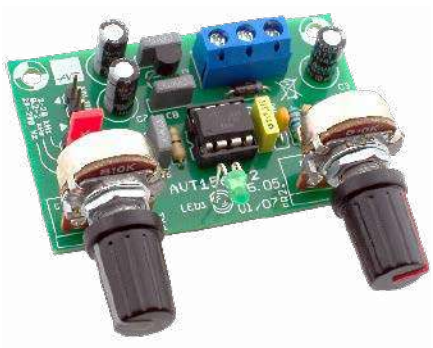
AVT1476 **Automatyczny włącznik zmierzchowy**
https://sklep.avt.pl/avt1476.html



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



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



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



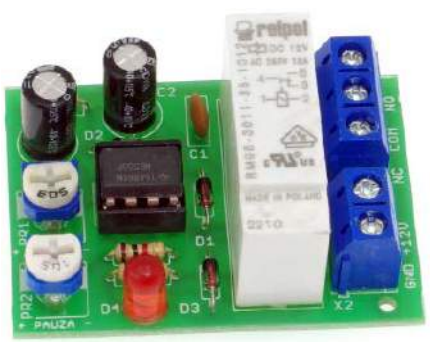
AVT1023 **Przedwzmacniacz gramofonowy o charakterystyce RIAA**
https://sklep.avt.pl/avt1023.html



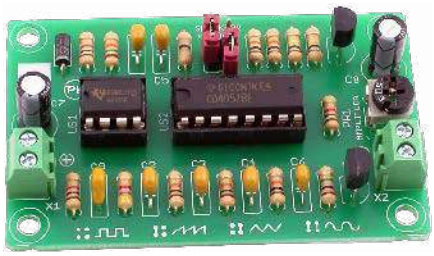
AVT5540 **Radio FM z RDS**
https://sklep.avt.pl/avt5540.html



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



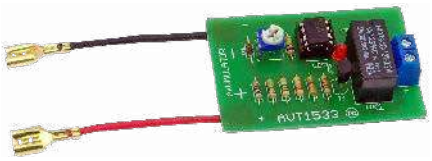
AVT1459 **Uniwersalny układ czasowy**
https://sklep.avt.pl/avt1459.html



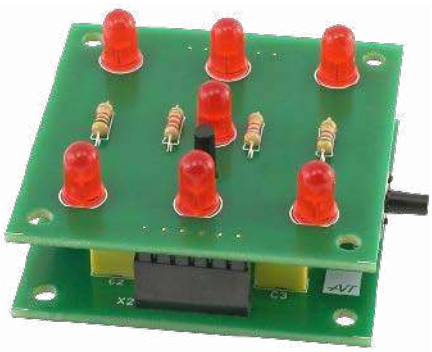
AVT1327 **Mini generator funkcyjny**
https://sklep.avt.pl/avt1327.html



AVT1597/8 **Wzmacniacz audio z układem TDA2050 35 W**
https://sklep.avt.pl/wzmacniacz-audio-z-ukladem-tda2050-zestaw-do-samodzielnego-montazu.html



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



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

Pełna oferta na: sklep.avt.pl

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

eprasa.pl a1aeb00a11

PRENUMERATA

NA START
DO 6 WYDAŃ
GRATIS!

Cena drukowanej prenumeraty rocznej na start wynosi 185,90 zł
Przy zamówieniu prenumeraty dwuletniej za 304,20 zł
oszczędność wynosi równowartość sześciu wydań EdW

PO 5 LATACH
ZA PÓŁ CENY

Przedłuż prenumeratę drukowaną po zalogowaniu się do swojego panelu na www.UlubionyKiosk.pl/logowanie, gdzie znajdziesz atrakcyjną ofertę, która uwzględnia przysługujące Ci zniżki za lojalność. Po 5 latach nieprzerwanej prenumeraty **otrzymasz rabat 50% na drukowaną prenumeratę dwuletnią**

NOWOŚĆ! PRENUMERATA EdW+

Rozpocznij przygodę z elektroniką – poznaj jej podstawy, zamawiając roczną prenumeratę drukowaną EdW wraz z Praktycznym Kursem Elektroniki (PKE)

Do wysyłki prenumeraty dołączymy zestaw edukacyjny EDW A09 KPL, na który składają się:
1. projekt – układ elektroniczny samodzielnie uruchamiany przez kursanta. Wszystkie układy są montowane na dołączonej płytce stykowej, do której wkłada się „nóżki" elementów na wcisk,
2. pendrive z wykładami i materiałami multimedialnymi kursu PKE.
3. zasilacz płytek stykowych AVT3072 C
4. oraz zasilacz impulsowy 12 V, 1,4 A

Cena prenumeraty EdW+ wynosi 280,90 zł

TYLKO prenumeratorzy* otrzymują pełny dostęp do:

ARCHIWUM **cyfrowego archiwum EdW na elportal.pl/archiwum**

DIY PLUS tylko dla prenumeratorów **projektów w zbiorze DIY+ na elportal.pl/diy**

* Promocja z dostępem do archiwum EdW oraz projektów DIY+ dotyczy płatnej prenumeraty drukowanej lub płatnej e-prenumeraty EdW zamawianej na www.UlubionyKiosk.pl bądź przelewem na konto Wydawnictwa AVT. Po odnotowaniu płatności wysyłamy mailowo **kod dostępu, za pomocą którego zalogujesz się na elportal.pl**

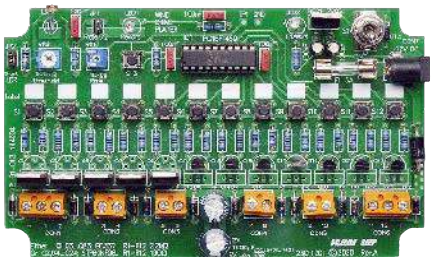
Zamów prenumeratę lub e-prenumeratę na www.UlubionyKiosk.pl/prenumerata

Kontakt ws. prenumeraty: 22 257 84 22 (godz. 10.00–14.00), prenumerata@avt.pl
Kontakt merytoryczny ws. kursu PKE: kity@avt.pl • Konto bankowe: AVT-Korporacja sp. z o.o.
03-197 Warszawa, ul. Leszczynowa 11, ING Bank Śląski **18 1050 1012 1000 0024 3173 1013**

eprasa.pl a1aeb00a11

Elektronika dla wszystkich

grudzień 2023 • 12 (335)



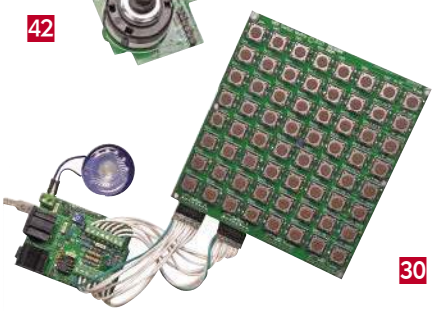
8



17



42



30



26

Projekty dla elektroników:

Elektroniczne dzwonki wietrzne, część 1 8
Dbaj o swoje ładowalne ogniwa…
Wysokoprądowy balanser akumulatorów, część 1 17
Amatorska produkcja cewek do układów zwrotnic zestawów głośnikowych 26
64-klawiszowa klawiatura MIDI na bazie Arduino, część 1 30
Cyfrowy moduł FX do gitary, część 2 42

Tutoriale:

Know-how: Ogranicznik prądu akumulatora 50
Ekscytacje Maxa:
• Migające diody LED i śliniący się inżynierowie, część 3 53
• Sprytne porady i sztuczki cyklu Ekscytacje Maxa dotyczące kodowania .. 56
Audio OUT: Wzmacniacz audio do Theremina, część 3 58
Chirurgia obwodowa: Taktowanie i metastabilność w obwodach synchronicznych, część 1 62
Praktyczny kurs op-ampów 66
Porady laboratoryjne: Czujniki NDIR 70
Edukacja w EdW dla szkół i uczelni: Wykład 13. Elementy o nieliniowej rezystancji 76

DIY dla wszystkich:

Zasilanie zegara z wykorzystaniem superkondensatora i małego panelu solarnego 82
Urządzenie wykrywające promieniowanie radioaktywne 86
Niskoszumny zasilacz z czterema stabilizatorami połączonymi równolegle 88

DIY PLUS

Wzmacniacz audio mono klasy D o mocy 20 W 91
Przetwornica step up z wejściem 5 V i wyjściem 12 V 91

Rubryki stałe:

Prenumerata 3
Od wydawcy 5
Poczta 6

eprasa.pl a1aeb00a11

A za miesiąc w styczniowym EdW



- **Uniwersalny pełnookresowy sterownik szybkości obrotów silnika.** Oto projekt, który zapewni Ci wyjątkowo płynne sterowanie mocą w całym zakresie wszelkich narzędzi, jakich używasz – wiertarki, szlifierki, podkaszarki, piły itd. Ten uniwersalny sterownik może współpracować z silnikami szczotkowymi o zakresie prądu do 10 A.
- **Elektroniczne dzwonki wietrzne, część 2.** W zeszłym miesiącu opisaliśmy, jak działa nasz elektroniczny dzwonek wietrzny i jak zbudować elektronikę. Teraz przechodzimy do najtrudniejszej części – modyfikacji samego dzwonka wiatrowego, aby mógł być uruchamiany przez zestaw elektromagnesów. Podajemy szczegółowe instrukcje jak to zrobić i zakończyć budowę.
- **Wysokoprądowy balanser akumulatorów, część 2.** Nasz wysokoprądowy balanser akumulatorów, którego opis zaczęliśmy w zeszłym miesiącu, to zaawansowana konstrukcja, która zapewnia wysoką wydajność i szybkie równoważenie poprzez wydajne przenoszenie ładunku między podłączonymi ogniwami lub akumulatorami. Może obsługiwać ogniwa lub akumulatory o napięciu do 16 V na jedną sekcję. Opisujemy etapy montażu i testowania oraz sposób korzystania z urządzenia.
- **Zasilacz sterowany z Arduino.** Czasami wszystko czego potrzebujesz, to podstawowy zasilacz z monitorowaniem i ograniczeniem napięcia oraz prądu. Oto bardzo przydatny, mały zasilacz jako nakładka Arduino.
- Plus kolejna porcja intrygujących projektów DIY.
- Plus wiele artykułów w Twoich ulubionych cyklach Tutoriali.

W kioskach od 30 grudnia

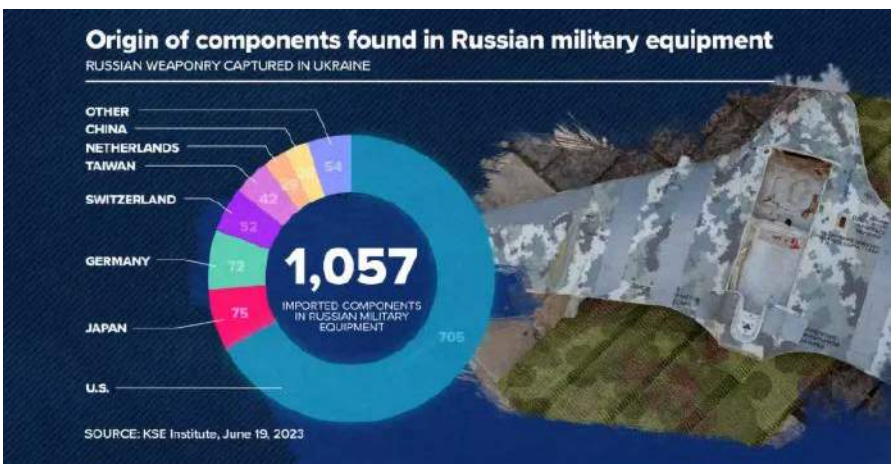
Czipy i wojna

Wojna pozycyjna w Ukrainie – okopy, zasieki, pola minowe, pojedynki artyleryjskie – przypomina 1-szą wojnę światową. A jednak rozwój elektroniki sprawił, że jest to też wojna na poziomie technologii XXI-ego wieku. Precyzyjnie sterowane rakiety i pociski artyleryjskie, a przede wszystkim drony, drony i jeszcze raz drony, korzystają z osiągnięć mikroelektroniki. Do ich działania niezbędne są odpowiednie czipy.

Sankcje wprowadzone po wybuchu wojny, które miały pozbawić Rosję dostępu do tych czipów, okazały się nieskuteczne. Pocieszamy się opowieściami, jak w Rosji wymontowuje się czipy z pralek. Niestety, tak desperackie działania nie są Rosji potrzebne (zresztą wątpliwe, by czipy z pralek nadawały się do zastosowań militarnych). Rosja ma dwa rozwiązania tego problemu.

1. Omijanie sankcji

W sprzęcie rosyjskim pozostawionym na polu walki Ukraińcy zidentyfikowali ponad 1000 komponentów elektronicznych produkcji „zachodniej", w tym 2/3 z firm amerykańskich (patrz wykres). Większość z nich jest objęta kontrolą eksportu, ale dostają się do Rosji przez Chiny, Turcję, Zjednoczone Emiraty Arabskie oraz Gruzję, Armenię i Kirgistan. Główny strumień zaopatrzenia Rosji w czipy płynie z Chin. Na podstawie oficjalnych danych chińskie (w tym Hong Kong) firmy handlowe dostarczyły w czwartym kwartale 2022 roku ponad 87% importu półprzewodników w Rosji, podczas gdy w czwartym kwartale 2021 roku było to 33%. Ponad połowa (55%) tych półprzewodników nie była produkcji chińskiej. Wniosek – sankcje w żadnym stopniu nie ograniczyły rosyjskiego importu czipów.



2. Produkcja własna

Rosja planuje masową produkcję czipów w technologii 28 nm do 2027 roku, a w skali krótkich serii prototypowych dysponuje tą technologią już teraz. Opóźnienie technologiczne Rosji wynosi kilkanaście lat, czołówka światowa (TSMC – Tajwan, Samsung – Korea) wdrożyła technologię 28 nm w roku 2011. TSMC i Samsung w latach 2025–2026 zamierzają wdrożyć technologię 2 nm, czyli wyprzedzają Rosję o ok. 6 generacji technologii (co 2–3 lata pojawia się nowa generacja).

Jednak nie wynika z tego, że Rosja nie jest w stanie wyposażyć swój sprzęt wojskowy w komponenty własnej produkcji. Trzeba uwzględnić trzy czynniki:

- najbardziej zaawansowane technologie (obecnie 5 nm i 3 nm) są stosowane do produkcji masowej względnie tanich pamięci i mikroprocesorów, natomiast ponad 50% czipów produkuje się na świecie z użyciem technologii 90 nm (2003 rok wdrożenia) i starszych;
- sprzęt wojskowy bazuje na elektronice sprzed kilku do kilkunastu lat, taka jest inercja procesu wdrażania „nowinek" w sprzęcie wojskowym;
- do zastosowań militarnych nie trzeba produkcji masowej, wystarczy opanować produkcję na skalę laboratoryjną lub prototypową.

Zatem Rosja dysponuje wystarczająco nowoczesną bazą technologiczną, aby w krótkim czasie, stosując reengineering (kopiowanie konstrukcji) uruchomić własną produkcję chipów niezbędnych do sprzętu wojskowego. Tej przykrej prawdy nie zmienią bajki o desperackim wydłubywaniu czipów z pralek.

Wiesław Marciniak

eprasa.pl a1aeb00a11

Poczta

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

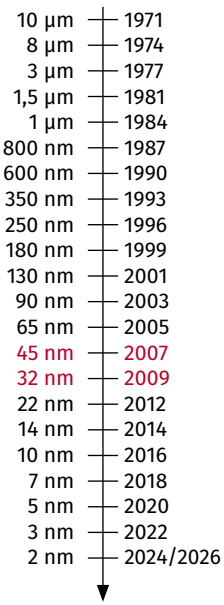
Czipy z pralek

W mediach wszyscy powtarzają informacje, że embargo na zachodnie czipy zmusiło Rosjan do wymontowywania czipów z pralek, aby stosować je w rakietach. Dziwi mnie ta informacja.

Jestem emerytowanym nauczycielem fizyki i od zawsze radioamatorem (tak kiedyś nazywano hobbystę elektroniki). W latach studenckich dwa razy byłem w ZSRR na wycieczce Almaturu. Pierwszy raz, chyba był to rok 1962, byliśmy zaskoczeni widokiem „kieszonkowych” odbiorników tranzystorowych produkcji radzieckiej na półkach sklepowych. W 100% na komponentach radzieckich. Było to zaledwie kilka lat po światowej premierze takich produktów. Wtedy na wycieczkach do ZSRR kwitł drobny handel. My kupowaliśmy produkty techniczne – odbiorniki tranzystorowe, kalkulatory mechaniczne (słynny Felix) i elektryczne, golarki elektryczne oraz aparaty fotograficzne, a Sowieci zdejmowali z nas dżinsy, koszulki polo i inne szmatki.

Przez kilkadziesiąt lat byłem czytelnikiem rosyjskiego miesięcznika „РАДИО” i jestem zdania, że publikowane w nim schematy były na światowym poziomie, ale elektronika w ZSRR była dość hermetyczna dla reszty świata, nie tylko z powodu bariery językowej, ale również odmiennej symboliki schematów i innych standardów obudów układów scalonych. Jeszcze w latach osiemdziesiątych opóźnienie technologiczne ZSRR w produkcji układów scalonych było nie większe niż 5 lat. Czy rzeczywiście w nowej Rosji nastąpił taki regres, że nie potrafią wyprodukować czipów do pralek? W jakim miejscu jest obecnie technologia czipów w Rosji?

A.W.



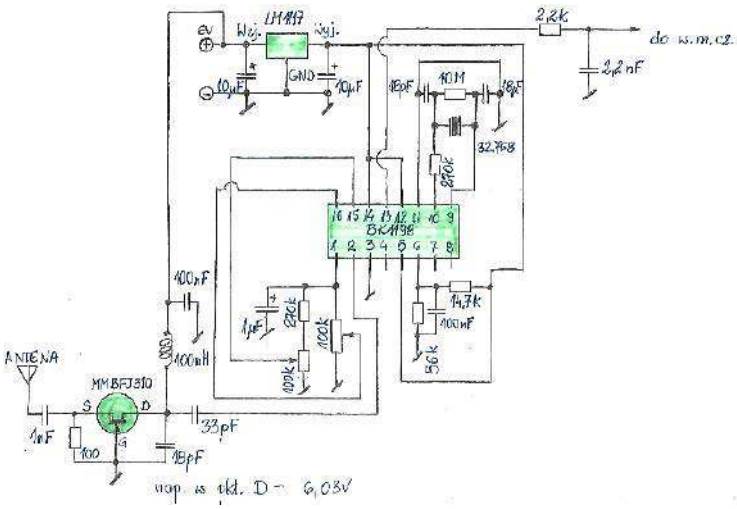
Oś rozwoju technologii produkcji czipów na świecie. Kolorem czerwonym zaznaczono obecny poziom technologii w Rosji

Red. Obok publikujemy oś rozwoju technologii produkcji czipów na świecie, na której zaznaczyliśmy poziom technologii w Rosji. Jak widać opóźnienie Rosji w stosunku do czołówki światowej wynosi kilkanaście lat lub inaczej około 6 generacji technologii. Jednak nie jest to pełna odpowiedź na list Czytelnika. Więcej o tym piszemy we Wstępniaku, którego temat został sprowokowany przez pytanie Czytelnika o czipy wymontowane z pralek.

Odbiornik FM – konsultacja

Droga Redakcjo!

Bardzo zainteresował mnie artykuł „Cyfrowy odbiornik AM/FM/SW” z wrześniowego nr EdW. Zapoznałem się też z materiałem prezentowanym przez „Jaycar”. Postanowiłem zrealizować ten projekt w wersji odchudzonej od tej cyfrowej otoczki. Ponieważ interesowała mnie wersja tylko do odbioru zakresu FM, więc wielu elementów nie zastosowałem w moim odbiorniku. Zrealizowana wersja odbiornika jest załączona na schemacie. Dołączam również dwa zdjęcia odbiornika. Konstrukcja miała mieć charakter rozwojowy, chodziło o dorobienie jakiejś skali.



Pomiary napięć dla prądu stałego (zmierzono multimetrem UT55)

pin 1: 1,188 V	pin 5: 3,3 V	pin 10: 1,657 V	pin 14: 3,3 V
pin 2: 0 V	pin 6: 2,63 V	pin 12: 3,3 V	pin 15: 33 mV
pin 4: 0 V	pin 9: 1,343 V	pin 13: 1,08 V	pin 16: 0...1,188 V

Mój problem polega na tym, że tak zrealizowany odbiornik nie działa. Wzmacniacz akustyczny zrealizowałem jak w artykule EdW 9/2023, sprawdziłem podając sygnał akustyczny z generatora, jest OK. Wielokrotnie sprawdzałem połączenia oraz pkt. lutownicze, nie znalazłem błędu. Istnieje pewna rozbieżność między schematem zamieszczonym w EdW a tym w Jaycar dotycząca podłączenia kwarcu do wejść XI i XO. Sprawdziłem obie wersje i nic. Podejrzewam, że może w w.cz. na tranzystorze MMBFJ310 jest coś nie tak, ale przyłączenie anteny bezpośrednio do wejścia FM (pin 2) nie daje żadnego efektu. W każdym przypadku z głośników dobywa się tylko cichy szum, przy pełnym wzmocnieniu wzmacniacza akustycznego. Układy BK1198 DG5258C, SSM2211 oraz tranzystor MMBFJ310 kupiłem na e-Bay.

Mam ogromną prośbę, może ktoś pomoże mi ustalić przyczynę lub wskaże drogę jak ją znaleźć. Bardzo mi zależy na tym projekcie.

Bogusław Kuleba

Red. Schemat jest poprawny, ale w podanym wykazie napięć na wyprowadzeniach BK1198 Czytelnik zmierzył na pinie 15: 33 mV.

Według karty katalogowej napięcie ne nóżce 15 dla UKF-FM powinno wynosić około 0,275 V (1/12 napięcia zasilania). Wygląda na to, że potencjometr używany do wyboru pasma jest ustawiony prawie na masę (ew. uszkodzenie tego wejścia BK1198).

W dostępnych w sieci schematach stosowany jest miedzy innymi dzielnik z rezystorów 270 kΩ + 30 kΩ + 30 kΩ +30 kΩ i napięcie dla zakresu UKF jest pobierane z tego ostatniego dolnego rezystora. Dzięki odczepom dzielnika łatwiej trafić na właściwe napięcia dla poszczególnych pasm.

Potencjometrem też powinno się udać wstroić w zakres UKF, ale trzeba precyzyjnie ustawić podane powyżej napięcie.

Myślę, że od tego trzeba zacząć.

Na tej poradzie nie skończyły się problemy z uruchomieniem radia. Kolejne pomysły i próby są w toku. Wiemy o ponadprzeciętnym zainteresowaniu Czytelników projektem radia z EdW 09/2023. Może inni Czytelnicy podzielą się z nami swoimi doświadczeniami.

eprasa.pl a1aeb00a11

Elektor Bestsellers

SAVE UP TO 26% NOW!

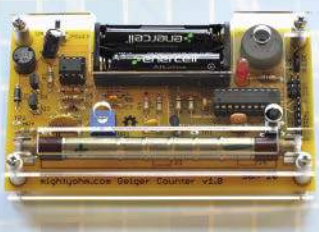
















www.elektor.com/sale/deals

Elektor SUMMER SALE

eprasa.pl a1aeb00a11

elektor design > share > earn



Materiały dodatkowe dostępne są na stronie Silicon Chip: https://shorturl.at/mJLOY

Materiały dodatkowe są również dostępne na stronie elportal.pl/do-pobrania

Elektroniczne dzwonki wietrzne, część 1

Dzwonki wietrzne! Słuchanie przypadkowych dźwięków, gdy wiatr tworzy własne melodie jest takie kojące... Ale co zrobić, gdy nie ma wiatru? Albo chcesz zawiesić dzwonki w pokoju? Skierować na nie wentylator? Mamy lepszy pomysł: nasze elektroniczne gongi wiatrowe eliminują zależność od wiatru, a nawet dają możliwość odtwarzania za pomocą gongu wiatrowego melodii, wzbogacając doznania!

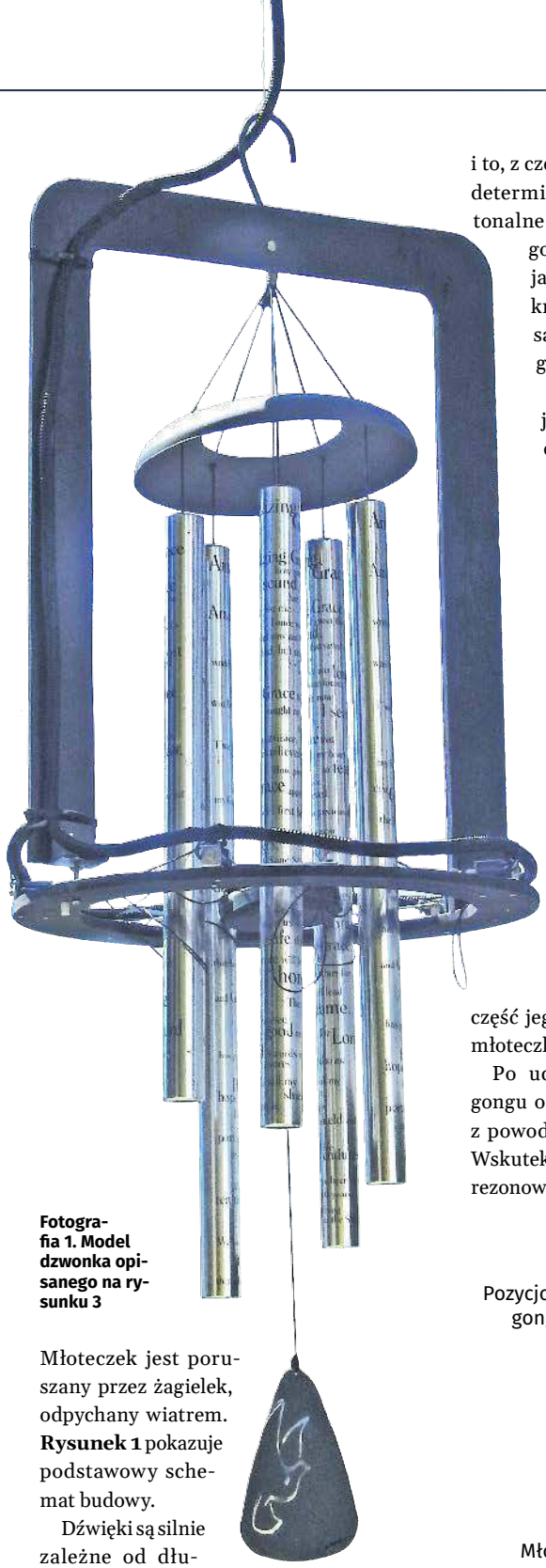
Zaprezentowany układ uruchamia dzwonek wietrzny za pomocą elektromagnesów. Robi to w sposób, który nie wpływa na generowany ton, ani nie uniemożliwia normalnego poruszania gongu przez wiatr. Otrzymujesz więc to, co najlepsze z obu światów: natury i elektroniki. Kolejną dobrą wiadomością jest to, że elektronika jest dość prosta i zawiera łatwo dostępne części. Nie powinieneś zatem mieć trudności z budową, ani nie jest prawdopodobne, że projekt rozbije Twój bank zaskórniaków. Jednak do wykonania układu potrzebne będą pewne zdolności mechaniczne. Czytaj dalej, aby zrozumieć, dlaczego tak jest.

Właściwości i parametry
- uruchamia gongi wiatrowe z maksymalnie 12 dzwonkami (lub wiele mniejszych gongów),
- pasuje do szerokiej gamy dzwonków, od miniaturowych gongów po duże,
- indywidualna kalibracja parametrów sterowania napędem elektromagnetycznym,
- nagrywanie i odtwarzanie sekwencji,
- sekwencje z długimi opóźnieniami mogą być nagrywane w krótszym czasie,
- opcjonalna przypadkowość czasu przerwy pomiędzy uderzeniami młoteczka w dzwonek,
- regulowane parametry losowości,
- opcjonalne automatyczne wyłączanie w ciemności.

Zasada działania dzwonków wietrznych

Gongi wietrzne grają serię dźwięków, które są generowane przez młoteczek uderzający w boki rurek gongu. Rurki te zwisają swobodnie, dzięki czemu po uderzeniu mogą rezonować z własną częstotliwością.

eprasa.pl a1aeb00a11



Fotografia 1. Model dzwonka opisanego na rysunku 3

Młoteczek jest poruszany przez żagielek, odpychany wiatrem. **Rysunek 1** pokazuje podstawowy schemat budowy.

Dźwięki są silnie zależne od długości, grubości i średnicy rurek gongu, użytego materiału oraz punktu zawieszenia. Częstotliwość jest wyższa w przypadku mniejszych dzwonków wietrznych – te dzwonią przy lekkim wietrze, wytwarzając wysokie dźwięki w szybkim tempie. Większe dzwonki wytwarzają dźwięki o niższej częstotliwości w wolniejszym tempie.

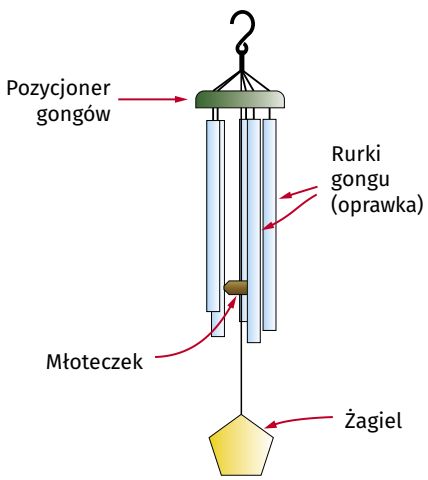
Jakość dźwięku gongu zależy również od młoteczka. Jego masa, gęstość, kształt i to, z czego jest wykonany, w dużym stopniu determinuje uzyskiwany dźwięk. Różnice tonalne można wykazać, stukając w rurkę gongu różnymi narzędziami, takimi jak ostrze śrubokręta, uchwyt śrubokręta i różne kawałki drewna. Możesz sam porównać uzyskane dźwięki z oryginalnym uderzeniem młoteczka.

W przypadku korzystania z dobrej jakości gongu wiatrowego, młoteczek wzmocni dźwięk. W przypadku gongu niskiej jakości dźwięk będzie zepsuty przez młoteczek, który wytworzy zupełnie inny ton niż dźwięk rezonansowy rurki gongu. Możesz się o tym przekonać uderzając rurkę kawałkiem lutowia czy ołowianej blaszki albo twardej gumy.

Od Red. EdW: nie wiemy, jaki wpływ na dźwięki może mieć zmiana temperatury na werandzie. Przypominamy sugestywne doświadczenie z lekcji fizyki. Dzwonek odlany z ołowiu nie wyda żadnego dźwięku. Ale ochłodzony ciekłym azotem brzmi jasno i donośnie.

Często młoteczek jest okrągłym kawałkiem twardego drewna ze ściętą krawędzią, dzięki czemu niewielka część jego boku uderza w rurkę. Drewniane młoteczki są znacznie lepsze niż metalowe.

Po uderzeniu przez młoteczek, rurka gongu odsunie się od pozycji spoczynkowej z powodu przekazania energii kinetycznej. Wskutek odkształcenia rurka gongu będzie rezonować, a powietrze w jej wnętrzu utworzy falę stojącą, wytwarzając określone dźwięki, które różnią się od początkowego dźwięku uderzenia. Jeśli chcesz dowiedzieć się więcej o gongach wiatrowych, nauce stojącej za nimi i sposobach ich budowy, warto odwiedzić stronę www.leehite.org/Chimes.htm. Zawiera ona kalkulatory pozwalające zaprojektować dzwonek tak, aby wydawał pożądane dźwięki. Należy pamiętać, że dźwięki wydawane przez gong wietrzny mogą bardzo różnić się od tych wydawanych przez inne instrumenty.

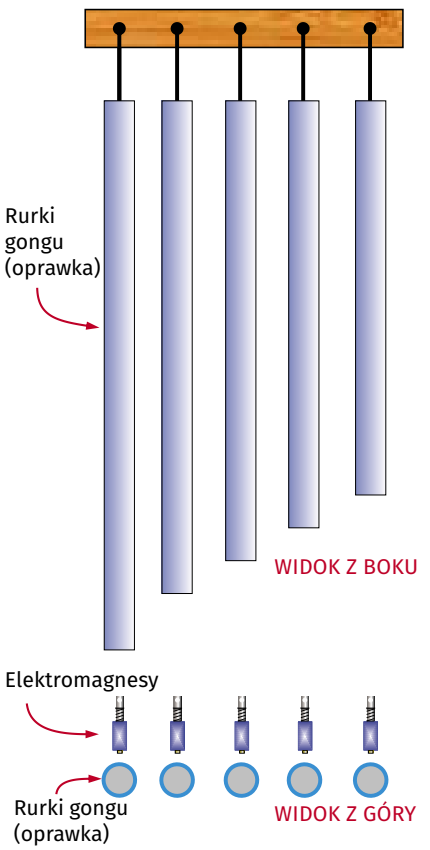


Rysunek 1. W standardowym gongu wietrznym wiatr porusza żaglem, który odchyla młoteczek, powodując jego kontakt z rurkami/dzwonkami gongu. Za każdym razem, gdy młoteczek uderza w rurkę, wydaje ona dźwięk, a młoteczek następnie odbija się, prawdopodobnie uderzając w inne rurki. Rezultatem jest niepowtarzalna seria dźwięków, zmieniająca się w zależności od siły i kierunku wiatru

Napęd elektromagnetyczny

Największym wyzwaniem w budowie gongów z napędem elektromagnetycznym jest zachowanie oryginalnej jakości dźwięku. Podczas gdy gong wiatrowy może być uruchamiany za pomocą elektromagnesów, które bezpośrednio uderzają w rurki gongu, dźwięk wytwarzany w ten sposób brzmi raczej kiepsko.

Bardzo prosty układ dzwonka wiatrowego napędzanego elektromagnesem pokazano na **rysunku 2**. Końcówki



Rysunek 2. Najprostszym sposobem uruchamiania gongu wiatrowego za pomocą elektromagnesów byłoby ustawienie rurek w rzędzie, a następnie umieszczenie obok nich rzędu elektromagnesów. Nie jest to jednak zbyt dobre podejście, ponieważ kotwice elektromagnesów będą wydawać inny dźwięk podczas uderzania w rurki niż przy uderzeniu (zwykle drewnianym) młoteczkiem. Ponadto taki zmodyfikowany gong nie będzie już działał tak samo (lub prawdopodobnie w ogóle), gdy będzie poruszany wiatrem

eprasa.pl a1aeb00a11

elektromagnesów można ustawić tak, aby uderzały w gong prostoliniowy, który można wykonać z rozmontowanego gongu wiatrowego. Chociaż jest to łatwe do zbudowania, oprócz słabego dźwięku, ma również tę wadę, że zestaw nie może być już uruchamiany przez wiatr.

Bardziej złożony gong napędzany elektromagnesem, który zachowuje oryginalną konfigurację, pokazano na **rysunku 3 i fotografii 1**. Dobra jakość dźwięku jest uzyskiwana dzięki zastosowaniu elektromagnesów do odciągnięcia młoteczka, który z kolei uderza w rury podobnie jak w przypadku wiatru. Dodatkowo, gong wiatrowy nie jest znacząco zakłócony w swoim normalnym działaniu odtwarzania dźwięków powodowanych wiatrem.

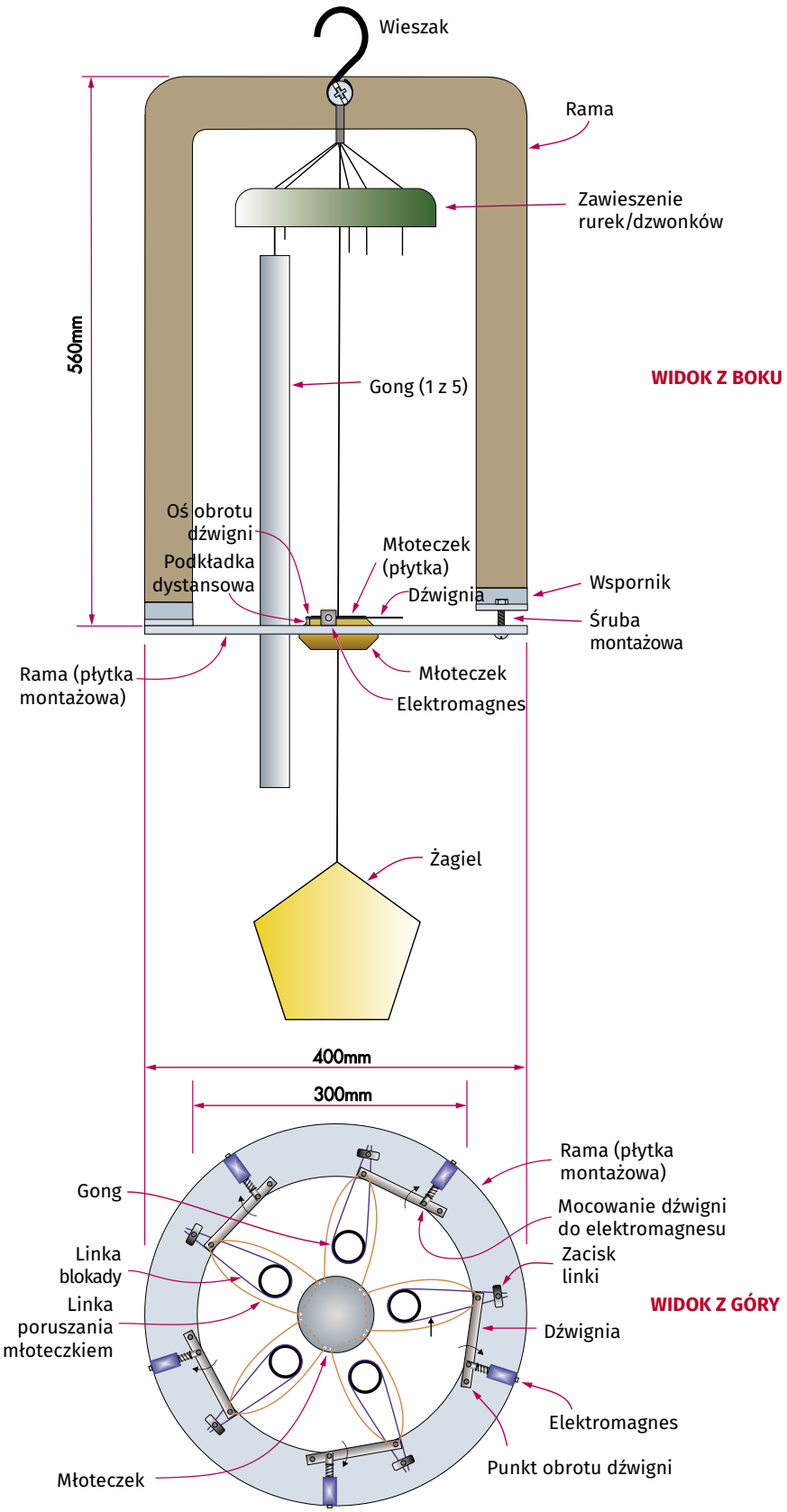
Tak więc budowa tego urządzenia obejmuje montaż elektroniczny, konstrukcję mechaniczną i odrobinę obróbki drewna. Strona elektroniczna obejmuje montaż płytki drukowanej, wstępną kalibrację elektromagnesów i inne regulacje. Po stronie mechanicznej, trzeba ułożyć elektromagnesy i inne elementy, aby uaktywnić młoteczek.

Aspekt obróbki drewna obejmuje wykonanie ramy umożliwiającej ruchy zworek elektromagnesów, które są rozmieszczone wokół zewnętrznej części dzwonka.

Cechy konstrukcyjne

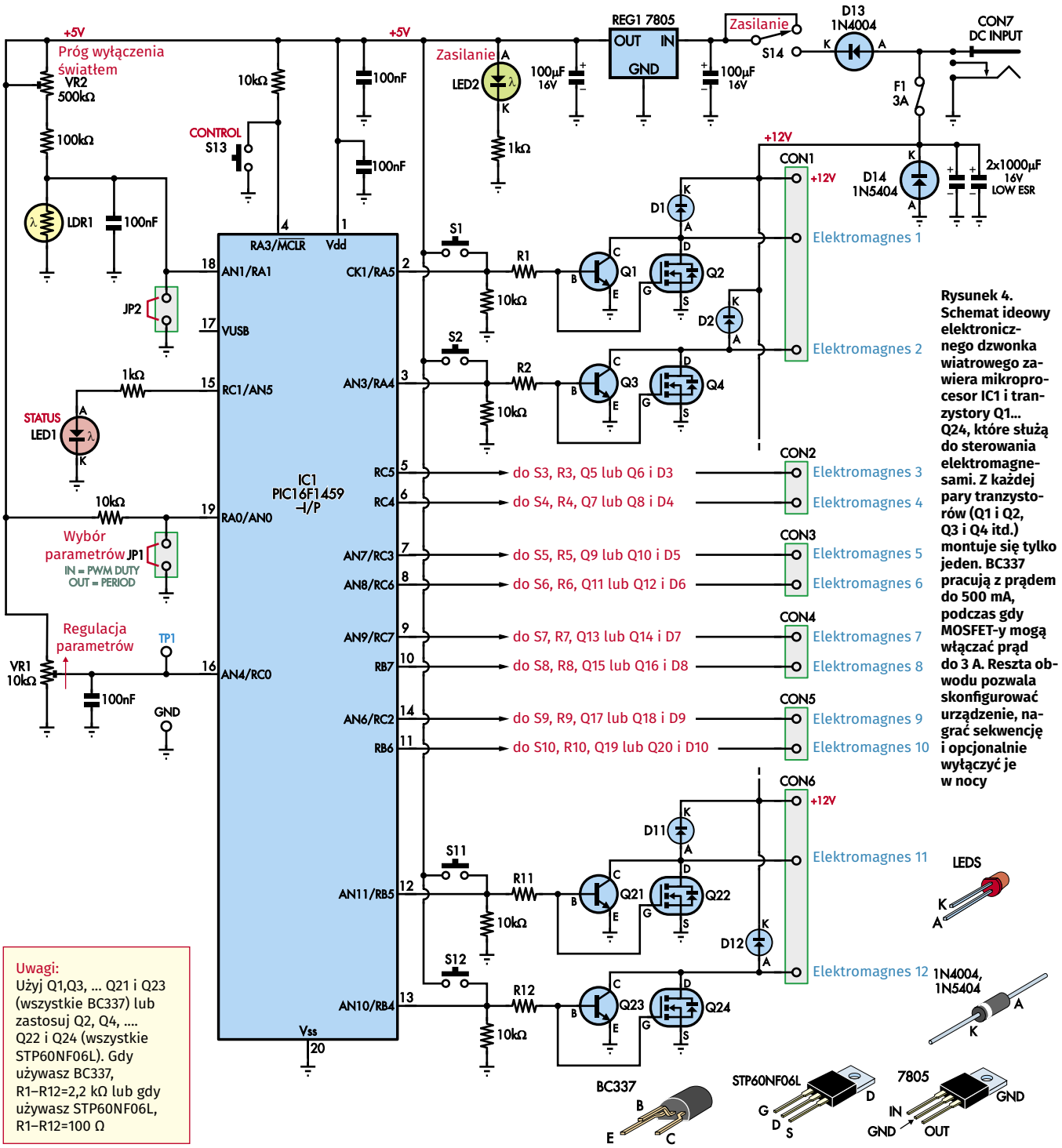
Obwody naszego elektronicznego gongu wiatrowego mogą uruchamiać do 12 elektromagnesów, dzięki czemu można go używać do odtwarzania do 12 różnych tonów. Te dzwonki nie muszą znajdować się w tym samym gongu. Można użyć tego samego obwodu do sterowania dwoma lub większą liczbą gongów, o ile w sumie nie będzie w nich więcej niż 12 rurek czy dzwonków.

Można również mieszać i dopasowywać elektromagnesy – na przykład używając mniejszych cewek do małych dzwonków i większych cewek do większych dzwonków. Każdy elektromagnes można niezależnie skonfigurować pod kątem sposobu jego uruchamiania. Dostępne są dwie regulacje. Jedna steruje napięciem przyłożonym do każdego elektromagnesu. Można je zmieniać od pełnego napięcia 12 V do prawie 0 V za pomocą modulacji szerokości impulsu. Funkcja ta służy do zapobiegania zbyt agresywnemu działaniu cewki. Niższe napięcie spowolni działanie elektromagnesu, dzięki czemu gong wiatrowy nie zostanie rozregulowany. Drugą regulacją jest czas działania elektromagnesu. Musi on być wystarczający, aby umożliwić młoteczkowi uderzenie w rurkę, a następnie wycofanie się rdzenia elektromagnesu przed powrotem rurki gongu do swojego swobodnego położenia.



Rysunek 3. Choć zaprezentowany tu gong wymaga więcej pracy, to jest znacznie lepszy, ponieważ umożliwia uruchamianie gongu przez wiatr lub elektronicznie, w zależności od pogody i nastroju. Zachowuje również oryginalne brzmienie. Elektromagnesy przyciągają teraz dźwignie, które pociągają młoteczek za pomocą sznurka, aby uderzył w odpowiednią rurkę. Drugi zestaw sznurków zapobiega cofaniu się rurek i ponownemu uderzaniu w młoteczek z powodu bezwładności, chyba że powiązany elektromagnes zostanie ponownie włączony

eprasa.pl a1aeb00a11



Rysunek 4. Schemat ideowy elektronicznego dzwonka wiatrowego zawiera mikroprocesor IC1 i tranzystory Q1... Q24, które służą do sterowania elektromagnesami. Z każdej pary tranzystorów (Q1 i Q2, Q3 i Q4 itd.) montuje się tylko jeden. BC337 pracują z prądem do 500 mA, podczas gdy MOSFET-y mogą włączać prąd do 3 A. Reszta obwodu pozwala skonfigurować urządzenie, nagrać sekwencję i opcjonalnie wyłączyć je w nocy

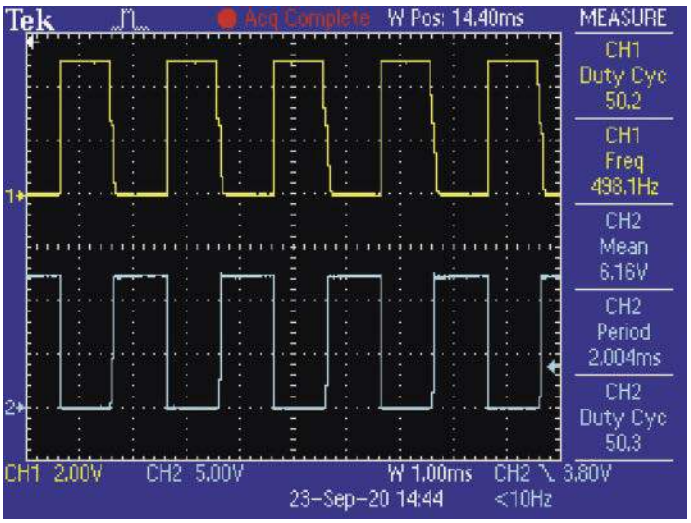
Uwagi:
Użyj Q1,Q3, ... Q21 i Q23 (wszystkie BC337) lub zastosuj Q2, Q4, ... Q22 i Q24 (wszystkie STP60NF06L). Gdy używasz BC337, R1–R12=2,2 kΩ lub gdy używasz STP60NF06L, R1–R12=100 Ω

Elektronika zawiera opcję ręcznego „odtwarzania" melodii gongu wiatrowego poprzez naciśnięcie małych przełączników przyciskowych. Są one przydatne podczas kalibracji, aby sprawdzić, czy każdy dzwonek jest prawidłowo uderzany. Przełączniki te mają jednak inny cel – można nagrać sekwencję, ręcznie uruchamiając elektromagnesy za pomocą tych przycisków, a następnie odtworzyć ją później, na przykład w celu wygenerowania melodii. Rejestrowana jest sekwencja uruchamiania cewek i czas pomiędzy poszczególnymi aktywacjami. Dostępna jest również funkcja nagrywania długich przerw między uderzeniami kotwicy elektromagnesu bez konieczności odczekania pełnego okresu. Funkcja ta zwiększa rejestrowany czas bezczynności 10-krotnie, dzięki czemu można nagrać bardzo długą, powolną sekwencję w rozsądnym czasie.

Podczas nagrywania można włączyć wiele różnych sekwencji. Zmniejszy to postrzeganą powtarzalność, ponieważ odtwarzana sekwencja powtarza się w pętli. Dostępny czas nagrywania jest znacznie dłuższy niż zwykle wymagany. Oznacza to, że można swobodnie nagrywać bez obawy o wyczerpanie pamięci. Nagranie jest zapisywane na stałe, chyba że zostanie nadpisane nowym nagraniem.

Dostępna jest również opcja przypadkowości czasu trwania przerw między uderzeniami młoteczka podczas odtwarzania. Przy maksymalnym ustawieniu losowości, opóźnienia

eprasa.pl a1aeb00a11



Rysunek 5. Na górnym przebiegu (żółtym) jest pokazane wysterowanie bazy/bramki tranzystora wyjściowego sygnałem PWM z 50% wypełnieniem, 500 Hz, 5 V; natomiast wynikowe (odwrócone) napięcie 12 V na kolektorze/drenie tranzystora kierowane do ujemnego zacisku cewki elektromagnesu jest pokazane poniżej w kolorze cyjan. Stopień wypełnienia (tj. procent czasu, w którym cewka otrzymuje prąd) można regulować indywidualnie dla każdej cewki, aby regulować siłę uderzenia młoteczka w rurkę. Uwaga: cewka elektromagnesu jest zasilana, gdy napięcie na kolektorze/drenie tranzystora wynosi 0 V

są od jednego do pięciu razy dłuższe niż te zarejestrowane. Przypadkowość trwania przerwy zmienia się w zakresie od 10 sekund do 21 minut, całkowicie się losowo. Wszystko to ma na celu usunięcie wszelkich oznak mechanicznego brzmienia gongu wiatrowego, dzięki czemu brzmi on bardziej naturalnie. Maksymalne wartości losowości można w razie potrzeby zmienić na mniejsze.

Opcjonalnie elektroniczny dzwonek wietrzny można ustawić tak, aby wyłączał się w ciemności. Jest to przydatne, jeśli Ty (lub Twoi sąsiedzi!) wolisz spokój w nocy.

Szczegóły obwodu

Schemat ideowy urządzenia został pokazany na **rysunku 4.** Zawiera mikroprocesor IC1, który przechowuje nagrane sekwencje w pamięci FLASH, a następnie odtwarza je za pomocą wyjść cyfrowych do sterowania tranzystorami lub MOSFET-ami, które z kolei sterują elektromagnesami. Mikroprocesor monitoruje również fotorezystor (LDR1 – Light Dependent Resistor), przełącznik sterujący, zworkę i potencjometr nastawny oraz steruje diodą LED stanu (LED1).

Dwanaście z dwudziestu końcówek IC1 jest używanych jako wyjścia cyfrowe do sterowania elektromagnesami. Istnieją dwa rodzaje układów zasilania elektromagnesów, których można użyć. Jedną z opcji są tranzystory NPN do zasilania cewek niskoprądowych. Jest to znaczna oszczędność kosztów, w porównaniu z N-kanałowymi MOSFET-ami, ale układy z MOSFET-ami muszą być używane do elektromagnesów, które pobierają prąd ponad 500 mA.

Istnieje niewielka zmiana w układzie, gdy używany jest tranzystor, a nie MOSFET: wartość rezystora (R1...R12). Gdy używany jest tranzystor, wartość rezystora wynosi 2,2 kΩ, co ustawia prąd bazy tranzystora. W przypadku tranzystora MOSFET wartość rezystora, który steruje bramką tranzystora MOSFET, wynosi 100 Ω.

Diody D1...D12 włączone szeregowo z kolektorem tranzystora NPN lub drenem tranzystora MOSFET, zwierające w kierunku zaporowym uzwojenia elektromagnesu, służą do tłumienia napięcia samoindukcji (back-EMF) cewki elektromagnesu, gdy jest on wyłączany. Chroni to tranzystor bipolarny lub MOSFET przed uszkodzeniem.

Zasilanie z regulacją PWM

Elektromagnesy są zasilane sygnałem PWM, który umożliwia regulację ich mocy za pomocą modulacji szerokości impulsu sygnału sterującego. W tym przypadku MOSFET lub tranzystor jest włączany i wyłączany prądem o częstotliwości 500 Hz z określonym stopniem wypełnienia. Wytwarzane średnie napięcie to stopień wypełnienia pomnożony przez napięcie zasilania. Tak więc dla zasilania 12 V i 50% wypełnienia, średnie napięcie przyłożone do cewki wynosi 6 V.

Częstotliwość musi być wystarczająco wysoka, aby cewka nie wciągała i nie zwalniała rdzenia z częstotliwością PWM. Jednak zbyt wysoka częstotliwość może również powodować problemy, takie jak zwiększone rozpraszanie mocy w tranzystorze MOSFET lub zmniejszone oddziaływanie magnetyczne na stalowy rdzeń. Wybrana przez nas częstotliwość 500 Hz była odpowiednia dla szerokiej gamy testowanych elektromagnesów.

Przebiegi z oscyloskopu (**rysunek 5**) pokazują wysterowanie bramki MOSFET-a (na górze, przebieg żółty) przy napięciu sterującym 5 V. Przebieg napięcia drenu przy napięciu zasilania 12 V (przebieg niebieski) pokazany jest na dole. Cewka ma przyłożone napięcie 12 V, gdy napięcie na drenie wynosi 0 V, i 0 V, gdy napięcie na drenie wynosi 12 V (ujemny koniec cewki łączy się z drenem). Stopień wypełnienia wynosi około 50% przy częstotliwości prawie 500 Hz.

Wyprowadzenia IC1 sterujące elektromagnesami są ustawione jako wejścia. MOSFET lub tranzystor jest wyłączany przez powiązany rezystor polaryzujący 10 kΩ podłączony do masy. Ustawienie końcówek mikrokontrolera jako wejść umożliwia, po naciśnięciu przycisków S1...S12, polaryzację wejścia do stanu wysokiego (+5 V). Gdyby zamiast tego końcówka mikrokontrolera była ustawiona jako wyjście w stanie niskim, przełącznik chwilowy „zwierałby się" z wyjście mikroprocesora, powodując przepływ wysokiego prądu.

Końcówka jest zamieniana na wyjście o wysokim poziomie, gdy wymagane jest włączenie tranzystora MOSFET lub bipolarnego. W takim przypadku naciśnięcie powiązanego przełącznika nie spowoduje problemów, ponieważ poziom wyjściowy końcówki jest już wysoki. W przypadku ustawienia na niskim poziomie, końcówka ponownie staje się wejściem, więc tranzystor MOSFET lub bipolarny wyłącza się (chyba, że powiązany przełącznik jest aktualnie wciśnięty).

Należy pamiętać, że naciśnięcie przełączników S1...S12 powoduje, że powiązana cewka elektromagnesu jest zasilana pełnym napięciem 12 V przez cały czas, gdy przełącznik jest naciśnięty. Gdy elektromagnes jest sterowany przez mikroprocesor, to podawany jest przebieg PWM z ustawionym czasem włączenia i stopniem wypełnienia.

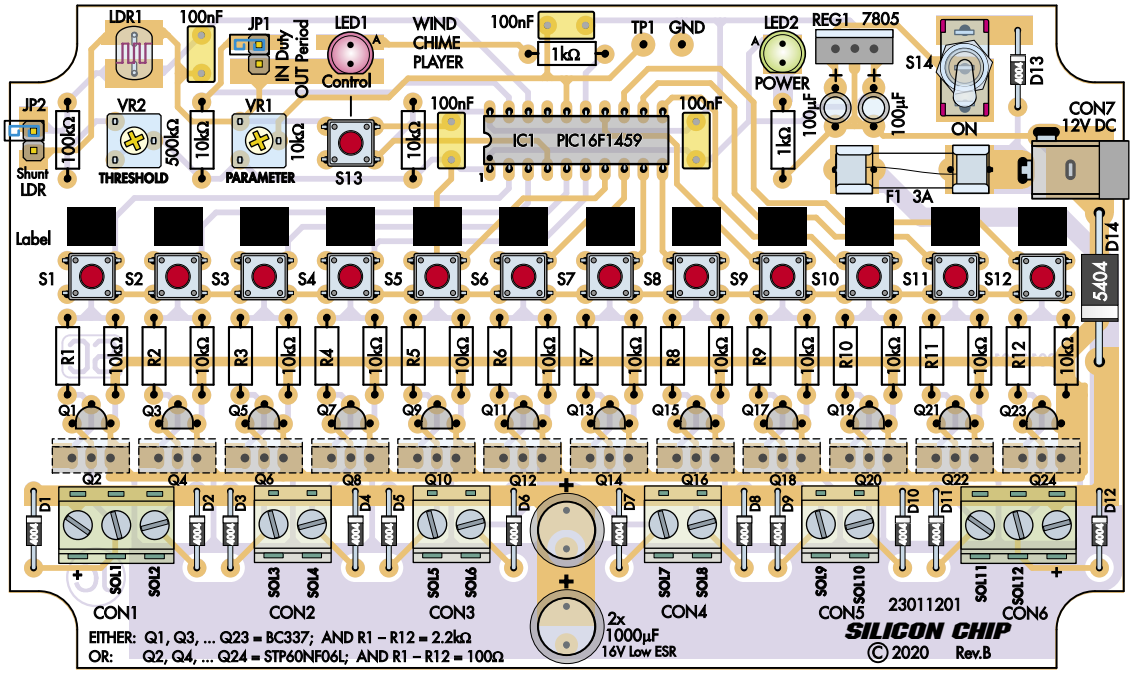
Więcej szczegółów obwodu

Styk 18 układu IC1 (wejście cyfrowe RA1) monitoruje fotorezystor LDR, dzięki czemu w nocy obwód może się opcjonalnie wyłączać. W ciągu dnia rezystancja LDR jest niska, więc napięcie na styku 18 jest poniżej niskiego progu wejścia RA1. Rezystor 100 kΩ i potencjometr nastawny VR2 tworzą dzielnik napięcia z LDR dla napięcia 5 V.

Ten potencjometr nastawny umożliwia zmianę progu wykrywanego światła. Gdy LDR jest w ciemności, rezystancja LDR jest wysoka, a ta rezystancja polaryzująca powoduje, że napięcie na wejściu RA1 jest powyżej stanu wysokiego. Układ IC1 wykrywa to i oprogramowanie przestaje działać.

eprasa.pl a1aeb00a11

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



Rysunek 6. Schemat montażowy płytki drukowanej jest prosty. Wystarczy wlutować komponenty, jak pokazano na tym schemacie. Nad przełącznikami sterowania ręcznego znajdują się małe etykiety, na których można zapisać dźwięk wytwarzany przez dany przełącznik lub numer cewki. Podczas budowy należy zwrócić uwagę na orientację diod, układów scalonych, tranzystorów, listew zaciskowych i kondensatorów elektrolitycznych.

Wejście cyfrowe RA3 monitoruje przełącznik sterujący S13. Ten styk może być używany jako zewnętrzny sygnał Master Clear (MCLR) lub wejście ogólnego przeznaczenia. Używamy go jako wejścia i zwykle jest ono polaryzowane do poziomu 5 V przez rezystor 10 kΩ. To wejście przechodzi w stan niski po naciśnięciu przełącznika; pełni wiele funkcji, co opisano dalej.

Dioda LED stanu (LED1) jest zasilana przez wyjście RC1 za pomocą szeregowego rezystora 1 kΩ. Służy do wskazywania różnych trybów podczas nagrywania sekwencji i kalibracji ustawień cewek. Potencjometr nastawny VR1 jest podłączony do zasilania 5 V, a napięcie 0...5 V na jego styku jest monitorowane na wejściu analogowym AN4 układu IC1 (końcówka 16). VR1 ustawia szerokość impulsu elektromagnesu/cykl pracy i czas trwania zasilania w połączeniu ze zworką JP1. JP1 jest monitorowana przez wejście cyfrowe RA0 układu IC1 (styk 19). Wejście to jest utrzymywane w stanie wysokim przez rezystor polaryzujący 10 kΩ, chyba że JP1 jest zwarte, co spowodowałoby jego przejście w stan niski.

Zasilanie

Zasilanie 12 V dla obwodu jest podawane na złącze CON7. Przepływa ono do elektromagnesów przez bezpiecznik F1. Zasilanie to jest filtrowane przez dwa równolegle podłączone kondensatory 1000 µF o niskim ESR, które pomagają buforować szczytowy prąd elektromagnesu.

Zabezpieczenie przed odwrotną polaryzacją zawiera 3 A diodę D14. Jeśli zasilanie zostanie podłączone odwrotnie, dioda ta przewodzi i przepala bezpiecznik.

Napięcie do pozostałej części obwodu jest podawane przez diodę zabezpieczającą przed odwrotną polaryzacją D13 i jest włączane przez przełącznik S14 przed podaniem na wejście stabilizowanego regulatora 5 V, REG1. Dwa kondensatory 100 µF, jeden na wejściu regulatora, a drugi na wyjściu, poprawiają stabilność i odpowiedź impulsową regulatora. Mikroprocesor IC1 ma również dwa kondensatory po 100 nF bocznikujące zasilanie na stykach 1 i 20.

Dioda LED2 zapala się po podłączeniu zasilania, a jej prąd jest ograniczony do około 2...3 mA przez rezystor szeregowy 1 kΩ.

Pamięć

Dwanaście bajtów pamięci FLASH jest przeznaczonych do przechowywania parametrów cyklu pracy PWM i okresu włączenia dla każdej cewki (tj. jeden bajt na cewkę).

1182 bajty pamięci FLASH są używane do przechowywania sekwencji odtwarzania. Dwa bajty pamięci są używane do zapisania, które cewki mają zostać aktywowane, po czym następuje dwubajtowy zapis okresu opóźnienia. Każdy okres opóźnienia może wynosić do 10,9 minuty w krokach co 10 ms. Jeśli okres opóźnienia przekracza 10,9 minuty, kolejne dwa bajty kontynuują to opóźnienie.

Oznacza to, że maksymalna sekwencja może wynosić do 107 godzin (1182÷2×10,9 minuty). Ponieważ dodatkowe bajty są zużywane na każde uderzenie kotwicy elektromagnesu, praktyczne maksimum jest nieco krótsze.

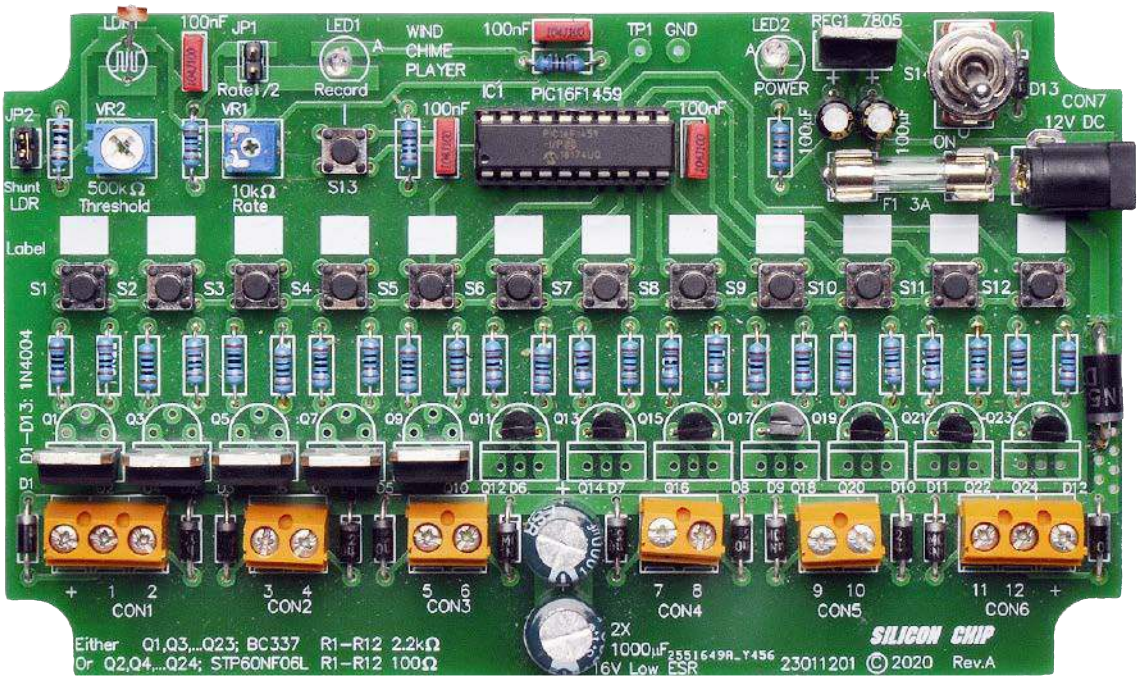
Aby uzyskać bardziej realistyczne obliczenia, powiedzmy, że nagranie składa się z serii ośmiu uderzeń w odstępie dwóch sekund, z 10-sekundowym opóźnieniem przed następną melodią. Zużywa to 32 bajty (8×4 bajty) na każde 24 sekundy nagrania (7×2 sekundy + 10 sekund). Pamięć o pojemności 1182 bajtów może zarejestrować do 37 takich sekwencji, co daje łączny czas nagrywania lub odtwarzania wynoszący 888 sekund lub 14,8 minuty.

Zazwyczaj między sekwencjami napędu elektromagnetycznego należy pozostawić dłuższy odstęp, więc maksymalny czas nagrywania (a tym samym odtwarzania) będzie dłuższy. Nie ma potrzeby całkowitego zapełniania pamięci, ponieważ podczas odtwarzania, urządzenie korzysta tylko z bajtów, które zostały zapisane w pamięci.

Montaż płytki drukowanej

Obwód elektronicznego dzwonka wiatrowego jest zbudowany na płytce drukowanej o kodzie 23011201 i wymiarach 147×87,5 mm, której schemat montażowy został pokazany na **rysunku 5**. Wygląd zmontowanej płytki pokazuje **fotografia 2,** mieści się ona w plastikowym pudełku UB1 Jiffy – **fotografia 3**. To, które części zostaną zainstalowane, zależy w pewnym stopniu od liczby

eprasa.pl a1aeb00a11



Fotografia 2. Zmontowana płytka urządzenia ma pięć MOSFET-ów dużej mocy w miejscach Q2...Q10 i siedem tranzystorów mniejszej mocy w miejscach Q11... Q23. Powód (i różnica) są wyjaśnione w tekście

używanych elektromagnesów i ich rozmiarów. Więcej informacji na ten temat można znaleźć w ramce „Wybór elektromagnesów"

Lista części precyzuje podzespoły wymagane do obsługi maksymalnie 12 elektromagnesów. Gwiazdki wskazują, które części można zastosować w mniejszej liczbie, jeśli planujesz sterować mniejszą liczbą elektromagnesów. Dotyczy to to elementów S1...S12, R1...R12, rezystorów polaryzujacych 10 kΩ, Q1...Q24, D1...D12 i CON1...CON6.

CON1 i CON6 to trójdrożne bloki zacisków śrubowych, z dwoma zaciskami dla pary elektromagnesów plus wspólne połączenie szyny dodatniej zasilania dla każdego zestawu sześciu cewek. CON2...CON5 to dwustykowe bloki zacisków śrubowych, które nie mają wspólnego połączenia z szyną zasilania dodatniego, a jedynie połączenia zacisków ujemnych dla dwóch elektromagnesów każdy. Jeśli więc masz nieparzystą liczbę elektromagnesów, w jednym z bloków złączy pozostanie nieużywany zacisk.

Możliwe jest mieszanie nisko- i wysokoprądowych cewek elektromagnesów. Załóżmy, że chcesz sterować dwoma dzwonkami wiatrowymi, z których każdy ma trzy duże dzwonki i trzy mniejsze. Można zamontować tranzystory MOSFET na pozycjach parzystych (Q4, Q8, Q12 itd.) i odpowiadające im rezystory bramkowe 100 Ω. Następnie zamontowałbyś tranzystory NPN na nieparzystych pozycjach Q (Q1, Q5, Q9 itd.) z rezystorami baz po 2,2 kΩ, dla mniejszych dzwonków.

Wykaz elementów:

1 dwustronna płytka drukowana kodowana o kodzie 23011201 i wymiarach 147x87,5 mm
1 obudowa UB1 Jiffy, 158x95x53 m [Jaycar HB6011 (czarny), Altronics H0201 (czarny) lub H0151 (szary)].
1 zasilacz wtyczkowy 12 V DC lub podobny, najlepiej z wtyczką 5,5/2,5 mm (prąd znamionowy zależy od użytych elektromagnesów, maksymalnie do 3 A)
12* elektromagnesów sprężynowych powrotnych 12 V DC z otworem w kotwicy/rdzeniu [patrz tekst]
2* 3-drożne zaciski śrubowe moduł 5,08 mm (CON1, CON6)
4* 2-drożne zaciski śrubowe moduł 5,08 mm (CON2-CON5)
12* przyciskowych przełączników chwilowych SPST (S1-S12) [Altronics S1120, Jaycar SP0600]
1 przyciskowy przełącznik chwilowy SPST (S13) [Altronics S1120, Jaycar SP0600]
1 przełącznik dwustabilny SPDT (S14) [Jaycar ST0335, Altronics S1310]
2 oprawki bezpiecznika M20x5 do montażu na płytce drukowanej (F1)
1 szybki bezpiecznik 3 A M20x5 (F1)
1 gniazdo 5,5/2,5 mm 5 A DC do montażu na PCB (CON7) [Jaycar PS0520, Altronics P0621A]
1 podstawka IC DIL20 wąska (dla IC1)
1 fotorezystor (LDR1) o rezystancji od 48 kΩ do 140 kΩ [Jaycar RD3480, Altronics Z1619]
2 odcinki 2-szpilkowe prostej listwy kołkowej, ze zworkami (JP1, JP2)
2 kołki typu PC (opcjonalnie; GND i TP1)
2 lub więcej przepustów kablowych do wyprowadzenia kabli 3-6,5 mm

Półprzewodniki
1 8-bitowy mikroprocesor PIC16F1459-I/P zaprogramowany kodem 2301120A.hex (IC1)
1 regulator/stabilizator 7805 5 V/1 A, TO220 (REG1)
1 czerwona dioda LED 3 mm (LED1)
1 zielona dioda LED 3 mm (LED2)
12* diod 1N4004 1 A (D1-D12)
1 dioda 1N4004 1 A (D13)
1 dioda 1N5404 3 A (D14)

Kondensatory
2 kondensatory elektrolityczne 1000 µF/16 V PC low-ESR
2 kondensatory elektrolityczne 100 µF/16 V
4 kondensatory poliestrowe 100 nF MKT

Rezystory (wszystkie 1/4W 1% metalizowane)
1 szt. 100 kΩ 12* szt. 10 kΩ (rezystory polaryzacji S1-S12) 2 szt. 10 kΩ 2 szt. 1 kΩ
1 miniaturowy poziomy potencjometr nastawny 500 kΩ, Bourns 3386P (VR2)
1 miniaturowy poziomy potencjometr nastawny 10 kΩ, Bourns 3386P (VR1)

Części do wysokoprądowych sterowników elektromagnetycznych (>500mA)
12* tranzystorów N-MOSFET STP16NF06L, STP60NF06L lub CSD18534KCS 60 V, 16/60/73 A wyzwalanych poziomem logicznym (Q2,Q4,Q6...Q24) [Jaycar ZT2277 lub SILICON CHIP ONLINE SHOP Cat SC4177].
12* szt. rezystorów metalizowanych 100 Ω 1/4W 1% (R1-R12)

Części do niskoprądowych sterowników cewek (<500 mA)
12* tranzystorów NPN BC337 500 mA (Q1, Q3, Q5...Q23)
12* szt. rezystorów metalizowanych 2,2 kΩ 1/4W 1% (R1-R12)

Pozostałe
Odpowiednia płyta zewnętrzna lub drewno, blacha aluminiowa, wiązka przewodów, opaski kablowe, drut, śruby, farba, sznurek, linka itp.
* Zmniejsz te ilości w przypadku sterowania mniej niż 12 elektromagnesami i pamiętaj, że sterowniki nisko- i wysokoprądowe sterowniki elektromagnesów mogą być mieszane i dopasowywane (łącznie do 12).

eprasa.pl a1aeb00a11

Nie należy instalować zarówno tranzystora MOSFET, jak i tranzystora bipolarnego, w tej samej pozycji (tak jak narysowano na schemacie ideowym). Komplikuje to nieco konstrukcję, ale można zaoszczędzić sporo pieniędzy, ponieważ tranzystory bipolarne są znacznie tańsze niż MOSFET-y.

Zacznij od zamontowania na płytce drukowanej rezystorów w pokazanych miejscach (pamiętaj o dobraniu R1...R12, jak opisano wcześniej). Kody kolorów rezystorów są zwykle słabo czytelne (czy to jest niebieski czy fioletowy, szary czy srebrny?), dlatego zawsze najlepiej jest sprawdzić wartości za pomocą multimetru cyfrowego ustawionego na pomiar rezystancji.

Kontynuując, zainstaluj diody od D1 do D12 (lub tyle, ile potrzeba) i D13. Upewnij się, że paski katod są skierowane w stronę górnej części płytki drukowanej, jak pokazano na rysunku. Zamontuj teraz również diodę D14, która jest największą diodą, do tego skierowana w przeciwnym kierunku niż pozostałe.

Następnie zamontuj przełączniki przyciskowe S1...S12 (jeśli są używane) i przycisk S13. Będą one pasować do płytki drukowanej tylko we właściwej pozycji więc jeśli przełącznik wydaje się nie pasować, spróbuj obrócić go o 90°.

Zalecamy, aby IC1 został zainstalowany przy użyciu podstawki. Upewnij się, że wycięcie identyfikacji jest skierowane w stronę lewej krawędzi płytki drukowanej.

Następnie można zainstalować potencjometry nastawne. VR1 to potencjometr nastawny 10 kΩ, który może być oznaczony jako 103 zamiast 10 k. VR2 ma rezystancję 500 kΩ i może być oznaczony jako 504 zamiast 500 k.

Teraz zamontuj oprawki bezpiecznika, upewniając się, że są one umieszczone poprawnie, tj. z ogranicznikami końcowymi na zewnątrz. Dobrym pomysłem jest włożenie bezpiecznika przed przylutowaniem oprawek, aby upewnić się, że bezpiecznik leży równo w zaciskach i że zaciski są prawidłowo ustawione.

Na polach GND i TP1 mogą być również zainstalowane kołki typu PC. Można je jednak pominąć, a w celu pomiaru napięcia sondy multimetru dociskać bezpośrednio do odpowiednich pól.

Następnie zamontuj dwukołkowe złącza JP1 i JP2 i gniazdo zasilania DC (CON7). Kolejno zamontuj 3-drożne i 2-drożne

REKLAMA



eprasa.pl a1aeb00a11

zaciski śrubowe (tyle, ile potrzeba), z otworami na przewody w kierunku dolnej krawędzi płytki drukowanej. Teraz zamontuj kondensatory, zwracając uwagę, że kondensatory elektrolityczne muszą być prawidłowo zorientowane, z dłuższymi dodatnimi przewodami przechodzącymi przez otwory oznaczone „+”.

Tranzystory

Nadszedł czas, aby zamontować tranzystory i/lub MOSFET-y (wraz z regulatorem REG1), ponownie zwracając uwagę, że to, które z nich i ile zainstalujesz, zależy od tego, jakich i ile elektromagnesów używasz.

Przełącznik zasilania (S14) i dwie diody LED można zamontować na jeden z dwóch sposobów: bezpośrednio na płytce drukowanej lub na pokrywie pudełka, z przewodami połączeniowymi między komponentem a płytką drukowaną.

Zdecydowaliśmy się zamontować przełącznik i diody LED na płytce drukowanej – w ten sposób nie będą one widoczne ani dostępne po założeniu pokrywy pudełka, ale jest to w porządku, ponieważ są one używane głównie podczas konfiguracji i nagrywania. Bez dostępu do przełącznika zasilania, urządzenie może być nadal włączane i wyłączane za pomocą wtyczki 12 V.

Jeśli zamierzasz używać fotorezystora LDR do wyłączania urządzenia w nocy, przylutuj go teraz. Można go zamontować tak, aby powierzchnia LDR była skierowana w stronę tylnej krawędzi płytki drukowanej (poprzez zagięcie przewodów), dzięki czemu będzie wystawiona na działanie światła zewnętrznego przez otwór z boku obudowy. Jeśli nie potrzebujesz funkcji LDR, nie lutuj fotorezystora lub umieść zworkę na JP2.

Obudowa

Płytka PCB jest mocowana w plastikowej obudowie za pomocą zintegrowanych zacisków przytrzymujących jej boki. Konieczne będzie wywiercenie otworów na gniazdo DC i okablowanie elektromagnesów. Zalecamy, aby okablowanie to przechodziło przez kilka przepustów kablowych przed podłączeniem do CON1...CON6.

Otwór 9 mm na gniazdo DC znajduje się 21 mm nad zewnętrzną podstawą obudowy i 26 mm od zewnętrznej krawędzi. Przepusty kablowe można umieścić 15 mm w dół od górnej krawędzi obudowy, obok złączy śrubowych CON1...CON6.

W następnym miesiącu

Sekcja elektroniki jest już praktycznie ukończona, ale nadal musimy opisać, jak zmodyfikować gong wiatrowy, aby dodać elektromagnesy, a także opisać procedury testowania, konfiguracji i rejestrowania sekwencji. Wszystko to zostanie omówione w przyszłym miesiącu w drugiej części artykułu. ■

John Clarke

Adaptacja do wydania polskiego – Andrzej Nowicki

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



Fotografia 3. Płytkę PCB montuje się w obudowie bez użycia śrub – po prostu wsuwa się ją w szczeliny na bocznych prowadnicach. Póki co, w pokrywie nie wywiercono otworów na włącznik/wyłącznik i diodę LED – można to zrobić używając przedniego panelu jako szablonu



Wybór elektromagnesów

Obwód został zaprojektowany z myślą o wielu typach elektromagnesów. Użyliśmy typów sprężynowo-zwrotnych typu ramka D, chociaż można również użyć typów „pchaj-ciągnij”. Dostępne rozmiary obejmują zarówno konstrukcje miniaturowe, jak i typy techniczne, które mogą pobierać prąd o natężeniu do 3 A.

To, czego potrzebujesz, zależy od rozmiaru używanego gongu wiatrowego. Istnieje kilka parametrów, na które należy zwrócić uwagę; przykładowo nasz obwód wymaga elektromagnesów o nominalnym napięciu 12 V DC. Inną ważną cechą jest długość ruchu kotwicy lub skok.

Inne przydatne cechy to sposób mocowania do kotwicy elektromagnesu. Niektóre mają otwory w trzpieniu, ale inne nie mają żadnych zaczepów i sposobu przymocowania czegokolwiek do trzpienia elektromagnesu. W przypadku małych gongów wietrznych wystarczający może być skok kotwicy elektromagnesu wynoszący ok. 4 mm, ale w przypadku większych gongów wymagane jest coś w rodzaju 12 mm.

Do użytku z mini gongami wiatrowymi (rurki o średnicy około 6,35 mm) i przy użyciu bezpośredniego uderzania rdzenia elektromagnesu w szeregowym zestawie dzwonków, jak pokazano na rysunku 2, odpowiedni byłby elektromagnes typu „pchaj-ciągnij” z obudową o wymiarach 21×11×10 mm i skoku 4 mm. Całkowita długość wynosi 30 mm, a pobierany prąd 120 mA przy 12 V DC.

Elektromagnesy do używanego przez nas gongu wiatrowego mają wymiary 30×16×14 mm i skok 10 mm. Ich całkowita długość wynosi 55 mm. Trzpień zawiera szczelinę montażową i otwór zabezpieczający, odpowiedni do zamocowania dźwigni. Przy napięciu 12 V DC pobierają prąd 2 A. Początkowa siła naciągu wynosi 3 N, a siła przyciągania zworki po całkowitym zamknięciu sięga 30 N.

Zarówno Jaycar, jak i Altronics sprzedają odpowiednie elektromagnesy, a wiele innych jest dostępnych za pośrednictwem portali internetowych, takich jak eBay.

eprasa.pl a1aeb00a11



Materiały dodatkowe dostępne są na stronie Silicon Chip: https://shorturl.at/ptGJO

Materiały dodatkowe są również dostępne na stronie elportal.pl/do-pobrania

Dbaj o swoje ładowalne ogniwa...

Wysokoprądowy balanser akumulatorów, część 1

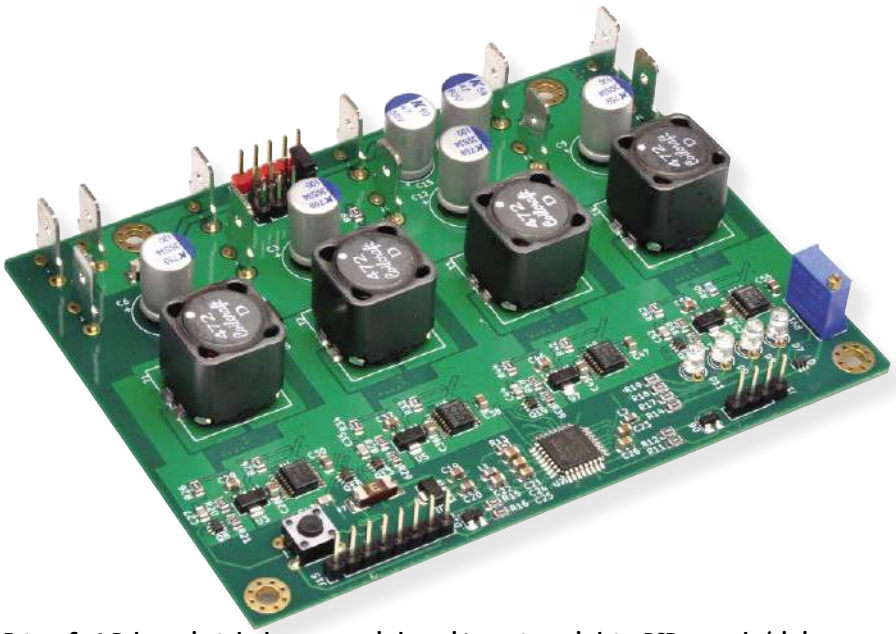
Prawidłowe, zrównoważone ładowanie akumulatorów ma kluczowe znaczenie dla ich długiej eksploatacji, zwłaszcza jeśli są to akumulatory litowe. Jednak wiele balanserów jest nieefektywnych, ponieważ zrzucają nadmiar energii/ładunku z danego ogniwa na obciążenie rezystancyjne, ograniczając szybkość ładowania akumulatorów i marnując energię. Ale nie ten – zaprezentowany układ przekierowuje dodatkowy ładunek do innych ogniw, dzięki czemu można ładować szybko przy niewielkich stratach cieplnych i bez marnowania energii!

Większość akumulatorów składa się z szeregu nominalnie identycznych ogniw, połączonych szeregowo, równolegle lub szeregowo-równolegle, w celu spełnienia określonych wymagań dotyczących napięcia, prądu i pojemności. Akumulatory z wieloma szeregowo połączonymi ogniwami często udostępniają podłączenia tylko na skrajnych zaciskach. Na przykład typowy samochodowy akumulator kwasowo-ołowiowy ma sześć ogniw (2 V×6 = 12 V), ale tylko dwa zaciski. Aby naładować taki akumulator, przykładamy do tych dwóch zacisków napięcie wyższe niż suma napięć wszystkich ogniw, a prąd przepływa przez wszystkie sześć ogniw, zwiększając ich stan naładowania.

Nie ma jednak gwarancji, że każde ogniwo rozpoczyna pracę z identycznym napięciem, a pomimo identycznej konstrukcji, pojemność ogniw może się różnić, zwłaszcza w miarę starzenia się akumulatora. Nie jest to duży problem w przypadku akumulatorów samochodowych, ponieważ ogniwa kwasowo-ołowiowe dobrze znoszą niewielkie przeładowanie, choć jego skutkiem jest elektroliza i zmiana parametrów elektrolitu. Nie dotyczy to tylko akumulatorów „bezobsługowych" z katalitycznym spalaniem wodoru elektrolitycznego. Powstały w nich wodór jest utleniany katalitycznie, a produkt, woda, wraca do elektrolitu. Poprzez niewielkie przeładowanie akumulatora, ogniwa o niższym poziomie naładowania mają szansę „dogonić" pozostałe, podczas gdy najbardziej naładowane ogniwa rozpraszają prąd ładowania w postaci ciepła.

Pomimo tego, duże pakiety akumulatorów kwasowo-ołowiowych (jakie mogą być np. używane w instalacjach energii odnawialnej) będą działać dłużej, jeśli będą ładowane w sposób zrównoważony. W takim przypadku może istnieć zestaw kilku akumulatorów połączonych szeregowo, więc nie tylko należy zadbać o zrównoważenie napięcia poszczególnych ogniw w danym akumulatorze, ale także o zrównoważenie ładunku między akumulatorami. Fakt, że mogą być używane akumulatory w różnym wieku, a być

eprasa.pl a1aeb00a11



Fotografia 1. Balanser jest zbudowany na pojedynczej 4-warstwowej płytce PCB o szerokości nieco ponad 100 mm, dzięki czemu jest wystarczająco mały, aby zmieścić się w dowolnym miejscu. Masz więcej niż cztery akumulatory? Zbuduj tyle balanserów, ile potrzebujesz! Ze względu na stopień skomplikowania płytki PCB i jej czterowarstwową strukturę, będziesz musiał ją zamówić w internetowym sklepiku Silicon Chip-a

może nawet od różnych producentów, sprawia, że jest to jeszcze bardziej krytyczne.

Ostatnio coraz częściej mamy do czynienia z ogniwami litowo-jonowymi i podobnymi ogniwami wielokrotnego ładowania. Istnieje wiele różnych rodzajów ogniw litowych, ale większość z nich nie toleruje przeładowania. Mogą one również łatwo ulec uszkodzeniu w wyniku nadmiernego rozładowania. Dlatego utrzymanie równowagi ładowania/rozładowania ogniw/akumulatorów litowych jest jeszcze ważniejsze.

Ponieważ zaprezentowany balanser może obsługiwać napięcia ogniw/baterii ogniw tak niskie jak 3 V i tak wysokie jak 15 V, nadaje się do szerokiego zakresu zadań równoważenia ładowania, w tym równoważenia ładowania ogniw w akumulatorze litowo-jonowym lub równoważenia ładowania pojedynczych akumulatorów litowo-jonowych albo typowych akumulatorów kwasowo-ołowiowych. Każdy balanser może obsługiwać do czterech ogniw (lub grup ogniw) albo akumulatorów, a w przypadku większych instalacji można połączyć kilka balanserów.

Zapobieganie uszkodzeniom pojedynczych ogniw

Jedną z zachowawczych, asekuranckich opcji byłoby natychmiastowe zatrzymanie ładowania, gdy tylko którekolwiek z ogniw osiągnie maksymalne dopuszczalne napięcie, ale spowodowałoby to, że pozostałe ogniwa nie byłyby w pełni naładowane.

Pozostawienie bez nadzoru skutkuje tym, że to, co może zacząć się jako minimalna nierównowaga pomiędzy ogniwami, może w trakcie powtarzających się cykli ładowania/rozładowania przekształcić się w znacznie większą nierównowagę, w wyniku czego akumulator (przez baterię/akumulator rozumiemy tu zestaw ogniw) będzie miał znacznie mniejszą pojemność użytkową. Co gorsza, po całkowitym rozładowaniu akumulatora te ogniwa, które nie zostały w pełni naładowane, mogą ulec nadmiernemu rozładowaniu i uszkodzeniu.

Potrzebujemy więc sposobu, aby zapewnić, że podczas ładowania i/lub rozładowywania akumulatora, ogniwa są utrzymywane w równowadze. Każde z nich jest następnie ładowane do mniej więcej tego samego napięcia, dzięki czemu pojemność akumulatora pozostaje duża, a ogniwa ulegają równomiernej degradacji. W ten sposób akumulator nie musi być wyrzucany tylko dlatego, że jedno ogniwo uległo szybszej degradacji niż pozostałe (częsty problem!).

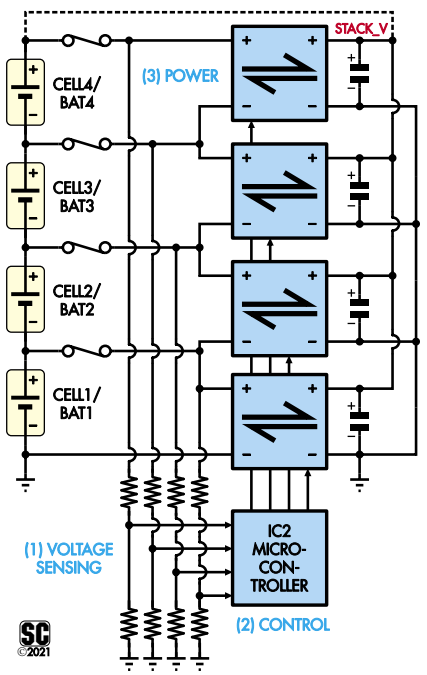
Najprostszym sposobem na to podczas ładowania jest bocznikowanie prądu ładowania każdego ogniwa, które ma wyższe napięcie niż pozostałe. Stosowaliśmy to podejście w przeszłości, na przykład w naszym balanserze ogniw – zestawu akumulatorowego z marca 2016 roku (siliconchip.com.au/Article/9852). Ta konstrukcja mogła obsługiwać pakiety z maksymalnie sześcioma ogniwami, ale zapewniała tylko około 200 mA prądu równoważącego. To ograniczało go do zastosowań z ładowarkami do 10 A, a podczas pracy robił się dość ciepły, ponieważ cała ta tracona moc była zamieniana na ciepło.

Nasz nowy balanser, będąc znacznie bardziej wydajnym, wytwarza o wiele mniej ciepła dla danego prądu zrównoważenia, a tym samym może obsługiwać znacznie wyższe prądy ładowania akumulatora – do 50 A lub więcej, zakładając, że ogniwa są dopasowane z dokładnością do 5% (dość powściągliwa wartość dla w pełni sprawnego akumulatora).

Rzut oka na balanser

Ten balanser akumulatora/baterii akumulatorów (Battery Balancer) pomaga zapewnić, że ogniwa w akumulatorze są utrzymywane w równowadze poprzez okresowe sprawdzanie napięcia ogniw i przenoszenie ładunku z ogniw o wyższym napięciu do ogniw o niższym napięciu. W tym celu urządzenie składa się z trzech głównych sekcji, jak pokazano na **rysunku 1**. Są to:

1. Sekcja sprawdzająca napięcia każdego ogniwa/akumulatora, która pobiera bardzo mało prądu z ogniw. Jej „sprytne” działanie zostanie wyjaśnione dalej.



Rysunek 1. Ten bardzo uproszczony schemat, pokazuje podstawową konfigurację wysokoprądowego balansera akumulatora/ów. Mikroprocesor IC2 mierzy napięcie na każdym ogniwie/akumulatorze za pomocą dzielników rezystancyjnych. Jeśli napięcie na jednym z ogniw jest znacznie wyższe lub niższe niż na pozostałych, mikroprocesor przesyła energię do lub z niezrównoważonych ogniw za pośrednictwem czterech bloków transferu energii (ładunku). Mogą one skutecznie przesyłać energię do lub z jednego ogniwa/akumulatora do całego „stosu”, a także między wieloma ogniwami/akumulatorami za pośrednictwem „stosu”

eprasa.pl a1aeb00a11

2. Sekcja sterowania składająca się z niewiele więcej niż 32-bitowego mikroprocesora Microchip SAM-L10, który również nie pobiera prawie żadnego prądu w stanie bezczynności (według producenta – „najniższa moc w swojej klasie”).
3. Sekcja zasilania zarządzająca przepływem ładunku pomiędzy ogniwami.

Balanser został zaprojektowany tak, aby na trzy sposoby osiągnąć wysoki poziom praktycznej wydajności. Po pierwsze, ilość energii zużywanej, gdy ogniwa nie są aktywnie równoważone, jest utrzymywana na niskim poziomie, poprzez wyłączenie praktycznie wszystkiego i układowe zapewnienie, że większość tego, co pozostaje i działa, pobiera bardzo mało energii. Po drugie, ilość mocy potrzebnej do sprawdzenia, czy wymagane jest równoważenie, jest utrzymywana na niskim poziomie dzięki zastosowaniu prostych, ale energooszczędnych dzielników napięcia. Po trzecie, zamiast korzystać z nieefektywnych schematów równoważenia, takich jak po prostu zrzucanie ładunku z ogniw, które są za bardzo naładowane, do obciążeń rezystancyjnych, balanser przetwarza ładunek, pobierając go z ogniw, które mają go zbyt dużo i przesyłając go do tych, które mają go zbyt mało.

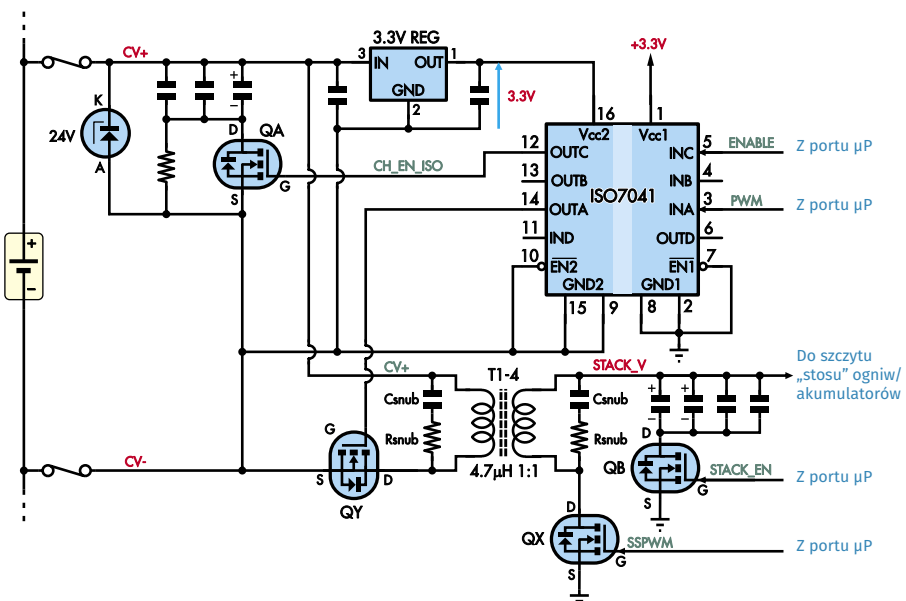
Postaraliśmy się również, aby balanser działał w sposób elastyczny; nie tylko może równoważyć akumulatory do czterech ogniw lub zestawy do czterech akumulatorów, ale przy niewielkiej rozbudowie może służyć jako ładowarka baterii, a nawet rozładowarka baterii!

Opis i parametry:
- równoważy dwa, trzy lub cztery połączone szeregowo ogniwa lub akumulatory,
- pasuje do akumulatorów litowo-jonowych, LiPo, $LiFePO_4$, kwasowo-ołowiowych, AGM i innych,
- każde ogniwo lub akumulator może mieć napięcie od 2,5 V (całkowicie rozładowane) do maksymalnie 15 V,
- prąd równoważenia: do 2,5 A,
- prąd ładowania: do 50 A,
- sprawność: około 80%,
- prąd spoczynkowy: około 100 µA na ogniwo/akumulator,
- złącza konektorowe 6,3 mm do podłączenia akumulatorów wysokoprądowych,
- listwa kołkowa 2,54 mm do podłączania mniejszych akumulatorów,
- częstotliwość przełączania przetwornic: typowo 100 kHz,
- kilka balanserów można łączyć w celu zrównoważenia większej liczby ogniw lub akumulatorów,
- może również działać jako wydajna ładowarka lub rozładowarka ogniw/akumulatorów,
- cztery wbudowane diody LED stanu oraz jeden potencjometr do regulacji,
- szeregowy interfejs statusu/debugowania,
- kompaktowy rozmiar – PCB 108×80 mm.

Transfer ładunku między ogniwami

Być może najbardziej krytyczną częścią naszego balansera jest sekcja, która przenosi ładunek pomiędzy ogniwami/akumulatorami (a może także ładowarką lub obciążeniem). Sekcja ta jest powielona na płytce cztery razy, po jednym obwodzie dla każdego ogniwa/akumulatora, które można podłączyć. Uproszczoną wersję tego obwodu pokazano na **rysunku 2**. Ta sekcja może przesyłać energię do lub z ogniwa/akumulatora pokazanego po lewej stronie oraz całego „stosu” („stack”) akumulatorów. Energia może być przesyłana z jednego ogniwa/akumulatora do drugiego za pośrednictwem „stosu”.

Załóżmy, że jedno ogniwo ma napięcie niższe niż pozostałe trzy. Możemy użyć sekcji zasilania tego ogniwa do przeniesienia ładunku z całej baterii do tego ogniwa, aby doprowadzić je do równowagi. Odbywa się to cyklicznie. Najpierw włączany jest tranzystor po stronie stosu (QX) i prąd zaczyna płynąć z akumulatora przez uzwojenie transformatora po stronie stosu, magnesując rdzeń transformatora. Ponieważ tranzystor mocy po stronie ogniwa (QY) jest wyłączony, napięcie na uzwojeniu transformatora po stronie ogniwa szybko rośnie. Chwilę później tranzystor mocy po stronie stosu zostaje wyłączony, a tranzystor mocy po stronie ogniwa (QY) zostaje włączony. Powoduje to przeniesienie energii zmagazynowanej w rdzeniu transformatora do ogniwa. Kiedy zostaje stwierdzone, że proces ten został zakończony, przełącznik zasilania po stronie ogniwa jest wyłączany i cykl się powtarza, z cyklem pracy proporcjonalnym do pożądanej szybkości transferu ładunku.

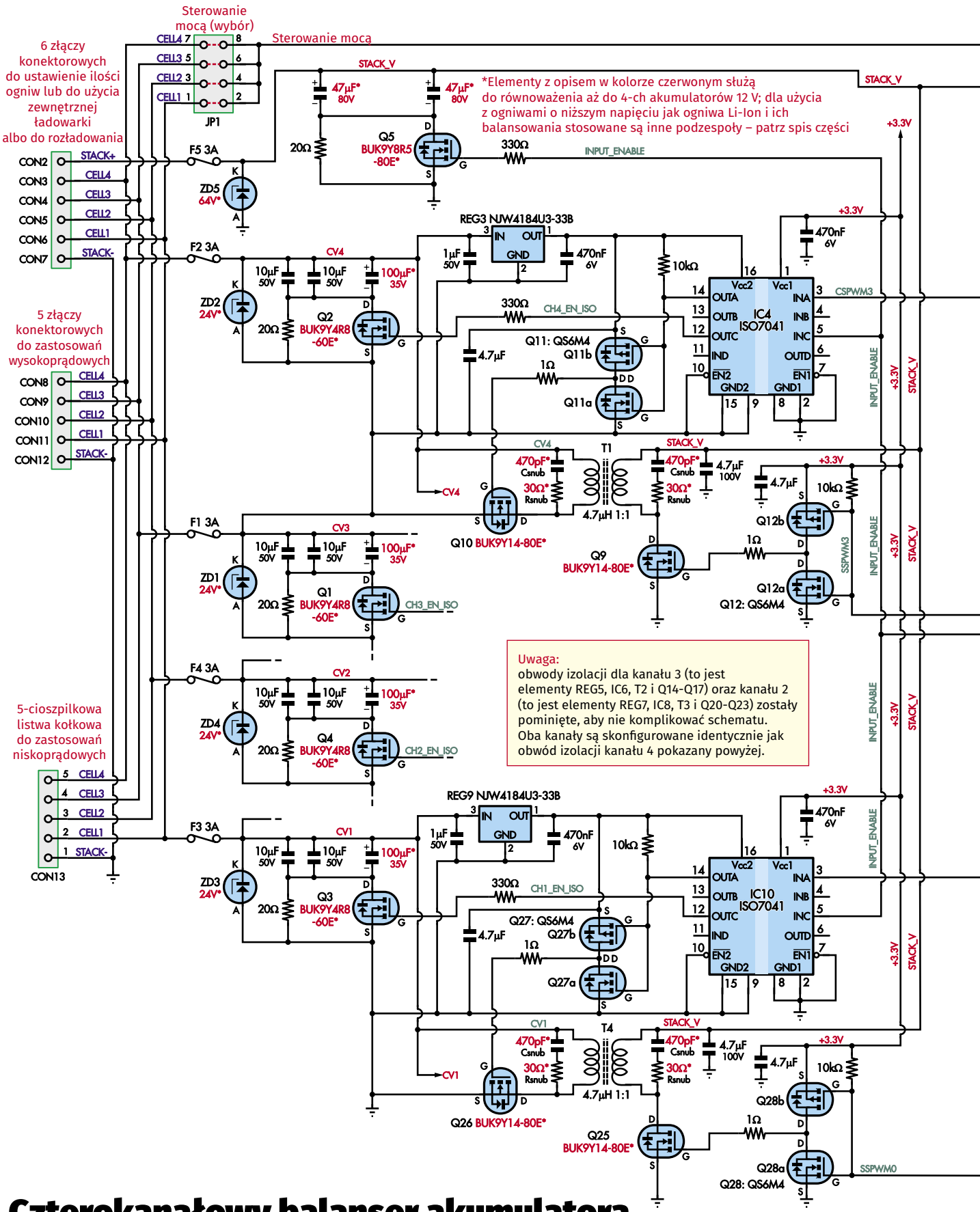


Rysunek 2. Uproszczona wersja obwodu w każdym bloku transferu mocy. Zasilanie przechodzi między ogniwem/akumulatorem a stosem przez MOSFET-y mocy QX i QY oraz transformator. QX ma odniesienie do szyny GND, więc jest sterowany z portu wyjściowego mikroprocesora, podczas gdy QY ma odniesienie do ujemnego zacisku ogniwa/akumulatora. Dlatego sygnał z mikroprocesora do sterowania QY przechodzi przez izolator galwaniczny ISO7041, który jest zasilany z „pływającej” szyny zasilania 3,3 V generowanej z napięcia ogniwa/akumulatora

Indukcyjność transformatora można wybrać w miarę dowolnie. Transformatory o wyższej indukcyjności umożliwiają pracę przy niższych częstotliwościach, ale mają wyższe straty rezystancyjne. Transformatory o niższej indukcyjności wymagają pracy przy wyższych częstotliwościach, ale mają niższe straty rezystancyjne. Należy jednak zauważyć, że transformatory o szczególnie niskiej indukcyjności uzwojenia mają tendencję do nieznacznego zmniejszenia sprzężenia między uzwojeniami (spadek sprawności), chociaż tylko kilka takich transformatorów ma sprzężenie tak słabe, że może być to znaczącym czynnikiem dla tego balansera akumulatora.

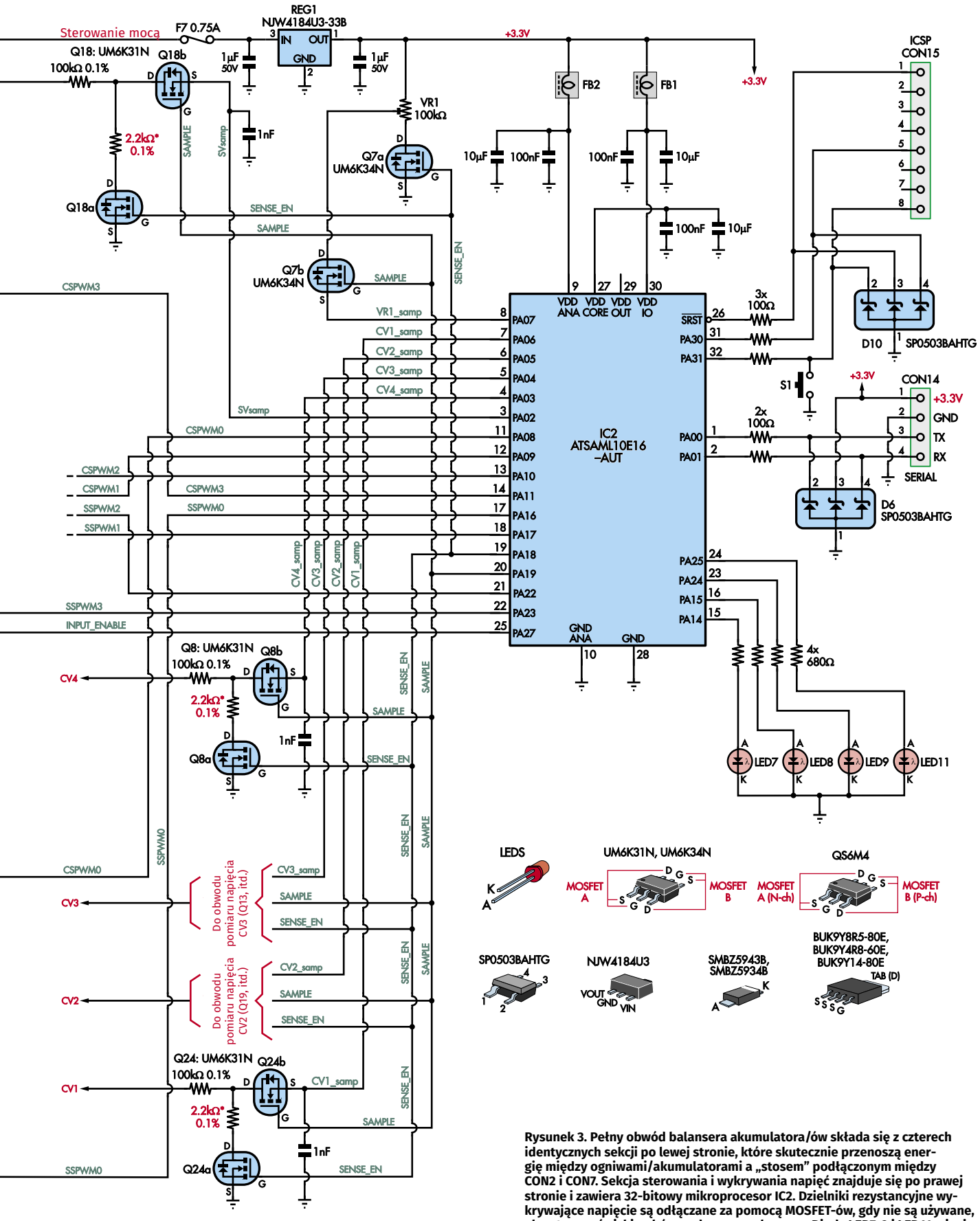
Napięcia na drenach tranzystorów QX i QY, połączonych z uzwojeniami transformatora, mogą podlegać znaczącym impulsom napięcia samoindukcji. Jeśli jest ono zbyt wysokie, może nawet przekroczyć wartości znamionowe tranzystora. Staraliśmy się utrzymać indukcyjność ścieżek druku na niskim poziomie,

eprasa.pl a1aeb00a11



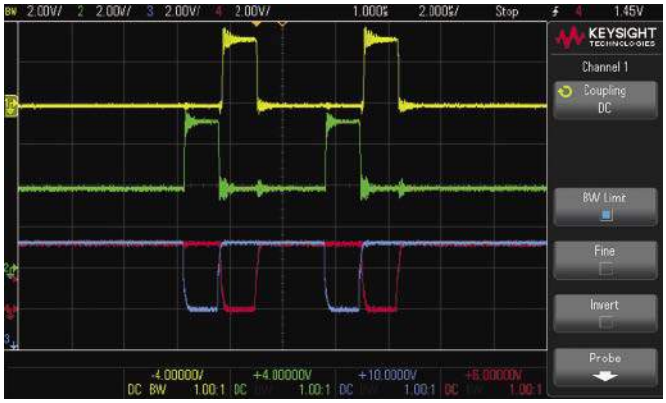
Czterokanałowy balanser akumulatora

eprasa.pl a1aeb00a11



Rysunek 3. Pełny obwód balansera akumulatora/ów składa się z czterech identycznych sekcji po lewej stronie, które skutecznie przenoszą energię między ogniwami/akumulatorami a „stosem" podłączonym między CON2 i CON7. Sekcja sterowania i wykrywania napięć znajduje się po prawej stronie i zawiera 32-bitowy mikroprocesor IC2. Dzielniki rezystancyjne wykrywające napięcie są odłączane za pomocą MOSFET-ów, gdy nie są używane, aby utrzymać niski pobór prądu spoczynkowego. Diody LED7-9 i LED11 migają, aby wskazać, kiedy ładunek jest przesyłany do lub z określonych ogniw

eprasa.pl a1aeb00a11



Rysunek 4. Oscylogram pokazuje, jak sterowane są MOSFET-y przełączające zasilanie. Dla przejrzystości pokazano dwa oddzielne impulsy. Przebiegi czerwone i niebieskie (na dole) pokazują sygnały PWM po stronie stosu i po stronie ogniwa dla kanału 2 balansera (wejścia przerzutników sterujących bramkami), odpowiednio wyzwalane przez mikroprocesor i izolator cyfrowy. Kolory żółty i zielony (powyżej) pokazują napięcia bramek MOSFET-ów po stronie stosu i po stronie ogniwa (wyjścia przerzutników sterujących bramkami). Większość zakłóceń na tych przebiegach wynika z błędu pomiaru



Rysunek 5. Oscylogram pokazuje, że przebiegi czerwone i niebieskie są takie same jak na Oscylogramie z rysunku 4, ale przebiegi żółte i zielone (na górze) pokazują napięcia na drenach głównych MOSFET-ów przełączających (tj. na dolnych końcówkach transformatora mocy) – przebieg po stronie stosu jest żółty, podczas gdy przebieg po stronie ogniwa jest zielony. W tym przypadku impulsy i zakłócenia w mniejszym stopniu wynikają z błędu pomiaru, natomiast są szczególnie widoczne w fazie, w której oba MOSFET-y mocy są wyłączone, co powoduje pływanie napięć na ich drenach

umieszczając te tranzystory bardzo blisko odpowiednich transformatorów. Jednak w przypadku zastosowań o wyższym napięciu nadal rozsądne jest umieszczenie szeregowych tłumików RC (tj. Csnub i Rsnub) równolegle do uzwojeń transformatora. W przypadku zastosowań o niższym napięciu (np. równoważenie ogniw litowo-jonowych), te tłumiki można bezpiecznie pominąć, co może nawet skutkować niewielkim wzrostem wydajności.

Mikroprocesor steruje MOSFET-ami QY i QA za pośrednictwem izolatora galwanicznego ISO7041, ponieważ ujemny biegun ogniwa nie jest podłączony do szyny GND (chyba że jest to najniższy zacisk w stosie). Schemat sterowania jest nieco bardziej skomplikowany niż tutaj pokazano, co wkrótce stanie się oczywiste. ISO7041 jest zasilany z ogniwa przez własny „pływający” zasilacz stabilizowany 3,3 V, aby umożliwić ogniwom/akumulatorom zmianę napięcia w szerokim zakresie.

Zwróć uwagę, że ujemne zaciski kondensatorów bocznikujących zarówno dla pojedynczego ogniwa/akumulatora, jak i dla stosu są podłączone za pośrednictwem N-kanałowych MOSFET-ów QA i QB, a nie bezpośrednio do ujemnego bieguna odpowiednio ogniwa/akumulatora lub szyny GND. Ma to na celu zapewnienie funkcji „miękkiego startu”, która znacznie zmniejsza iskrzenie generowane podczas podłączania baterii lub ogniw.

Pełny szczegółowy opis schematu

Pełny obwód balansera akumulatora pokazano na **rysunku 3**, chociaż dwa z czterech obwodów równoważenia ładunku zostały częściowo pominięte, aby zaoszczędzić miejsce. Wszystkie cztery są skonfigurowane identycznie. Teraz można zobaczyć wszystkie szczegóły tej części obwodu, które ujawniają kilka dodatkowych subtelności.

Po pierwsze, wyjścia izolatora galwanicznego nie mogą bezpośrednio sterować bramkami MOSFET-ów z wyjść mikroprocesora, ponieważ nie są wstanie osiągnąć wymaganych prędkości przełączania. Poświęciliśmy wiele czasu na zbadanie możliwości zastosowania w tej roli zintegrowanych scalonych układów sterowników bramek, ale większość z nich ma znaczny pobór prądu spoczynkowego i przestaje działać przy niskim napięciu zasilania. Dla niższych sekcji zasilania ogniw można to rozwiązać poprzez wyprowadzenie ich szyn zasilających z „jednego ogniwa w górę”. Spowodowałoby to, że najwyższa sekcja zasilania wymagałaby alternatywnego źródła zasilania, np. z przetwornicy podwyższającej.

Zamiast używać zintegrowanych sterowników bramek, zdecydowaliśmy się użyć prostych par tranzystorów N-MOSFET/P-MOSFET skonfigurowanych jako najprostsze układy przełączające, a dokładniej przerzutniki napięcia bramek MOSFET-ów QX i QY. Na szczęście dostępnych jest wiele podwójnych, komplementarnych MOSFET-ów SMD, które zawierają jeden tranzystor z kanałem N i jeden tranzystor z kanałem P, więc każdy przerzutnik znajduje się w jednej obudowie. W przypadku najwyższej sekcji są to Q11 i Q12.

W każdym przypadku MOSFET sterujący stroną stosu ogniw transformatora (np. Q9) jest podłączony źródłem do szyny GND i jest MOSFET-em sterowanym poziomem logicznym. Jest on sterowany z wyjścia 0...3,3 V przerzutnika (tu: Q12), który sam jest sterowany z cyfrowego wyjścia mikroprocesora (w tym przypadku port 22, oznaczony jako SSPWM3).

Na zwartych bramkach każdego z tych przerzutników MOSFET znajduje się rezystor polaryzujący 10 kΩ podłączony do szyny 3,3 V, dzięki czemu mają one niski poziom na wyjściu, gdy mikroprocesor nie obsługuje tego wyjścia (np. jest w stanie resetowania lub programowania).

Drugi MOSFET podłączony do transformatora (np. Q10) ma swoje źródło podłączone do złącza obsługiwanego ogniwa/akumulatora i ogniwa/akumulatora poniżej (konkretnie tranzystor Q10 ma źródło idące do połączenia „minusa” ogniwa 4 z „plusem” ogniwa 3). Tak więc, jak opisano dalej, jest on sterowany przez izolator galwaniczny, który zasilany jest napięciem 3,3 V odniesionym do tego samego połączenia ogniw 4 i 3. W związku z tym przerzutnik sterujący MOSFET-em Q10 (czyli para tranzystorów Q11) jest również podłączony do tego pływającego źródła zasilania 3,3 V, aby zapewnić odpowiednie zmiany napięć bramki dla tych MOSFET-ów.

Tranzystor Q11 ma również rezystor polaryzujący 10 kΩ pomiędzy zwartymi bramkami, a zasilaniem 3,3 V, który domyślnie utrzymuje MOSFET Q10 wyłączony. Należy jednak pamiętać, że izolator cyfrowy Texas Instruments ISO7041 o niskim poborze mocy ma warianty z różnymi domyślnymi stanami podłączeń. Ten, który wybraliśmy, zapewnia wysokie poziomy wyjścia, jeśli jego wejścia nie są wysterowane lub styki wejściowe podzespołu nie są zasilane (w przeciwieństwie do ISO7041F, który oferuje w takiej sytuacji niskie poziomy wyjścia). Zapewnia nam to bezpieczny stan „spoczynku”.

Rezystory 1 Ω ograniczają moc przepływającą przez bramki przerzutnika, dodając do wewnętrznej rezystancji wyjściowej przerzutników – ok. 0,2 Ω. Pozwala to utrzymać impulsowe prądy bramek na poziomie poniżej 3 A.

eprasa.pl a1aeb00a11

Nie jest krytyczne, że „pływający" regulator o niskim spadku napięcia przewodzenia (LDO) (tutaj REG3) przechodzi w stan zwarcia wyjścia z wejściem, jeśli napięcie ogniwa spadnie poniżej 3,3 V, ponieważ zarówno izolator galwaniczny, jak i sterownik bramek (w tym tekście nazywany przerzutnikiem) mogą działać poniżej tego napięcia zasilania.

Należy jednak pamiętać, że jeśli napięcie ogniwa jest w jakimkolwiek momencie niższe niż 2,5 V (niebezpiecznie niskie napięcie dla ogniwa litowo-polimerowego i bardzo niskie napięcie dla ogniwa litowo-jonowego), nie zostanie podjęta żadna próba przeniesienia ładunku do, lub z tego ogniwa. Zamiast tego mikroprocesor zakłada, że akumulator o tak niskim napięciu (jednego z ogniw lub wszystkich) jest prawdopodobnie minimalnie naładowany, a więc nawet jeśli jest niezrównoważony, samo ładowanie całego akumulatora szybko podniesie napięcie (jednego czy wszystkich) ogniw powyżej 2,5 V. Równoważenie ładowania zostanie następnie wznowione na długo przed tym, zanim którekolwiek z ogniw zbliży się do pełnego naładowania. Aby uzyskać więcej informacji na temat działania transferu ładunku, zapoznaj się z oscylogramami na **rysunkach 4 i 5** oraz ich opisami.

Pomiar napięcia

Aby rozpoznać, które baterie lub ogniwa należy naładować lub rozładować, balanser musi wykonać dokładne pomiary napięcia na każdym ogniwie/akumulatorze. Dokładne wykrywanie niskich napięć staje się coraz łatwiejsze. Wysokowydajne przetworniki analogowo-cyfrowe (ADC) są łatwo dostępne, a nowoczesne mikroprocesory często zawierają odpowiednie przetworniki ADC, które jeszcze niedawno byłyby uważane za specjalistyczne.

Mikrokontroler SAM-L10 ma 12-bitowy przetwornik ADC zdolny do pobierania miliona próbek na sekundę. Ponieważ musimy wykrywać napięcia do około 60 V (powiedzmy, cztery akumulatory kwasowo-ołowiowe 12 V połączone podczas ładowania szeregowo), wymagany jest pewien rodzaj interfejsu wejściowego, aby obniżyć te napięcia do typowych zakresów na wejściu ADC. Jedną z opcji byłoby użycie wzmacniaczy operacyjnych (op-amps), które mogą tolerować te wyższe napięcia, aby dzielić (i ewentualnie przesuwać) napięcia zgodnie z wymaganiami. Odpowiednie części nie są trudne do znalezienia, ale nie są tanie.

Co więcej, ponieważ napięcia, które musi wykrywać balanser, nie zmieniają się szybko, nie jest wymagana jakaś szczególnie wysoka częstotliwość pomiaru napięcia, więc można zastosować wzmacniacze operacyjne typu chopper (op-amp z automatycznym zerowaniem dryftu) z korekcją offsetu. Jednak wydajność wymaganych obwodów wzmacniaczy operacyjnych byłaby maskowana przez dokładność podłączonych rezystorów. Pobór mocy tych wzmacniaczy operacyjnych, choć w wielu urządzeniach imponująco niski, jest jednak na tyle wysoki, że nie moglibyśmy pozostawić ich zasilanych przez cały czas.

Zamiast tego używamy prostego dzielnika rezystancyjnego z przełączanym kondensatorem i połączeniem z szyną GND, jak pokazano na rysunku 3. Aby uniknąć stałego zużycia energii przez zawsze włączony dzielnik napięcia, dodajemy niskosygnałowe N-kanałowe tranzystory MOSFET (Q8a, Q13a, Q19a i Q24a). MOSFET-y bardzo małej mocy wprowadzają tylko kilka omów błędu, gdy są włączone.

Jednak po wyłączeniu napięcie może dryfować powyżej tolerancji portów wejściowych mikroprocesora. Tak więc drugi zestaw tranzystorów przełączających, N-kanałowych MOSFET-ów (Q8b, Q13b, Q19b i Q24b) zapewnia, że na wejścia mikroprocesora nigdy nie trafią takie wysokie napięcia. Po raz kolejny możemy skorzystać z podwójnych MOSFET-ów, tym razem obu N-kanałowych, dzięki czemu każda para tranzystorów jest tylko jednym podzespołem wymagającym przylutowania do płytki.

Wykaz elementów:
(nadaje się do równoważenia baterii akumulatorów 12 V; inne opcje znajdują się poniżej)
1 czterowarstwowa płytka PCB o symbolu 14102211 i rozmiarach 108×80 mm
4 transformatory 4,7 µH 1:1 (T1-T4) [np. Coilcraft MSD1278**]
5 szybkich bezpieczników 3 A SMD, rozmiar 2410 (F1-F5) [np. Bourns SF-2410FP300W-2].
1 szybki bezpiecznik 0,75 A SMD, rozmiar 2410 (F7) [np. Bourns SF-2410FP075W-2].
2 koraliki ferrytowe SMD, 470 Ω @ 100 MHz, rozmiar 0805 (FB1, FB2) [np. Taiyo Yuden BK2125HM471, Murata BLM21AG-471SZ1D lub Kemet Z0805C471BSMST].
1 wieloobrotowy pionowy potencjometr nastawny 100 kΩ (VR1)
1 monostabilny przełącznik przyciskowy SPST (S1)
11 pionowych złączy konektorowych 6,3 mm do montażu na płytce drukowanej, raster 5,08 mm (CON2-CON12) [np. Altronics H2094/H2095]
1 odcinek 5-szpilkowej jednorzędowej listwy kołkowej prostej lub kątowej, raster 2,54 mm (CON13; opcjonalnie – dla mniejszych zestawów akumulatorów)
1 odcinek 4-szpilkowej jednorzędowej listwy kołkowej prostej, raster 2,54 mm (CON14)
1 odcinek 8-szpilkowej jednorzędowej listwy kołkowej prostej, raster 2,54 mm; (CON15, opcjonalne, dla ICSP)
1 odcinek 8-szpilkowej dwurzędowej listwy kołkowej prostej 2x4, raster 2,54 mm (JP1)
1 zworka (JP1)

Półprzewodniki
1 32-bitowy mikroprocesor ATSAML10E16A-AUT zaprogramowany kodem 1410221A.hex, TQFP-32 (IC2)
4 4-kanałowe cyfrowe izolatory galwaniczne ISO7041, QSOP-16 (IC4, IC6, IC8, IC10) [Uwaga: nie nadaje się ISO7041F].
5 regulatorów LDO NJW4184U3-33B# 3,3 V (REG1, REG3, REG5, REG7, REG9)
4 tranzystory N-MOSFET BUK9Y4R8-60E*, LFPAK-56 (Q1-Q4)
1 tranzystor N-MOSFET BUK9Y8R5-80E*, LFPAK-56 (Q5)
1 podwójny tranzystor N-MOSFET UM6K34N, SOT-363 (Q7)
5 podwójnych tranzystorów N-MOSFET UM6K31N, SOT-363 (Q8, Q13, Q18, Q19, Q24)
8 tranzystorów N-MOSFET BUK9Y14-80E*, LFPAK-56 (Q9, Q10, Q14, Q15, Q20, Q21, Q25, Q26)
8 podwójnych tranzystorów N-MOSFET+P-MOSFET QS6M4, SOT-457T (Q11, Q12, Q16, Q17, Q22, Q23, Q27, Q28)
4 diody LED 3 mm lub 5 mm, montaż przewlekany (LED7-LED9, LED11)
4 diody TVS SMD 24 V*, rozmiar1210 (ZD1-ZD4) [np. SMBJ24A]
1 dioda TVS SMD 64 V*, rozmiar 1210 (ZD5) [np. SMBJ64A]
2 potrójne diody 5,5 V zabezpieczenia przed ESD (D6, D10) [Littlefuse SP0503BAHTG]

Kondensatory (wszystkie ceramiczne X7R SMD 0805, o ile nie podano inaczej)
4 kondensatory elektrolityczne polimerowe z wyprowadzeniami radialnymi 100 µF*35 V (np. Kemet A759KS107M1VAAE031)
2 kondensatory elektrolityczne polimerowe z wyprowadzeniami radialnymi 47 µF*80 V (np. Kemet A759KS476M1KAAE045)
4 kondensatory SMD 4,7 µF/100 V lub 10 µF/75 V, rozmiar 1210
11 kondensatorów 10 µF/50 V
8 kondensatorów 4,7 µF/6 V
6 kondensatorów 1 µF/50 V
8 kondensatorów 470 nF/6 V
3 kondensatory 100 nF/50 V
5 kondensatorów ceramicznych C0G 1 nF/50 V
8 kondensatorów ceramicznych C0G 470 pF*/250 V (Csnub)

Rezystory (wszystkie metalizowane 1% SMD 0805, o ile nie podano inaczej)
5 szt. 100 kΩ 0,1% | 8 szt. 10 kΩ | 5 szt. 2,2 kΩ* 0,1% | 4 szt. 680 Ω
5 szt. 330 Ω | 5 szt. 100 Ω | 5 szt. 20 Ω | 8 szt. 30 Ω* (Rsnub)
8 szt. 1 Ω SMD 603

Części do równoważenia ogniw o napięciu ok. 4 V (np. litowo-jonowych) – zastąp elementy oznaczone powyżej gwiazdką (*)
5 tranzystorów N-MOSFET BUK9Y1R3-40H, LFPAK-56 (Q1-Q5)
8 tranzystorów N-MOSFET BUK9Y12-40E, LFPAK-56 (Q9, Q10, Q14, Q15, Q20, Q21, Q25, Q26)
4 diody TVS 10 V SMD 1210 (ZD1-ZD4) [np. SMBJ10A]
1 dioda TVS 24 V SMD 1210 (ZD5) [np. SMBJ24A]
4 kondensatory elektrolityczne polimerowe 100 µF/16 V z wyprowadzeniami radialnymi
2 kondensatory elektrolityczne 33 µF/35 V z wyprowadzeniami radialnymi
5 szt. rezystory metalizowane 6,8 kΩ 0,1% SMD 0805

** dla zastosowań o niższym poborze prądu, odpowiednią alternatywą jest Coilcraft MSD1278-562
# odpowiednią alternatywą jest AP7370-33Y-13
Uwaga: Komponenty Csnub i Rsnub nie są montowane w wersji 4 V/ogniwo.

eprasa.pl a1aeb00a11

Aby zaoszczędzić porty mikroprocesora, wszystkie dzielniki napięcia mają wspólną parę linii sterujących bramkami tranzystorów. Aby wykonać zestaw odczytów napięcia, najpierw włączane są dolne przełączniki na N-MOSFET-ach, włączając dzielnik. Następnie włączane są przełączniki N-MOSFET bramki przepustowej, umożliwiając kondensatorom filtrującym rozpoczęcie ładowania aż do ich nominalnych wartości.

Wreszcie, wbudowany przetwornik ADC mikroprocesora pobiera próbki, umożliwiając oprogramowaniu poznanie napięcia na każdym ogniwie lub baterii. Dzięki zastosowanym dzielnikom 100 kΩ/2,2 kΩ i 12-bitowemu przetwornikowi ADC o napięciu referencyjnym 1,65 V, nominalny zakres wykrywanego napięcia wynosi 0...76,65 V, a rozdzielczość 18,7 mV. Jest to wystarczająco precyzyjne, aby wykryć niewielkie różnice między napięciami stosu akumulatorów 12 V. Więcej informacji na temat działania tego procesu można znaleźć na oscylogramie z **rysunku 6**.

W przypadku akumulatorów o niższym napięciu, takich jak akumulatory litowo-jonowe, LiPo lub LiFePO4, zwykle z ogniwami o napięciu od 2,7 do 4,2 V, dzielniki rezystancyjne są zamieniane na 100 kΩ/6,8 kΩ, co daje zakres napięć 0...25,9 V i rozdzielczość 6,3 mV. Oznacza to, że możemy zrównoważyć różnice napięcia między ogniwami, zaczynając od około 10 mV.

Praktycznie identyczny układ służy do wykrywania napięcia całego zestawu ogniw za pomocą MOSFET-ów Q18a i Q18b (które prawdopodobnie będzie takie same jak napięcie jednego z ogniw – najwyższego w stosie – ale niekoniecznie musi mieć to miejsce, stąd oddzielny dzielnik), a także do ustalenia stopnia skręcenia potencjometru VR1 za pośrednictwem MOSFET-ów Q7a i Q7b. Służy to do regulacji różnych parametrów, które zostaną opisane później.

Niezależny monitor napięcia stosu może wydawać się zbędny, ale przydaje się podczas korzystania z balansera w innych zastosowaniach. Na przykład, może on być używany do ładowania baterii z innych źródeł zasilania, takich jak panele słoneczne, lub jako ładowarka baterii. Można go nawet używać w połączeniu z innym balanserem, aby przesyłać energię między dwoma różnymi bateriami, w dowolnym kierunku, utrzymując je w równowadze.

Należy pamiętać, że aby uniknąć błędów, nie wykonujemy odczytów napięcia, gdy sekcja zasilania jest aktywna.

Miękki rozruch/łagodzenie iskrzenia

Odkryliśmy, że pierwszy prototyp wytwarzał nieprzyjemne iskry podczas podłączania baterii (co nie jest rzadkością). Było to spowodowane głównie prądem rozruchowym ładującym baterie kondensatorów. Iskry te mogły uszkodzić złącza, a nawet je zespawać! Dlatego zdecydowaliśmy, że skoro można złagodzić ten problem, zrobimy to.

Przy pierwszym podłączeniu zasilania, MOSFET-y połączone szeregowo z ujemnymi zaciskami każdego zestawu kondensatorów bocznikujących są wyłączone. Zatem kondensatory te ładują się powoli poprzez równoległe szeregowe rezystory 20 Ω. Po początkowym podłączeniu baterii, ale przed wykonaniem jakiegokolwiek równoważenia, mikroprocesor włącza te MOSFET-y, udostępniając pełną pojemność dopiero po chwili od wykonania podłączenia zasilania.

MOSFET-y zwiększają ESR baterii kondensatorów. Jednak przy rezystancji włączenia wynoszącej ułamek oma, kondensatory nadal są w stanie dobrze stabilizować napięcie ogniw i akumulatora. Czas włączania MOSFET-ów jest dość długi, gdyż nie mają one przerzutników do zasilania ich bramek, ale ponieważ włączają się one dopiero po naładowaniu kondensatorów, nie ma to znaczenia.

Nadal zalecamy dbanie o prawidłowe podłączenie akumulatorów do balansera i przygotowanie się na możliwe niewielkie iskrzenie. Zastosowane rozwiązanie znacznie zmniejsza to nieprzyjemne zjawisko.

Ochrona obwodu

Bez wątpienia zauważyłeś, że wszystkie podłączenia ogniw i baterii są wykonane za pomocą bezpieczników, co jest zawsze dobrym pomysłem, biorąc pod uwagę, ile prądu może dostarczyć duży akumulator (lub w niektórych przypadkach nawet mały) w przypadku awarii.

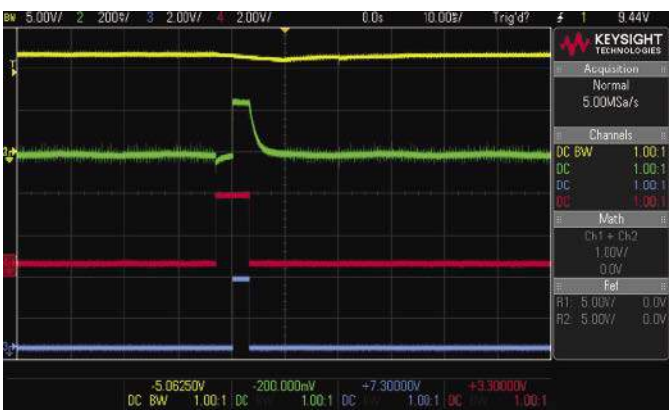
Na każdym wejściu znajduje się również dioda Zenera (za bezpiecznikiem), która pełni dwie funkcje. Po pierwsze, jeśli ogniwo lub bateria zostaną podłączone odwrotnie, dioda Zenera natychmiast przewodzi prąd i przepala bezpiecznik. Po drugie, jeśli napięcie ogniwa lub akumulatora jest z jakiegoś powodu zbyt wysokie (np. podłączono je do niewłaściwego zacisku akumulatora), dioda Zenera przejdzie w stan lawinowy i w większości przypadków też przepali bezpiecznik.

Nawiasem mówiąc, na liście dla tych części wymieniliśmy jednokierunkowe tłumiki napięcia chwilowego (TVS – transil – Transient Voltage Suppressor) zamiast diod Zenera. W rzeczywistości są to diody Zenera, tylko z bardzo wysoką zdolnością przewodzenia prądu impulsowego. Należy również pamiętać, że rzeczywiste napięcie na zaciskach będzie nieco wyższe niż napięcie nominalne, w zależności od prądu dostarczanego ze źródła ładowania. Wzięliśmy to pod uwagę przy doborze części, dzięki czemu chronione fragmenty obwodu nie będą narażone na szkodliwe napięcia przy rozsądnym poziomie prądu.

Ponieważ mikroprocesor monitoruje wszystkie dostępne napięcia, wyłączy się, jeśli którekolwiek z nich znajdzie się poza zakresem. Na przykład, jeśli napięcie ogniwa jest zbyt niskie, aby obwód mógł działać.

Sekcja sterowania

Sekcja mikroprocesora jest dość prosta ze względu na wysoki poziom integracji układu SAM-L10 (IC2). Jego wewnętrzny oscylator, jako źródło taktowania jest w tym zastosowaniu więcej niż wystarczający. Rezystory ograniczające prąd na wyjściach cyfrowych 15, 16, 23 i 24 służą do bezpośredniego sterowania czterema diodami LED stanu (więcej na ten temat w dalszej części opisu). Zaciski



Rysunek 6. Oscylogram pokazuje dziaBajcy obwód wykrywania napicia. Od góry – |óBty przebieg pokazuje mierzone napicie (~12 V), a zielony przebieg pokazuje napicie z dzielnika obecne na wej[ciu mP (~240 mV). Czerwony przebieg pokazuje wBczenie dzielnika napicia, który ma cykl pracy z wypeBnieniem poni|ej 1%, minimalizujc zu|ycie energii przez dzielniki napicia. Niebieski przebieg to linia udostpnienia pomiaru napicia z dzielnika rezystancyjnego, wykonywanego po ustabilizowaniu si napicia na kondensatorze. Taki pomiar zapewnia, |e tylko stabilne napicia z dzielnika s przesyBane na wej[cie ADC mikroprocesora

eprasa.pl a1aeb00a11

diod tłumienia ESD (Electrostatic Discharge – wyładowania elektrostatyczne) są podłączone do interfejsów programowania i UART, aby chronić je przed wyładowaniami elektrostatycznymi, ponieważ te styki mogą być dostępne z zewnątrz.

Mikroprocesor zasilany jest przez liniowy regulator REG1 – układ NJW4184U3-33B. Został on wybrany w celu zminimalizowania prądu spoczynkowego i ze względu na działanie w stosunkowo szerokim zakresie napięcia wejściowego (do 35 V). Prąd z jego wyjścia przed dotarciem do styków zasilania mikroprocesora przechodzi przez koraliki ferrytowe. Zapewnia on również zasilanie „bliskiej strony" galwanicznych izolatorów cyfrowych małej mocy i sterowników (przerzutników napięcia) bramek po stronie stosu.

Ponieważ zużywają one tylko kilka miliamperów, gdy są aktywne, moc rozpraszana w regulatorze liniowym wynosi w najgorszym przypadku tylko kilkadziesiąt miliwatów, gdy jest on zasilany z w pełni naładowanej baterii akumulatorów 12 V. Podczas gdy sterowniki bramek pobierają średnio niewielkie ilości prądu, robią to w bardzo gwałtowny sposób, więc każdy z nich ma lokalny kondensator bocznikujący.

Oprogramowanie

Oprogramowanie balansera jest dość proste, ale wymagało trochę czasu, aby je odpowiednio opracować, a po drodze trzeba było dokonać kilku wyborów.

Być może najbardziej krytycznym zadaniem, jakie musi wykonać procesor, jest wytworzenie ośmiu sygnałów PWM wymaganych do równoważenia. Istnieje wiele większych mikroprocesorów, często przeznaczonych do sterowania silnikami, które mają dużą liczbę zaawansowanych generatorów PWM. SAM L10 jest mały, niedrogi i energooszczędny, stąd ma bardziej ograniczony zestaw portów peryferyjnych.

Balanser musi wytwarzać krótkie impulsy o zmiennej długości i zmiennej częstotliwości. Jeśli impuls jest zbyt długi, przez balanser mogą przepływać znaczne prądy, prowadząc do przepalenia bezpiecznika i możliwego uszkodzenia innych komponentów, zwłaszcza MOSFET-ów mocy. Co więcej, balanser musi generować dwa sygnały PWM na ogniwo. Aby to osiągnąć, stosujemy podejście programowe. Gdy ogniwo ma zostać naładowane lub rozładowane, definiujemy procedurę „blip" jako serię instrukcji, które są albo NOP (bez operacji), albo instrukcjami ustawiania/czyszczenia pojedynczego wejścia/wyjścia.

Przy częstotliwości procesora 16 MHz pozwala to sterować ciągami impulsów z dokładnością około 60 ns. Następnie obliczamy żądaną liczbę „blipów" do bezpiecznego maksimum (obecnie ustawionego na 10 000), wyłączamy przerwania i wywołujemy procedurę „blipów" w pętli.

Gdy procedura „blip" zostanie uruchomiona żądaną liczbę razy, oprogramowanie zatrzymuje całą aktywność układu zasilającego i określa następny sposób/etap działania.

Wykrywanie napięcia

Gdy balanser nie jest w trakcie ładowania lub rozładowywania ogniw w celu doprowadzenia akumulatora do stanu równowagi, okresowo sprawdza on napięcia ogniw/akumulatora w celu określenia, które z nich powinny dostarczać ładunku, a które wymagają doładowania.

Ustawiamy napięcie odniesienia ADC na Vdd/2 (tj. około 1,65 V), zauważając, że ponieważ układ zasilania jest nieaktywny, pobór mocy i w konsekwencji szum na wyjściu Vdd LDO będzie stosunkowo niewielki. Dlatego napięcie to powinno być stabilne i bez zakłóceń.

Aby zmierzyć napięcie zestawu ogniw, najpierw włączamy dzielniki rezystancyjne, podłączając ich dolne końce do szyny GND za pośrednictwem niskosygnałowych [nie do druku – nie wiem, czy chodzi o tranzystory małej mocy, czy wyzwalane niskim napięciem bramki] tranzystorów N-MOSFET, a następnie włączamy tranzystory przepustowe N-MOSFET. Kolejno zatrzymujemy się na około 1 ms, podczas gdy napięcia kondensatorów na każdej z linii pomiarowych stabilizują się do wartości końcowej. Na koniec używamy przetwornika ADC do próbkowania każdej z ustalonych linii przed wyłączeniem tranzystorów przepustowych i dzielników napięcia.

Obrót potencjometru VR1 jest wykrywany w tym samym czasie, w którym mierzone są inne napięcia. Można go użyć do skonfigurowania zarówno szczytowego prądu równoważenia, jak i progu niedopasowania ogniwa, powyżej którego następuje równoważenie.

Interfejs szeregowy/USB

Mikroprocesor ma UART, który jest podłączony (poprzez rezystory ograniczające prąd i diody ochronne ESD) do złącza CON14. Można go łatwo przekonwertować na USB za pomocą układów scalonych innych firm lub kabli, takich jak „TTL-234X-3V3" firmy FTDI, chociaż należy pamiętać, że tych kabli nie da się podłączyć bezpośrednio do tego złącza – wymagana będzie przejściówka.

Jeśli jest wymagana izolacja elektryczna linii sygnałów (lub przynajmniej pożądana), można podłączyć między płytką balansera a adapterem USB/szeregowym nasz projekt Mini Isolated Serial Link, rozpoczynający się na stronie 68 wydania SC z marca 2021 r.

Płytkę balansera można zaprogramować, podłączając zestaw PICkit 4 do złącza ICSP (CON15). Ze względów bezpieczeństwa czynność ta powinna być wykonywana tylko wtedy, gdy do balansera nie są podłączone żadne baterie ani ogniwa.

Płytka ma cztery diody LED, po jednej dla każdej ogniwa/akumulatora. Domyślnie są one wyłączone, ale migają powoli, gdy ogniwo/akumulator jest ładowane, lub szybko, gdy ogniwo/akumulator jest rozładowywane. Moc pobierana przez logikę sterującą balansera jest niewielka, w porównaniu do mocy pobieranej przez diody LED, gdy są one włączone! Z tego powodu cykle pracy diod LED zostały utrzymane na niskim poziomie.

W następnym miesiącu

W drugiej części artykułu w przyszłym miesiącu omówimy montaż balansera, jego testowanie, konfigurację i użytkowanie, a także zamieścimy kilka wskazówek dotyczących bezpiecznego użytkowania. ■

Duraid Madina

Adaptacja do wydania polskiego – Andrzej Nowicki

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

REKLAMA

www.facebook.com/ElportalPL

eprasa.pl a1aeb00a11

Amatorska produkcja cewek do układów zwrotnic zestawów głośnikowych

Zaprezentowana publikacja zawiera opis techniczny prostej i taniej nawijarki warstwowej służącej do produkcji cewek do układów zwrotnic zestawów głośnikowych w warunkach amatorskich. Urządzenie to może być szczególnie przydatne pasjonatom elektroniki i elektroakustyki pragnącym zajmować się budową układów zwrotnic elektrycznych do prototypowych zestawów głośnikowych.

Wprowadzenie

Liczni amatorzy elektroniki i elektroakustyki bardzo często stoją przed typowym problemem decyzyjnym dotyczącym sposobu zaopatrzenia się w cewki wchodzące w skład projektowanych układów zwrotnic zestawów głośnikowych. Z jednej strony w grę wchodzi zakup produkowanych fabrycznie cewek karkasowych lub bezkarkasowych, co wiąże się jednak z dużym wydatkiem finansowym. Z drugiej zaś strony alternatywę dla zakupu tego typu wyrobów gotowych stanowić może zakup szpuli z drutem nawojowym emaliowanym o odpowiedniej średnicy celem samodzielnego wykonania cewek. Wymaga to jednak zaopatrzenia się w nawijarkę.

Produkowane fabrycznie nawijarki przeznaczone do zastosowań profesjonalnych są z reguły duże, ciężkie i drogie. W artykule przedstawiony zostanie tani sposób samodzielnego wykonania nawijarki warstwowej, której konstrukcja została maksymalnie uproszczona. Zrezygnowano w niej m.in. z automatycznego podajnika drutu nawojowego oraz regulatora naciągu na rzecz ręcznego prowadzenia uzwojenia.



Opis techniczny urządzenia

Amatorzy budowy zestawów głośnikowych za pojedyncze cewki do zwrotnic muszą płacić po kilkadziesiąt złotych podczas gdy za podobną kwotę można przecież kupić całą szpulę drutu nawojowego. Nie pozostaje zatem nic innego jak wykonać cewki we własnym zakresie. Występują tutaj jednak trzy problemy:

1. Pomiar indukcyjności wymaga mostka RLC, a jest to wydatek rzędu kilkuset złotych.
2. Zależność pomiędzy liczbą zwojów a indukcyjnością cewki jest nieliniowa.
3. Duży wpływ na indukcyjność ma nie tylko liczba zwojów, ale także staranność

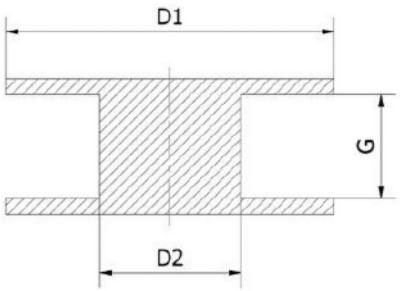
eprasa.pl a1aeb00a11



Rysunek 1. Wygląd zewnętrzny nawijarki warstwowej typu FY-130 [https://pl.aliexpress.com]



Rysunek 2. Zestaw karkasów produkcji wrzesińskiej firmy Tonsil [https://www.skleptonsil.pl/korpusy-cewek,c230.html]



Oznaczenie karkasu	D1 [mm]	D2 [mm]	G [mm]
L11	25,0	10,0	7,5
L12	35,0	15,0	11,0
L13	45,0	20,0	15,0
L14	60,0	25,0	18,0
L15	70,0	30,0	22,0

Rysunek 3. Wymiary gabarytowe karkasów produkcji firmy Tonsil [https://www.skleptonsil.pl/korpusy-cewek,c230.html]



Rysunek 4. Karkasy produkcji firmy Tonsil po rozwierceniu wiertłem o średnicy Ø10 mm [https://www.skleptonsil.pl/korpusy-cewek,c230.html]

nawijania. Jeśli zwoje poprzeskakują to przy tej samej liczbie zwojów otrzymamy rozbieżne wyniki pomiarów indukcyjności.

Istnieje jednak proste i tanie rozwiązanie tego problemu. Na dobry początek powinniśmy zaopatrzyć się w ręczną nawijarkę cewek typu FY-130 produkcji chińskiej (można ją kupić np. na portalu AliExpress – **rysunek 1**). Ma ona metalową przekładnię a także bezstykowy licznik obrotów działający z dokładnością do 1/10 obrotu z możliwością zliczania zwojów do przodu i do tyłu.

W następnej kolejności można wykonać z płyt paździerzowych mechanizm odwijający drut nawojowy ze szpuli. Płyty można dociąć na pile w Bricomarche i połączyć je kątownikami. Wał ze szpulą osadzamy na dwóch łożyskach i dodatkowo na gwintowanych prętach budowlanych montujemy układ trzech łożyskowanych kółek służących do prostowania drutu podczas nawijania. Są to w zasadzie rolki do prowadnic. Można je dostać w Bricomarche w dziale ze śrubami. Występują one w dwóch wersjach. Tańszej – bez łożyska i droższej – z łożyskiem. Lepiej kupić rolki z łożyskiem ponieważ dłużej wytrzymują one nawijanie uzwojeniem o większej średnicy. Do prawidłowego prostowania drutu nawojowego potrzebne są trzy sztuki. Wymiary gabarytowe jednej rolki:

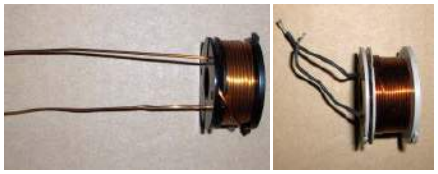
- średnica wewnętrzna łożyska = ∅8 mm,
- średnica zewnętrzna = ∅34 mm,
- grubość = 10 mm.

Rolki dostarczane są jako cały podzespół z grubą blachą i trzpieniem. Jest to element zagnieciony na prasie i praktycznie niedemontowalny. Aby uwolnić rolkę z oprawy należy zamocować cały element w imadle i rozwiercić trzpień na wiertarce stołowej.

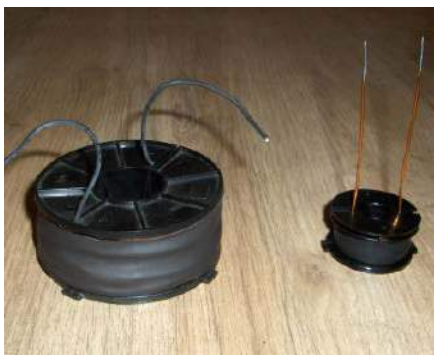
Oprócz szpul z drutem nawojowym będziemy potrzebowali także karkasów. Są one bez problemu dostępne w Tonsilu – **rysunek 2**.

Na naszej nawijarce można nawijać tylko cewki na karkasach L12, L13, L14 i L15 (**rysunek 3**) i musimy je dodatkowo rozwiercić wiertłem fi 10 mm (**rysunek 4**). Cewki na karkasach L11 sobie darujemy ponieważ są to malutkie cewki do filtrów górnoprzepustowych głośników wysokotonowych i one akurat nie są drogie. Interesują nas głównie grube cewki do filtrów dolnoprzepustowych głośników niskotonowych na karkasach L14 i L15 ponieważ są one najdroższe.

Oryginalnie po nawinięciu, ostatnią warstwę uzwojenia cewki impregnuje się Butaprenem i pozostawia do wyschnięcia. Jest to jednak metoda, która w warunkach amatorskich może być uciążliwa dla domowników ze względu na wyjątkowo intensywny zapach tego kleju. Dużo lepszym sposobem jest zaciśnięcie ostatniej



Rysunek 5. Przykładowe cewki powietrzne nawinięte drutem nawojowym emaliowanym



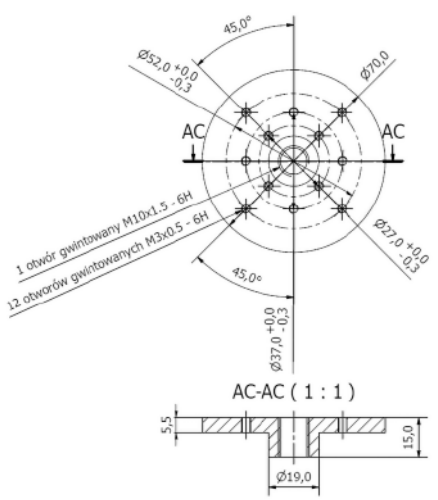
Rysunek 6. Cewki powietrzne zabezpieczone po nawinięciu rurami termokurczliwymi



Rysunek 7. Zestaw gotowych cewek powietrznych wykonanych na zaproponowanym urządzeniu

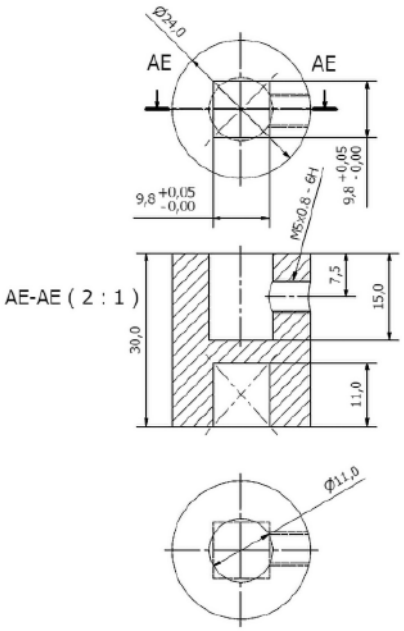
warstwy uzwojenia przy pomocy szerokiej rury termokurczliwej, którą należy podgrzać opalarką (**rysunek 6**).

Oryginalnie karkasy przykręca się do płyty zwrotnicy wykonanej z tekstolitu za pośrednictwem wkrętów lub śrub i nakrętek wykonanych z mosiądzu (nie mogą one być stalowe

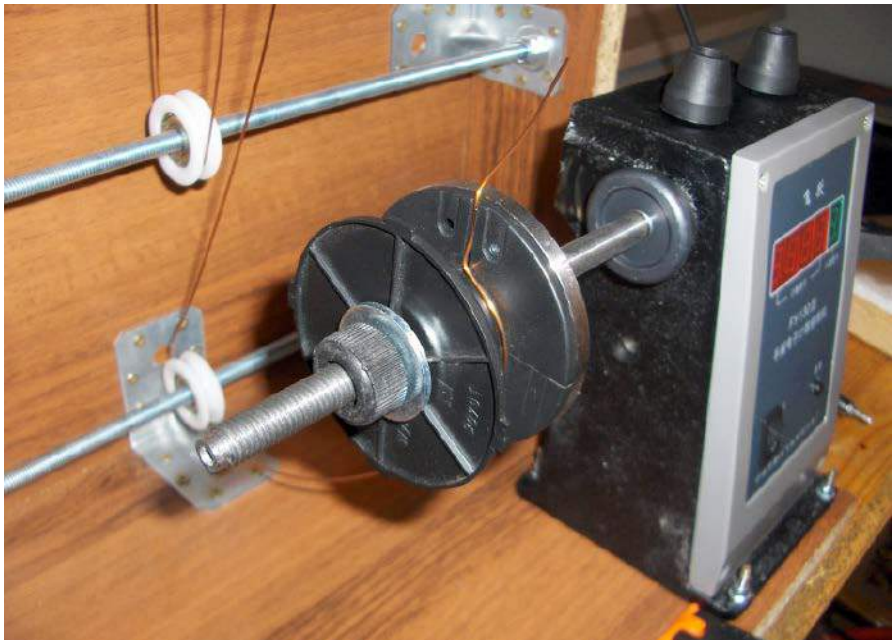


Rysunek 8. Rysunek techniczny wykonawczy tarczy zabierakowej wykonanej ze stali nierdzewnej

eprasa.pl a1aeb00a11



Rysunek 9. Rysunek techniczny wykonawczy adaptera wykonanego ze stali nierdzewnej



Rysunek 12. Sposób zamocowania karkasu L15 we wrzecionie nawijarki za pośrednictwem tarczy zabierakowej i zakontrowaniu karkasu nakrętką za pośrednictwem podkładki

ponieważ będą wówczas zachowywać się jak miniaturowy rdzeń i zwiększać indukcyjność cewek). Karkasy najlepiej przykleić do płyty zwrotnicy przy pomocy kleju na ciepło lub zamocować przy pomocy opasek zaciskowych wykonanych z tworzywa sztucznego.

Oryginalna nawijarka warstwowa firmy „KOFAMA" typu NPO-2B służąca do nawijania tego rodzaju cewek jest duża, ciężka i droga. Nie jest ona obecnie produkowana seryjnie i można ją nabyć wyłącznie na rynku wtórnym. Proponowane małe amatorskie stanowisko mieści się w zasadzie na biurku i można je łatwo przenosić. W razie potrzeby nawijania cewek drutami o większych średnicach, warto przytwierdzić nawijarkę do biurka ściskami stolarskimi ze względu na duże wartości naprężeń występujące podczas nawijania. Można także przykręcić nawijarkę do biurka na stałe za pośrednictwem śrub, podkładek i nakrętek samohamowych o odpowiednich średnicach.



Rysunek 10. Redukcja z kwadratu 3/8 cala na sześciokąt służąca do napędzania wrzeciona nawijarki wkrętarką akumulatorową



Rysunek 11. Redukcja z kwadratu 3/8 cala na sześciokąt służąca do napędzania wrzeciona nawijarki wkrętarką akumulatorową zespawana z adapterem „na sztywno"

Jedyną różnicę pomiędzy nawijarką oryginalną a nawijarką amatorską stanowi sposób mocowania cewki podczas nawijania. Oryginalnie karkasów cewek nie trzeba rozwiercać ponieważ z jednej strony opierają się one o zabierak a z drugiej przytrzymuje je konik z kłem. W przypadku nawijarki FY-130 tarczę zabierakową musimy dorobić samodzielnie (nie ma jej w zestawie) i dodatkowo karkasy cewek będą obracały się przewleczone przez pręt z gwintem M10 i będą dociśnięte do tarczy zabierakowej nakrętką.

Tarczę zabierakową kompatybilną z karkasami L12, L13, L14 i L15 trzeba dorobić sobie w narzędziowni (**rysunek 8**). W zależności od rodzaju zastosowanego karkasu wkręcamy w niego dwie śruby M3×8, które przenoszą moment obrotowy z wrzeciona na karkas za pośrednictwem dwóch otworów w karkasie. Karkas L15 dokręcamy do zabieraka nakrętką.

W przypadku mniejszych karkasów możemy to zrobić za pośrednictwem wydrążonego stożka, który stanowi element fabrycznego wyposażenia nawijarki FY-130.

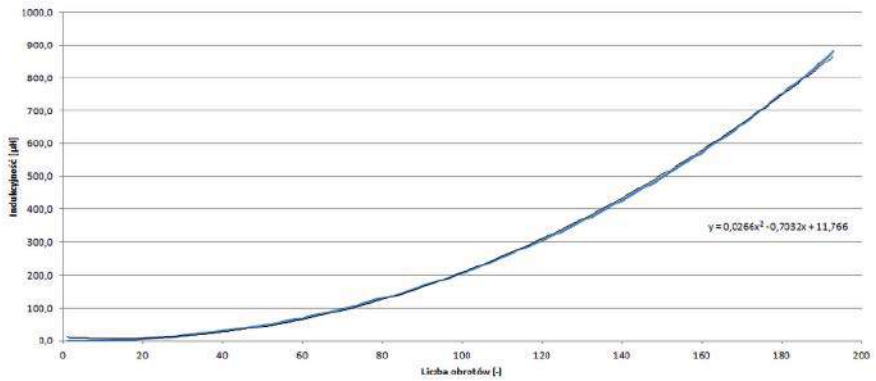


Rysunek 13. Przykładowa 12-woltowa wkrętarka akumulatorowa, którą można wykorzystać do napędzania wrzeciona nawijarki (https://www.hitachi.com)



Rysunek 14. Mostek RLC „Hantek„ 1832C (https://www.hantek.com)

eprasa.pl a1aeb00a11



Rysunek 15. Zależność pomiędzy indukcyjnością cewki powietrznej nawiniętej na karkasie L13 drutem nawojowym emaliowanym o średnicy Ø 1,0 mm a liczbą obrotów



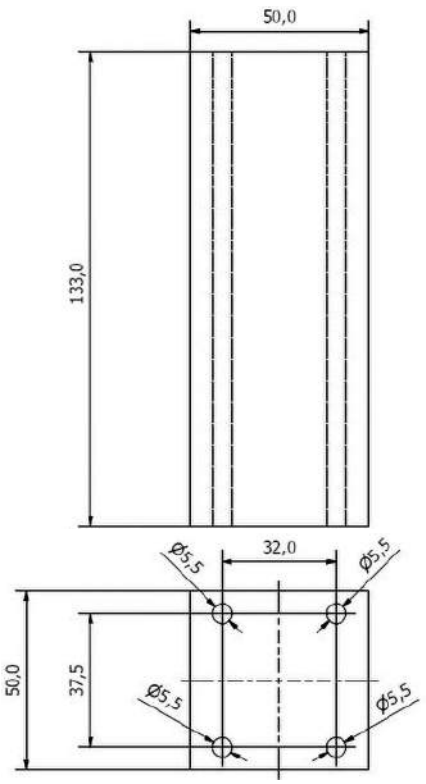
Rysunek 16. Pinceta „Knipex„ służąca do zdzierania emalii z drutu nawojowego emaliowanego przed lutowaniem, kod producenta: 825448012, EAN: 4003773015550 (https://www.knipex.com)



Rysunek 17. Miniaturowy konik tokarski służący do podparcia wrzeciona nawijarki celem redukcji jego bicia promieniowego (https://pl.aliexpress.com)

W przypadku, gdy mamy do nawinięcia dużo cewek, kręcenie korbą może okazać się uciążliwe. Dlatego proces nawijania można usprawnić dorabiając w narzędziowni adapter (**rysunek 9**). Z jednej strony adapter dokręcamy do ściętego wału wrzeciona (ale z pominięciem multiplikatora 6:1 ponieważ potrzebujemy przełożenia 1:1) a z drugiej strony montujemy redukcję z kwadratu 3/8 cala na sześciokąt (**rysunek 10** i **11**).

Dysponując mostkiem RLC możemy przeprowadzić wiele ciekawych eksperymentów nawijając np. jeden pełny karkas przy pomocy drutu nawojowego emaliowanego o określonej średnicy a następnie odwijając po jednym zwoju mierzyć indukcyjność wykorzystując wyniki pomiarów do wykreślenia funkcji wielomianowych celem uzyskania formuł wiążących indukcyjność z liczbą nawiniętych zwojów. W praktyce przy nawijaniu pierwszej cewki warto nawinąć trochę



Rysunek 18. Rysunek techniczny wykonawczy podstawy konika tokarskiego możliwy do wykonania w technologii druku 3D z tworzywa sztucznego i zamocowania przy pomocy czterech szpilek z gwintem metrycznym M5

więcej zwojów aniżeli wynika to z formuły i później odwijać je mierząc indukcyjność, aż do uzyskania oczekiwanej wartości.

Celem zablokowania rolek prostujących drut nawojowy emaliowany, na tokarce docięto specjalne aluminiowe rurki o średnicy zewnętrznej ∅10 mm i średnicy wewnętrznej ∅8 mm, które założono na gwintowane pręty celem usztywnienia konstrukcji i uniemożliwienia przesuwania się rolek wzdłuż prętów podczas nawijania. Nową podstawę konika wykonano na frezarce z aluminium, rezygnując z otworów przelotowych do montażu przy pomocy prętów gwintowanych na rzecz



Rysunek 19. Okładka książki pt. „Wprowadzenie do projektowania układów zwrotnic zestawów głośnikowych. Poradnik praktyczny"

otworów gwintowanych do przykręcenia śrubami z góry i z dołu.

Książka o zwrotnicach do zestawów głośnikowych

Zapraszam do zapoznania się z moją najnowszą książką pt. „Wprowadzenie do projektowania układów zwrotnic zestawów głośnikowych. Poradnik praktyczny":

- https://bit.ly/3Zl38cy
- https://bit.ly/3VYCHql
- https://bit.ly/3ikG6SL

oraz:

- https://bit.ly/3BT7i0O
- https://bit.ly/3jPXCyn
- https://bit.ly/3jWhWhH ■

mgr inż. Tomasz Łysek

Literatura:
[1] Borowski H. „Cewki do odbiorników", Wydawnictwa Komunikacyjne, Warszawa 1960
[2] Dobrski J. „Nawijanie cewek przyrządów elektrycznych", Państwowe Wydawnictwa Techniczne, Warszawa 1960
[3] Maruszewska M. „Radiomechanika", Państwowe Wydawnictwa Szkolnictwa Zawodowego, Warszawa 1958
[4] Podjapolski A. „Jak nawinąć transformator", Wydawnictwa Komunikacyjne, Warszawa 1956
[5] Raabe Z. „Amatorska nawijarka cewek", „Elektronika Praktyczna", Warszawa 2000

Tabele oraz oryginalne rysunki z artykułu – do pobrania ze strony: https://elportal.pl/files/2023/11/17/2450-projnawijarka.zip

eprasa.pl a1aeb00a11



64-klawiszowa klawiatura MIDI na bazie Arduino, część 1

Ten prosty projekt zamienia Arduino w matrycę klawiszy MIDI. Są one popularne wśród muzyków do wyzwalania sampli, ale komercyjne wersje są kosztowne. Nasz projekt kosztuje ułamek tej kwoty i można go dowolnie modyfikować, zmieniając oprogramowanie płytki Arduino. Stosuje zwykłe lub podświetlane przyciski i może być również, między innymi, zaprogramowany do pracy jako mostek MIDI.

Ten projekt został zainspirowany prośbą Czytelnika o opracowanie przez Redakcję SC czegoś podobnego do projektu Infrared Remote Control Assistant z lipca 2020 r. (siliconchip.com.au/Article/14505), ale dla MIDI. (Polska wersja artykułu ukazała się w tegorocznym czerwcowym wydaniu EdW na stronach 23...30).

MIDI to standard umożliwiający komunikację między instrumentami muzycznymi a komputerami. Na wypadek, gdybyś nie wiedział, MIDI to skrót od *Musical Instrument Digital Interface*. Koder MIDI pobiera dane wejściowe z instrumentu muzycznego (takiego jak choćby elektroniczny instrument klawiszowy – „keyboard") i konwertuje je do formatu MIDI. Takie urządzenie może być podłączone do komputera w celu nagrywania muzyki czy koncertu, lub do syntezatora, aby przekształcić dane MIDI z powrotem na muzykę.

Takie urządzenia zwykle zawierają matryce przycisków 8×8 do generowania do 64 różnych komunikatów MIDI. Skutecznie emulują 5-oktawową klawiaturę z kilkoma zapasowymi klawiszami. Pozwala to na łatwe połączenie z syntezatorem lub cyfrową stacją roboczą audio (DAW – Digital Audio Workstation) w celu generowania muzyki z rzeczywistych komend wejściowych.

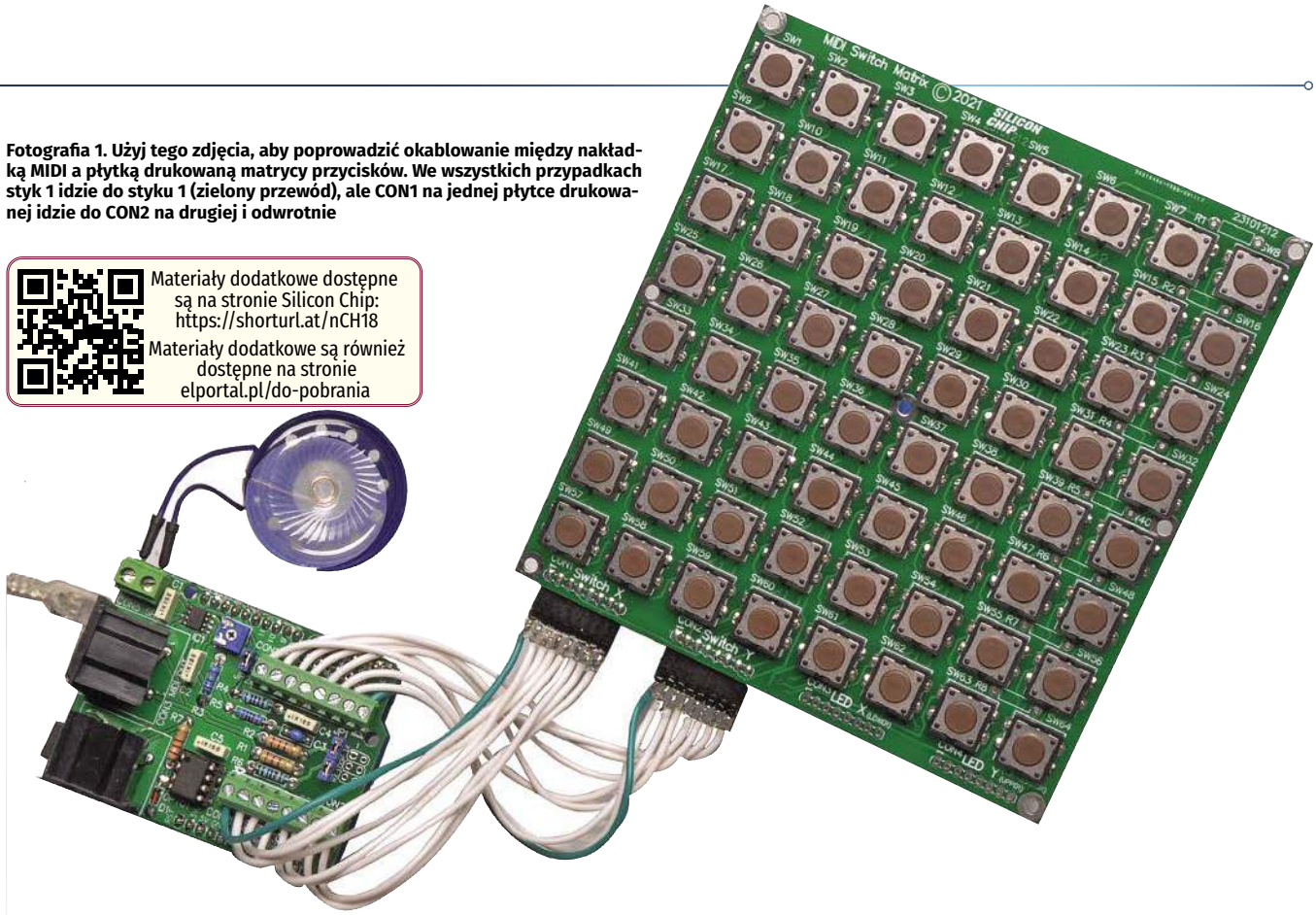
Społeczność Arduino wykonała już znaczną część pracy w tym zakresie, opracowując biblioteki, które mogą generować komendy MIDI zarówno sprzętowo (jako dane szeregowe), jak i jako wirtualne urządzenie USB MIDI (które może odczytać wiele aplikacji komputerowych DAW). Podstawowy system można zaimplementować za pomocą zestawu zawierającego niewiele więcej niż płytkę rozwojową Arduino Leonardo. Moduł Arduino Leonardo zawiera mikroprocesor ATmega32U4, który ma moduł USB. Wraz z biblioteką Arduino znacznie ułatwia to zadanie.

Arduino Leonardo skanuje kolumny przypisane do ośmiu swoich portów I/O i sprawdza, czy zostały one zwarte z dowolnym z ośmiu innych portów I/O, przypisanym do rzędu przycisków, dając w ten sposób do 64 kombinacji. Te 16 portów I/O jest następnie podłączanych do matrycy przycisków dotykowych, lub przycisków, które działają jak klawisze.

Ten prosty system nie może wykryć więcej niż jednego „przyciśnięcia" na raz, więc każdy stan, który jest identyfikowany jako wykazujący więcej niż jeden naciśnięty przycisk, jest zgłaszany jako „nic nie naciśnięto". Niektóre, ale nie wszystkie, kombinacje wielu przycisków mogą zostać zidentyfikowane, ale w tym projekcie Redakcja SC postawiła na prostotę. Prawidłowe wykrywanie jednoczesnego naciśnięcia więcej niż jednego klawisza wymagałoby zamontowania diody lub dwóch w każdym przycisku (a także znacznie skomplikowałoby nasze proste urządzenie).

Każde naciśnięcie klawisza (zamknięcie lub zwolnienie) powoduje wysłanie zdarzenia MIDI przez USB. W projekcie używamy

eprasa.pl a1aeb00a11



Fotografia 1. Użyj tego zdjęcia, aby poprowadzić okablowanie między nakładką MIDI a płytką drukowaną matrycy przycisków. We wszystkich przypadkach styk 1 idzie do styku 1 (zielony przewód), ale CON1 na jednej płytce drukowanej idzie do CON2 na drugiej i odwrotnie

Materiały dodatkowe dostępne są na stronie Silicon Chip: https://shorturl.at/nCH18

Materiały dodatkowe są również dostępne na stronie elportal.pl/do-pobrania

sprzętowego portu szeregowego Leonardo do generowania sprzętowego sygnału MIDI. Sygnał ten może być następnie przesyłany przez naszą nakładkę MIDI, opisaną dalej, w celu przekonwertowania go na prawidłowy format elektryczny dla syntezatora itp.

Pamiętaj, że jeśli chcesz tylko wysyłać zdarzenia (polecenia, komendy) MIDI do komputera przez USB, nie musisz nawet budować nakładki. Ale prawdopodobnie będziesz chciał złożyć naszą płytkę PCB matrycy przycisków, również opisaną dalej, ponieważ ręczne podłączanie przycisków byłoby bardzo pracochłonne!

Aby uczynić ten projekt bardziej użytecznym, dodaliśmy również do Leonardo elementarny syntezator. Sygnał PWM jest generowany na wyjściu 13, naśladując przebieg sinusoidalny o częstotliwości odtwarzanego dźwięku. Kształt przebiegu jest zdefiniowany w tablicy, więc można go zmienić, aby uzyskać inny dźwięk. Dźwięk ten można usłyszeć, podłączając przetwornik piezoelektryczny między wyjściem 13 a masą układu Leonardo, choć urządzenia te nie reagują zbyt dobrze na niższe częstotliwości. Dlatego też nasza nakładka MIDI zawiera również scalony wzmacniacz audio, który może zasilać głośnik (im większy, tym lepiej – takie mają zwykle większą efektywność) w celu uzyskania lepszej jakości dźwięku.

Skoro już przy tym jesteśmy, pomyśleliśmy również o dodaniu do nakładki wejścia MIDI. W pokazanej tutaj formie, jedyne do czego można go użyć, to powielanie odebranych danych i przesyłanie ich przez optoizolator do wyjścia MIDI, co pozwala temu urządzeniu działać jako podstawowy przedłużacz sygnału. Jednak sprzęt jest skonfigurowany tak, aby mikroprocesor modułu Leonardo mógł odbierać i dekodować przychodzące dane MIDI, więc przy odpowiednim oprogramowaniu może wykonywać wiele innych zadań.

Nakładka enkodera MIDI

Ta niewielka płytka drukowana to nakładka na Arduino (zwana również płytką rozszerzeń), która dodaje kilka przydatnych elementów sprzętowych do łączenia się z urządzeniami MIDI. Płytka nakładki łączy w sobie cztery różne „moduły”, które działają niezależnie. Oznacza to, że jeśli nie potrzebujesz wszystkich funkcji, możesz zrezygnować z niektórych z nich. Te cztery części to interfejs do matrycy przycisków, wzmacniacz audio, nadajnik MIDI i odbiornik MIDI. Schemat obwodu dla całej nakładki, zawierający te cztery sekcje, pokazano na **rysunku 1**.

Matryca przycisków

Ponieważ przyciski są przeznaczone do montażu poza płytką drukowaną, zapewniliśmy tylko kilka wygodnych punktów połączeń na płytce drukowanej. CON1 i CON2 są standardowymi złączami o rastrze 2,54 mm (0,1 cala) i mogą być wyposażone w listwy szpilkowe lub gniazda. Do prototypu zalecamy listwy szpilkowe, ponieważ umożliwiają one podłączenie zarówno przewodów, jak i zworek.

Listwy zaciskowe CON1A i CON2A mają raster 3,5 mm i są przeznaczone na mniejsze zaciski śrubowe, takie jak P2028 firmy Altronics. Jest to dobry sposób na podłączenie przewodów w bardziej trwały i pewny sposób. Można również przylutować przewody bezpośrednio do któregokolwiek z otworów.

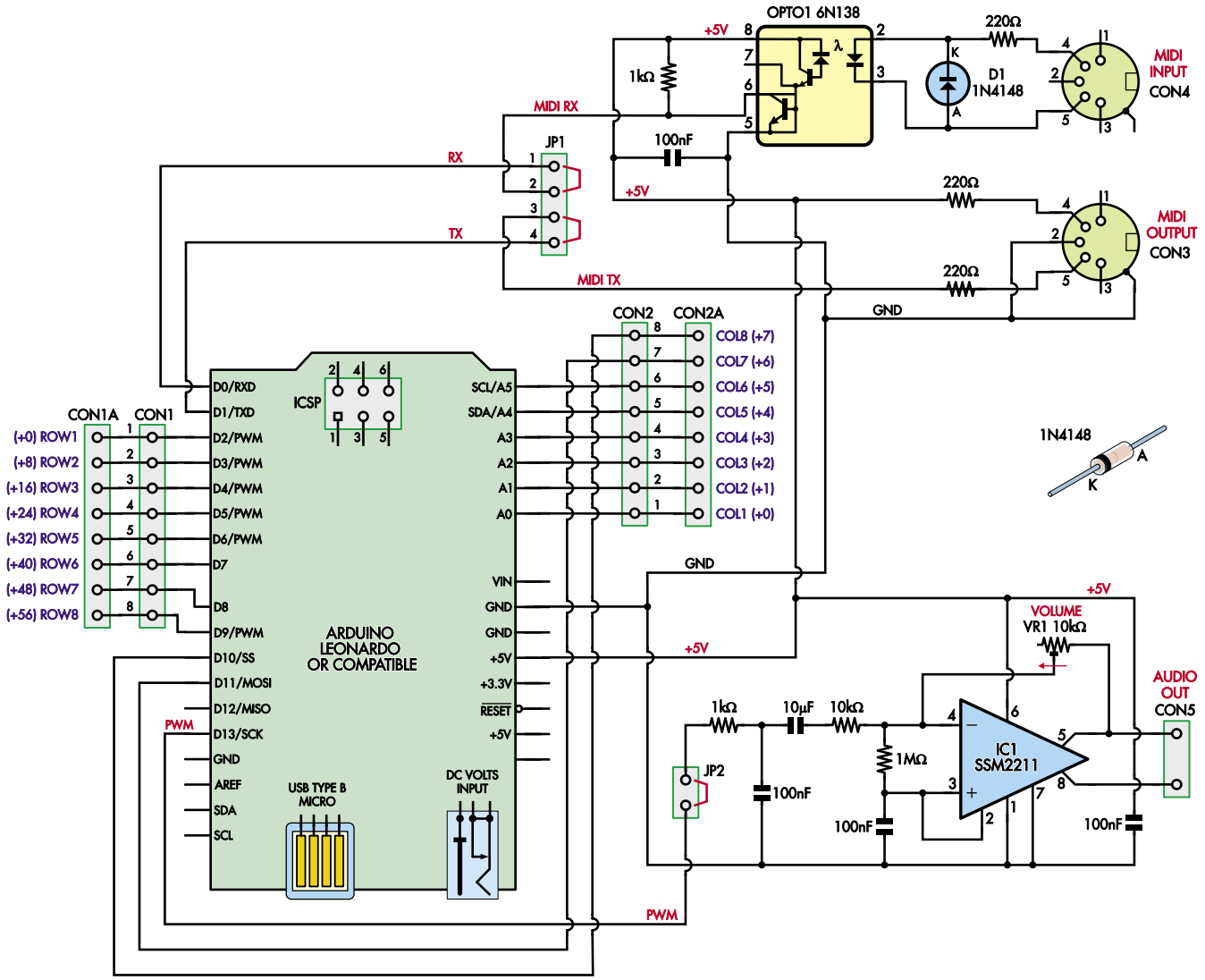
Należy pamiętać, że pola oznaczone strzałkami odpowiadają „najniższym” końcom każdego wiersza i kolumny. Zatem zwarcie dwóch pól oznaczonych strzałkami da najniższy dźwięk. Zwarcie dwóch pól na przeciwległych końcach da najwyższy dźwięk.

Prawdopodobnie nie będziesz mógł zainstalować obu: CON1 i CON1A lub: CON2 i CON2A równocześnie, ponieważ listwy kołkowe będą blokować wejścia zacisków śrubowych. W związku z tym przed rozpoczęciem budowy powinieneś wybrać, który typ złączy zamontujesz. Przykładowo, w prototypie pominięto CON1 i CON2, a zamontowano CON1A i CON2A – patrz **fotografia 2**. A w wersji „de luxe” (ostatnia fotografia) postąpiono odwrotnie.

Wzmacniacz audio

Obwód wzmacniacza zawiea układ scalony IC1, wzmacniacz klasy AB SSM2211, którego wcześniej używaliśmy w radiu AM/FM/SW. Opis opublikowany został w SC w styczniu 2021 roku (opis ukazał się również w tegorocznym wrześniowym wydaniu EdW na stronach

eprasa.pl a1aeb00a11



Rysunek 1. Schemat ideowy naszej nakładki MIDI. Jest on podzielony na cztery moduły: wejście MIDI, wyjście MIDI, wzmacniacz audio i interfejs matrycy przycisków. Wystarczy tylko zainstalować podzespoły odpowiadające fragmentom obwodów, których zamierzasz używać. Należy pamiętać, że nasze przykładowe oprogramowanie nie korzysta z wejścia MIDI (CON4)

8...19). Ma on wyjście w układzie „push-pull" o mocy do 1,5 W przy impedancji głośnika 4 Ω i zasilaniu napięciem 5 V, jest więc dobrym wyborem przy niskich napięciach zasilania. Kondensator 100 nF na stykach 6 i 7 IC1 bocznikuje zasilanie.

Zworka JP2 może być użyta do podłączenia styku wyjścia D13 Arduino do wzmacniacza. Jeśli chcesz użyć do przesyłania dźwięku do wzmacniacza innego portu I/O, można go podłączyć do JP2. W aplikacji układu IC1 zastosowano komponenty do formowania sygnału wejściowego (w tym filtrowania wszelkich artefaktów PWM o wysokiej częstotliwości) i ustawiania wzmocnienia.

Rezystor 1 kΩ i kondensator 100 nF zapewniają filtrowanie dolnoprzepustowe w celu usunięcia z generowanego przez Arduino sygnału audio harmonicznych przełączania PWM. Filtr powoduje, że częstotliwość 180 kHz PWM jest tłumiona o około 40 dB.

Kondensator 10 µF zapewnia sprzężenie zmiennoprądowe sygnału audio z wejściem wzmacniacza, podczas gdy drugi kondensator 100 nF zapewnia filtrację na wejściu nieodwracającym 3, zwartym z wewnętrznym wyjściem odniesienia szyny wirtualnej masy na wyprowadzeniu 2 IC1. Wynika to z faktu zasilania wzmacniacza niesymetrycznym sygnałem audio. Napięcie referencyjne na szynie wirtualnej masy polaryzuje również wejście odwracające poprzez rezystor 1 MΩ, podczas gdy przefiltrowany sygnał audio dochodzi do tego samego wejścia poprzez rezystor 10 kΩ. Wyjście A wzmacniacza (na wyprowadzeniu 5) połączone jest pętlą sprzężenia zwrotnego z wejściem odwracającym na styku 4 poprzez potencjometr nastawny VR1. Potencjometr służy do regulacji wzmocnienia, a tym samym głośności.

Wyjście B na wyprowadzeniu 8 jest wytworzone z wyjścia A za pomocą wewnętrznego stopnia odwracającego względem napięcia szyny wirtualnej masy. W ten sposób całkowite wzmocnienie obwodu jest podwojone. Wynika to z wartości rezystora sprzężenia zwrotnego podzielonego przez wartość rezystora wejściowego oraz z faktu mostkowania wyjść. Potencjometr VR1 może być używany do liniowej regulacji poziomu wyjściowego od zera (przy 0 Ω) do maksymalnego poziomu (przy 10 kΩ).

Należy jednak pamiętać, że ograniczeniem jest fakt, że wyjścia mają poziom w zakresie limitowanym z obu stron wartością 400 mV w stosunku do zakresu szyn zasilania. Wyjście push-pull oznacza, że całkowita maksymalna amplituda napięcia międzyszczytowego, przy zasilaniu napięciem 5 V, wynosi około 8 V.

Symetryczne wyjście push-pull oznacza również, że w stanie spoczynku oba wyjścia

eprasa.pl a1aeb00a11

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

mają potencjał w pobliżu potencjału szyny wirtualnej masy, więc przez głośnik przepływa niewielki (jeśli w ogóle) prąd stały, a zatem nie jest potrzebny wyjściowy kondensator sprzęgający.

Wyjście symetryczne na końcówkach 5 i 8 łączy się z zaciskiem śrubowym CON5 w celu podłączenia głośnika 4 Ω lub 8 Ω. SSM2211 może dostarczyć na wyjściu do 350 mA, dając moc wyjściową do 1,5 W na obciążeniu 4 Ω lub maksymalnie około 1 W na obciążeniu 8 Ω.

Nadajnik MIDI

Podczas gdy Arduino Leonardo może generować sygnał MIDI programowo, potrzebujemy sprzętu do przesyłania go do standardowego urządzenia MIDI, takiego jak syntezator (który prawdopodobnie będzie brzmiał lepiej niż nasz mały głośnik) lub nawet konwertera USB-MIDI do przesyłania danych do komputera. Jest to dość proste, ponieważ interfejs MIDI zawiera optoizolowane połączenia po stronie odbiornika.

Używamy po stronie nadawczej (na wyjściu nadajnika) dwóch rezystorów 220 Ω, aby podłączyć zasilanie 5 V do styku 4, a sygnał MIDI do styku 5 5-stykowego gniazda DIN CON3. Po stronie odbiorczej napotykamy kolejny rezystor 220 Ω i optoizolator o napięciu zasilania wewnętrznej diody LED około 1,5 V. Daje to nominalnie przepływ prądu o natężeniu 5 mA, gdy nasz zestyk mikroprocesora jest na niskim poziomie podczas transmisji danych.

Należy pamiętać, że sygnał z mikroprocesora modułu Arduino musi być przekierowany zworką z kołka 4 listwy JP1 do kołka 3, aby mógł dotrzeć do gniazda CON3. Sam sygnał to tylko 31250 bodów szeregowych, łatwo generowany przez peryferia UART Leonardo. JP1 umożliwia przekierowanie sygnału z innego portu, jeśli chcesz użyć nakładki do innej aplikacji MIDI. W przeciwnym razie wystarczy pozostawić zworkę łączącą szpilki 3 i 4.

Należy zwrócić uwagę na użycie szyny zasilania 5 V do przesyłania sygnału powrotnego. Ponieważ stan bezczynności transmisji szeregowej odpowiada poziomowi wysokiemu, oznacza to, że prąd nie będzie płynął w pętli, gdy dane nie są przesyłane; tak samo jak w stanie odłączenia.

Styk 2 gniazda CON3 i jego ekran są podłączone do masy tylko po stronie nadajnika, aby uniknąć pętli masy.

Odbiornik MIDI

Jak wspomniano powyżej, odbiornik MIDI składa się z rezystora 220 Ω i optoizolatora podłączonego między stykami 4 i 5 gniazda CON4. Dioda D1 chroni przed odwrotnym napięciem, które mogłoby zostać przyłożone przez inne urządzenie. Tak więc, gdy styk 4 ma poziom o kilka woltów wyższy niż styk 5, wewnętrzna dioda LED w OPTO1 jest spolaryzowana w kierunku przewodzenia, a tym samym tranzystor wyjściowy optoizolatora też przewodzi.

Specyfikacja 6N138 sugeruje, że w niekorzystnych warunkach opóźnienie propagacji sygnału przez 6N138 może kolidować z wymaganiami czasowymi protokołu MIDI. Wydaje się jednak, że większość projektów MIDI wykorzystuje ten podzespół bez żadnych problemów.

Obwód jest kompatybilny z optoizolatorem 6N137, który, jak zauważyliśmy w naszym artykule Digital Lighting Controller (Elastyczny cyfrowy sterownik świateł) (SC październik 2020; (siliconchip.com.au/Series/351, tekst polski w tegorocznym wydaniu lipcowym EdW), wymaga większego prądu do działania, ale jest znacznie szybszy. Nominalny prąd pętli 5 mA jest zbliżony do minimalnego zalecanego dla 6N137, ale w większości zastosowań powinien być wystarczający.

W obu przypadkach, strona wyjściowa OPTO1 jest zasilana przez końcówki 8 (5 V) i 5 (GND), filtrowane kondensatorem 100 nF. Wyjście, styk 6, jest polaryzowane do potencjału 5 V przez rezystor 1 kΩ i zwierane do masy, gdy dioda LED optoizolatora przewodzi.

Ten sygnał wyjściowy jest podawany przez szpilki 1 i 2 listwy JP1 do wejścia UART RX Leonardo, D1. W razie potrzeby można go również podłączyć do innego styku.

JP1 oferuje również możliwość użycia nakładki jako mostka MIDI, poprzez umieszczenie zworki na dwóch środkowych kołkach (szpilki 2 i 3). Spowoduje to podłączenie wyjścia OPTO1 do nadajnika na gnieździe CON3, transmitując dowolny sygnał pomiędzy gniazdami CON4 i CON3. Może to nie jest zbyt użyteczne samo w sobie, ale może być używane w połączeniu z RX Leonardo jako monitor sygnału MIDI lub jego „podsłuch" (sniffer).

Matryca przycisków i diod LED

Wyobrażamy sobie, że większość osób korzystających z naszego enkodera MIDI podłączy go do kilku przycisków dotykowych w matrycy, aby wyzwalać różne dźwięki. Można to zrobić ręcznie, co jest najtańszą opcją, ale byłoby wtedy dużo „małpiej roboty". Zaprojektowaliśmy więc płytkę drukowaną, która rozdziela 64 przyciski dotykowe na parę ośmioprzewodowych kabli, które można podłączyć bezpośrednio do styków na nakładce MIDI (lub nawet bezpośrednio do modułu Leonardo). Dodaliśmy nawet okablowanie zasilania diod LED, dzięki czemu można używać podświetlanych przycisków.

Zaprojektowaliśmy tak matrycę przycisków, aby pasowała do większych modułów o rozmiarze 12×12 mm, ponieważ niektóre z nich mają ładne, duże przyciski, łatwe do naciskania palcami. Dodaliśmy na PCB również pola stykowe pasujące do małych podświetlanych przycisków dotykowych, takich jak SP0620/SP0622 firmy Jaycar lub S1101/S1103 firmy Altronics. Pasują one również do typowych styków dotykowych 6×6 mm, do których można dodać nakładki przycisków (np. wydrukowane w 3D), aby uzyskać większy rozmiar klawisza.

Jeśli zamontujesz przyciski podświetlane, możesz użyć oddzielnego zestawu ośmioprzewodowych styków do podłączenia ich wewnętrznych diod LED. Rezystory ograniczające prąd są dołączone do każdego rzędu. Wszystkie te dodatki są opcjonalne. Ponieważ pierwotnym celem było stworzenie enkodera MIDI przy minimalnych kosztach, nic nie stoi na przeszkodzie, aby kupić do zapełnienia całej matrycy większą ilość prostych styków.

Rysunek 3 pokazuje schemat ideowy matrycy przycisków z zamontowanymi wszystkimi częściami. Rezystory są potrzebne tylko w przypadku korzystania z przycisków podświetlanych. Polaryzacja diod LED na płytce drukowanej nie jest ustalona, ale można ją zmienić, obracając przyciski o 180° podczas montażu.

Gdy złącza CON1 i CON2 matrycy przycisków są podłączone odpowiednio do złącz CON2 i CON1 nakładki MIDI (wszystkie końcówki 1 do styku 1), naciśnięcie przycisku S1 spowoduje wyzwolenie najniższego dźwięku, S2 następnego i tak dalej. Można zamienić lub odwrócić złącza, aby zmienić tę kolejność.

Diody LED są podobnie podłączone do CON3 i CON4, chociaż nie ma odpowiedniego wyjścia na nakładce MIDI lub module Leonardo (ponieważ wykorzystaliśmy już wszystkie porty Leonardo). Tak więc, jeśli chcesz indywidualnie sterować diodami LED, będziesz potrzebował osobnego obwodu. Później opiszemy przykładowy kod Arduino do zapalania diod LED za pomocą prostego multipleksowania opartego na zegarze systemowym.

Alternatywnie, jeśli chcesz tylko zapalić diody LED w celu podświetlenia wszystkich klawiszy, możesz podłączyć wszystkie styki CON3 do zasilania 5 V, a styki CON4 do masy (zakładając, że katody diod LED podłączone są tak, jak na schemacie ideowym).

Opcje przycisków

Jeśli chcesz użyć niepodświetlanych przycisków, powinieneś upewnić się, że pasują one do zastosowanych przez nas pól montażowych,

eprasa.pl a1aeb00a11

które mają wymiary 6,5×4,5 mm dla mniejszych przycisków i 12,5×5 mm dla większych. Zalecamy użycie większego przycisku z dużą powierzchnią klawisza w celu ułatwienia obsługi. Przyciski są instalowane w matrycy na polach 16×16 mm, więc jeśli używasz oddzielnych nakładek na klawisze, upewnij się, że są one mniejsze niż 16×16 mm.

W przypadku przycisków podświetlanych, pola montażowe pasują do niektórych mniejszych przycisków. Jednym z krytycznych czynników jest sprawdzenie polaryzacji diod LED przed montażem. Będzie to zależeć od konstrukcji obwodu sterującego. W naszych przykładach założyliśmy, że anody diod LED podłączone są jak na **rysunku 3**.

Nasz projekt zakłada, że wyprowadzenia w rogach przycisku są zwarte po naciśnięciu przycisku i otwarte przez resztę czasu. Ponieważ większość przycisków ma pary styków połączonych wewnętrznie wzdłuż, zazwyczaj tak właśnie jest.

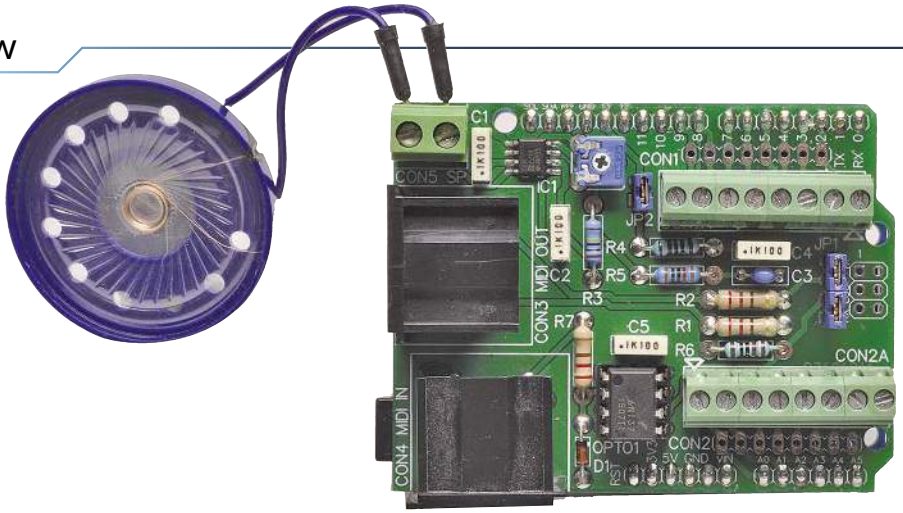
Montaż nakładki

Przed montażem nakładki należy zdecydować, który z zestawu czterech sekcji będzie potrzebny. Jeśli nie masz pewności, prawdopodobnie najbezpieczniej będzie zbudować je wszystkie. Należy pamiętać, że w naszym oprogramowaniu MIDI Encoder sekcja odbiornika MIDI nie jest używana, chociaż i tak mimo to bylibyśmy skłonni ją zbudować, ponieważ uważamy, że nakładka będzie świetnym sposobem na majsterkowanie przy MIDI, co może zamierzasz zrobić w przyszłości. Ponadto trudniej będzie później dopasować części, zwłaszcza po zamontowaniu złączy.

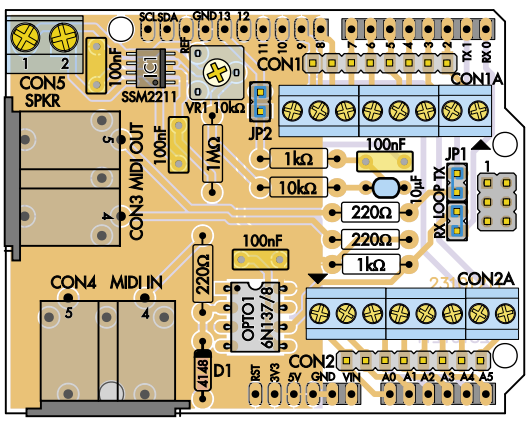
Wyjaśnimy procedurę budowy tak, jakby wszystkie części miały być zamontowane, ale możesz pominąć te, których nie potrzebujesz. Zapoznaj się teraz dokładnie ze schematem montażowym nakładki, na **rysunku 2** oraz **fotografią 2**, które pokazują, które części gdzie pasują.

Zacznij od IC1, ponieważ jest to jedyna część montowana powierzchniowo. Wybraliśmy wersję SOIC (small outline IC), ponieważ alternatywą jest pakiet DFN (dual flat no-lead), który jest znacznie trudniejszy do lutowania. Zalecamy, abyś do montażu tego układu miał pod ręką pastę lutowniczą, pęsetę, lupę i miedzianą plecionkę do usuwania nadmiaru lutu.

Sprawdź orientację scalaka. Sam chip będzie oznaczony skosem wzdłuż jednej krawędzi (najlepiej widocznym od strony czołowej), co odpowiada paskowi pokazanemu na płytce drukowanej, a także kropką w pobliżu wyprowadzenia 1. Nałóż trochę topnika na pola lutownicze IC1 na płytce drukowanej i umieść



Fotografia 2. Wygląd zmontowanej płytki



Rysunek 2. Użyj tego schematu montażowego i powyższego zdjęcia jako instrukcji podczas montażu płytki PCB nakładki MIDI. Oprócz IC1 (który jest wzmacniaczem audio dla głośnika), wszystkie części są typowymi podzespołami do montażu przewlekanego. Chociaż IC1 jest układem SMD, można go przylutować bez żadnych specjalnych narzędzi, chociaż zalecamy użycie pęsety i lupy. Przylutuj go najpierw, aby nie być blokowanym przez pobliskie części

układ na miejscu. Nałóż niewielką ilość lutowia na grot lutownicy i dotknij nim jednego wyprowadzenia, aby ulokować układ scalony na miejscu.

Sprawdź, czy układ scalony leży płasko i prostopadle na PCB, a wszystkie wyprowadzenia znajdują się na swoich polach. Jeśli nie, wyreguluj pozycję układu scalonego za pomocą pęsety, jednocześnie topiąc lut na pierwszym styku. Po upewnieniu się, że układ jest prawidłowo umieszczony, ostrożnie przylutuj pozostałe wyprowadzenia. Można to zrobić, nakładając nieco więcej topnika na górną część styków i dodając trochę lutu na koniec grota lutownicy.

Dotknij czubkiem grota miejsca, w którym każda końcówka IC styka się z polem lutowniczym, a topnik powinien spowodować wypłynięcie niewielkiej ilości lutowia na złącze. Nie martw się o ewentualne mostki lutownicze pomiędzy wyprowadzeniami, o ile układ scalony umieszczony jest prawidłowo. Po przylutowaniu wszystkich wyprowadzeń sprawdź za pomocą lupy, czy nie ma mostków. Nałóż więcej topnika i oprzyj miedziany oplot lutowniczy na zwartych stykach. Delikatnie przyciśnij grot lutownicy na oplocie, aż lut się rozpuści, i ostrożnie odciągnij jego nadmiar od układu scalonego. Usuń nadmiar topnika za pomocą zalecanego rozpuszczalnika. Alkohol izopropylowy działa dobrze w przypadku większości topników, chociaż należy zachować ostrożność, ponieważ jest łatwopalny. Nie stosuj rozpuszczalników typu nitro, zmywacz do paznokci czy rozpuszczalnik do farb, ponieważ mogą uszkodzić sitodruk na PCB.

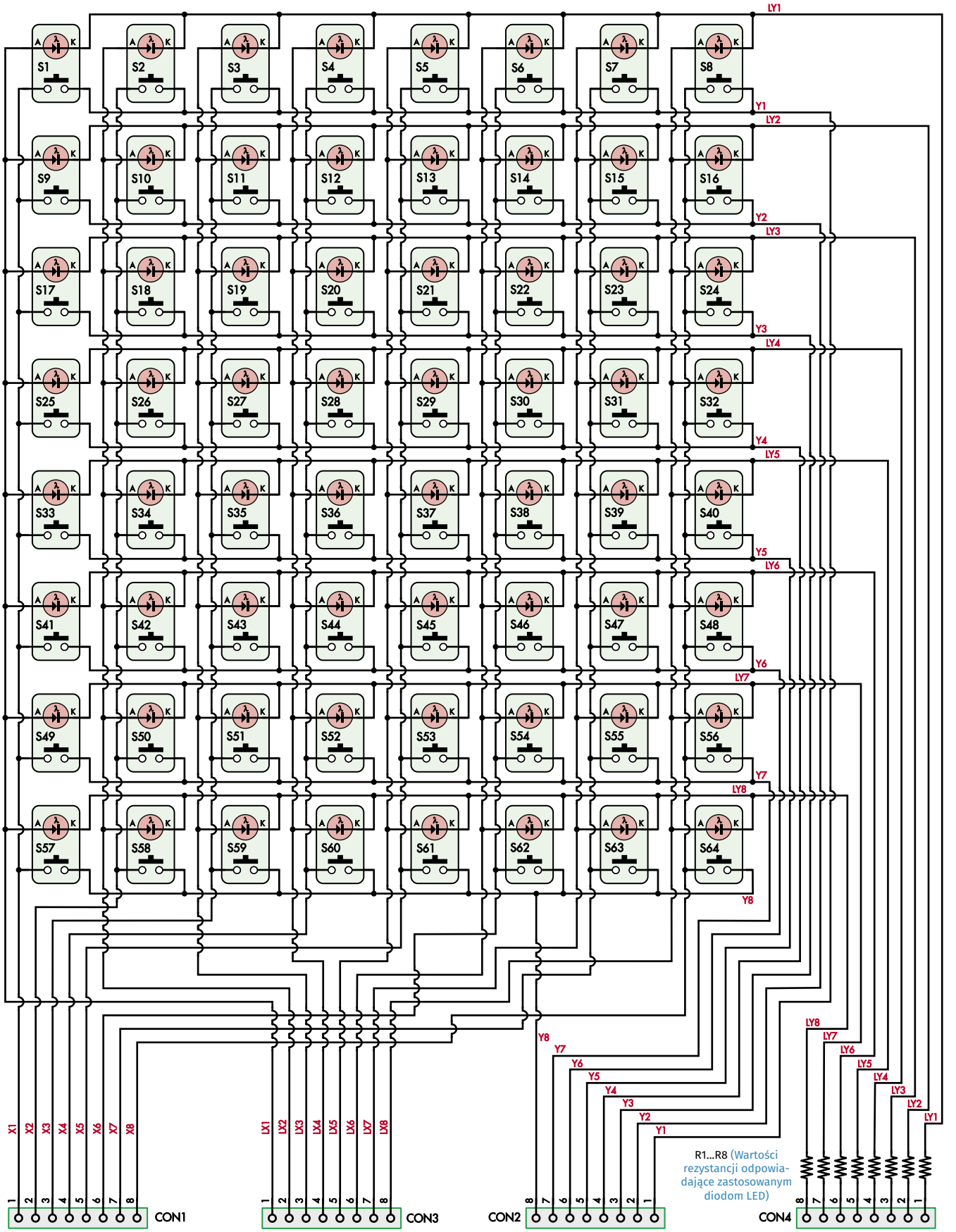
Części do montażu przelotowego

Teraz można zamontować rezystory. Sprawdź ich wartości za pomocą multimetru, jeśli nie masz pewności co do kolorowych kodów, i dopasuj je do wartości umieszczonych na sitodruku. Następnie zamontuj kondensatory, jak pokazano na rysunku 2.

Jest tylko jedna dioda i musi być przylutowana tak, aby jej pasek katodowy był wyrównany z oznaczeniem na sitodruku płytki drukowanej. Potencjometr nastawczy VR1 będzie pasował tylko w jednej orientacji, ale może być konieczne lekkie wygięcie jego wyprowadzeń, po czym powinien zatrzasnąć się na swoim miejscu. Po przylutowaniu wyprowadzeń sprawdź, czy jest on ustawiony w pobliżu środka, co jest bezpieczną wartością domyślną.

OPTO1, podobnie jak IC1, musi być prawidłowo zorientowany. Wycięcie w jego korpusie powinno być skierowane w stronę środka płytki drukowanej, z wyprowadzeniem 1 po stronie najbliższej (chwilowo wolnym) gniazdom DIN. Użyliśmy podstawki pod IC, abyśmy mogli przetestować kilka różnych

eprasa.pl a1aeb00a11



Rysunek 3. Schemat ideowy matrycy przycisków jest nieco monotonny i nie zawiera zbyt wielu rodzajów elementów. Każdy przewód idący ze złącza CON prowadzi do linii rzędów lub linii kolumn z podłączeniami każdego przycisku lub wyprowadzeniami diod LED

eprasa.pl a1aeb00a11

optoizolatorów, ale zalecamy przylutowanie go bezpośrednio do płytki drukowanej.

Następnie zainstaluj JP1 i JP2, ze zworkami założonymi w celu uniknięcia skrzywienia szpilek. Zapewniają one również odrobinę izolacji termicznej, jeśli trzeba manipulować szpilkami podczas ich lutowania, chociaż należy to robić ostrożnie, ponieważ mogą się one dość mocno nagrzewać. Przylutuj złącza na miejscu, upewniając się, że przylegają płasko do płytki drukowanej i są proste, a następnie przełóż zworki do domyślnych pozycji pokazanych na rysunku 2.

Teraz zamontuj CON1 lub CON1A oraz CON2 lub CON2A. Jeśli montujesz zaciski śrubowe (CON1A i CON2A), upewnij się, że są one zorientowane tak, aby otwory na przewody były skierowane na zewnątrz płytki drukowanej. Jeśli masz zbiór krótszych zacisków, połącz je w jeden blok za pomocą wypustek „jaskółczy ogon" na ich końcach przed ich przylutowaniem.

Następnie zamontuj CON5. Podobnie jak w przypadku CON1A i CON2A, upewnij się, że wejścia przewodów są skierowane w stronę krawędzi płytki drukowanej. Następnie należy zamontować gniazda DIN (CON3 i CON4). Powinny one pasować tylko w jeden sposób. Przylutuj jedno wyprowadzenie i sprawdź, czy gniazda są prawidłowo osadzone, przed przylutowaniem pozostałych wyprowadzeń.

Ostatnimi częściami są jednorzędowe listwy kołkowe używane do podłączenia nakładki do płytki Leonardo, które są zamontowane na spodzie płytki. Najłatwiejszym sposobem na to jest wciśnięcie jednorzędowych listew kołkowych do gniazd żeńskich płytki Leonardo, a następnie umieszczenie nakładki na kołkach lutowniczych. Sprawdź, czy płytka drukowana umieszczona jest płasko i w razie potrzeby przytnij długie wyprowadzenia na spodzie PCB, które mogą uniemożliwiać jej płaskie ułożenie. Następnie przylutuj każdy kołek od górnej strony płytki drukowanej. Na tym kończy się budowa nakładki.

Wykaz elementów:
1 dwustronna płytka drukowana o symbolu 23101211 i wymiarach 69×54 mm
1 moduł Arduino Leonardo
2 6-szpilkowe odcinki prostej listwy kołkowej, moduł 2,54 mm (część złączy nakładki Arduino)
1 8-szpilkowy odcinek prostej listwy kołkowej, moduł 2,54 mm (część złączy nakładki Arduino)
1 10-szpilkowy odcinek prostej listwy kołkowej, moduł 2,54 mm (część złączy nakładki Arduino)

Części interfejsu do matrycy przycisków
2 8-szpilkowe odcinki prostej listwy kołkowej, moduł 2,54 mm (CON1, CON2) LUB
2 8-drożne zaciski śrubowe moduł 3,5 mm (CON1A, CON2A) [np. 8 × Altronics P2028].
Okablowanie do podłączenia matrycy przycisków

Części do wzmacniacza audio
1 głośnik 4...8 Ω 1 W
1 2-drożny zacisk śrubowy moduł 5/5,08 mm (CON5)
1 2-szpilkowy odcinek prostej listwy kołkowej, moduł 2,54 mm, plus zworka (JP2)
1 wzmacniacz audio SSM2211 w obudowie SOIC-8 (IC1)
3 kondensatory foliowe MKT 100 nF 63 V
1 kondensator ceramiczny 10 µF do montażu przewlekanego (najlepiej o module wyprowadzeń 5,08 mm)
1 rezystor metalizowany 1 MΩ 1% ¼ W
1 rezystor metalizowany 10 kΩ 1% ¼ W
1 rezystor metalizowany 1 kΩ 1% ¼ W
1 mini potencjometr nastawny poziomy 10 kΩ (VR1)

Części interfejsu wyjściowego MIDI
1 5-stykowe gniazdo DIN ze stykami 180°, montaż pod kątem prostym na płytce drukowanej (CON3) [np. Jaycar PS0350, Altronics P1188B]
1 4-szpilkowy odcinek prostej listwy kołkowej, moduł 2,54 mm, plus zworki (JP1)
2 rezystory metalizowane 220 Ω 1% ¼ W

Części interfejsu wejściowego MIDI
1 5-stykowe gniazdo DIN ze stykami 180°, montaż pod kątem prostym na płytce drukowanej (CON3) [np. Jaycar PS0350, Altronics P1188B]
1 4-szpilkowy odcinek prostej listwy kołkowej, moduł 2,54 mm, plus zworki (JP1)
1 optoizolator 6N138, DIP-8 (OPTO1)
1 dioda małej mocy 1N4148 (D1)
1 kondensator foliowy MKT 100 nF 63 V
1 rezystor metalizowany 1 kΩ 1% ¼ W
2 rezystory metalizowane 220 Ω 1% ¼ W

Lista części – matryca przycisków 8×8
1 dwustronna płytka drukowana o symbolu 23101212 i rozmiarach 131×140 mm
64 monostabilne przełączniki przyciskowe* (S1...S64)
2 8-stykowe kątowe gniazda jednorzędowe na wtyki szpilkowe (CON1, CON2)
16 przewodów połączeniowych DuPont (do podłączenia CON1 i CON2 do nakładki MIDI) w wykonaniu zależnym od używanych złączy
Śruby montażowe M3 i elementy dystansowe dostosowane do danego zastosowania (opcjonalnie)
* użyliśmy Diptronics DTS-21N-V (niepodświetlane, od Mouser) i C&K ILSTA250 30 (podświetlane, od Digi-Key). Jaycar SP0620/SP0622 i Altronics S1101/S1103 są również odpowiednimi alternatywami.

Dodatkowe części do podświetlanych przycisków
2 8-stykowe kątowe gniazda jednorzędowe na wtyki szpilkowe (CON3, CON4)
16 przewodów połączeniowych DuPont w wykonaniu zależnym od używanych złączy (dla CON3 i CON4)
8 rezystorów ¼ W z wyprowadzeniami osiowymi i rezystancji pasującej do użytych diod LED

Budowa matrycy przycisków

Zalecamy w pierwszej kolejności zamontowanie rezystorów, ponieważ znajdują się one niżej niż przyciski, chociaż jeśli nie używasz podświetlanych przycisków, nie są one wymagane. Następnie należy zamontować przyciski. Jeśli są to typy podświetlane, wybierz orientację w oparciu o potrzeby okablowania LED i upewnij się, że wszystkie diody LED są skierowane w tę samą stronę. Jeśli nie masz podświetlanych przycisków, ich orientacja nie będzie miała znaczenia.

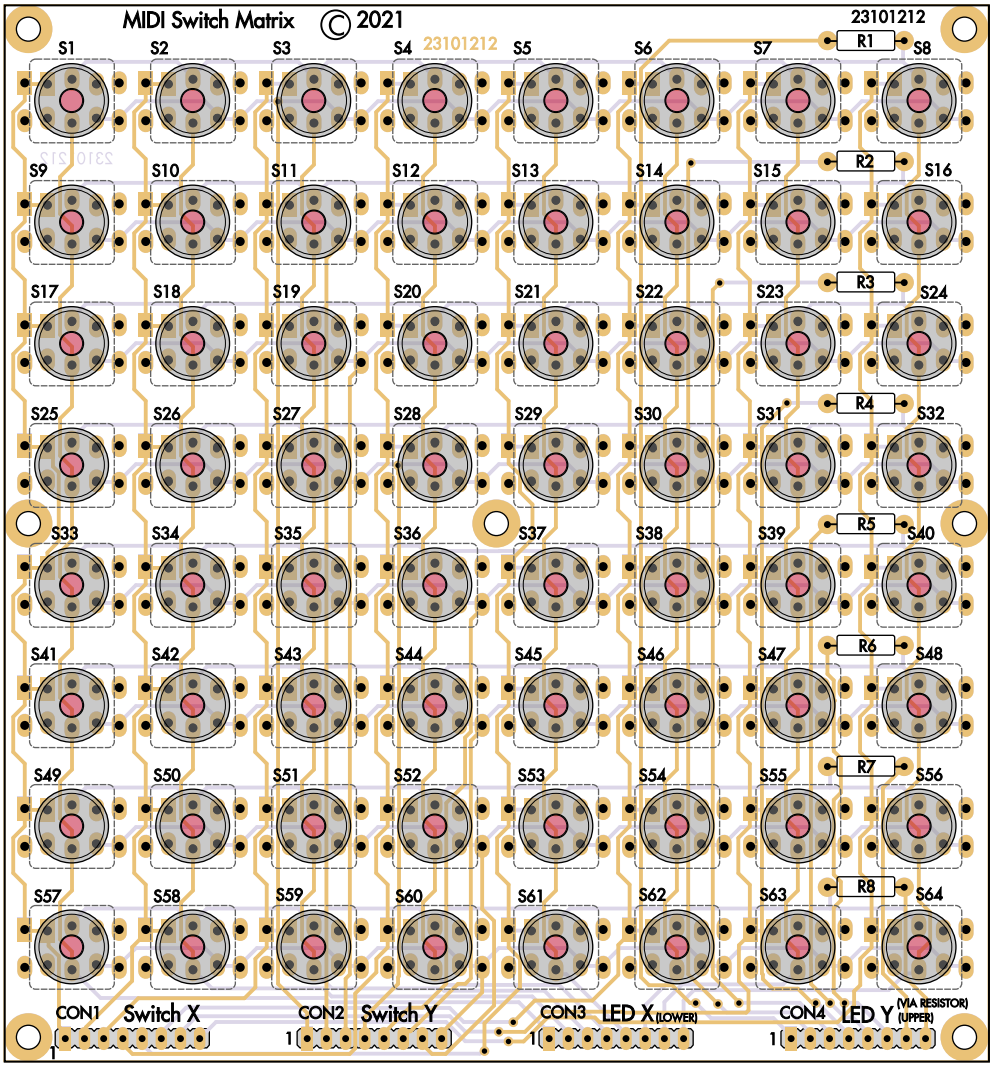
Wciśnij każdy przycisk na miejsce i upewnij się przed lutowaniem, że leży płasko na płytce drukowanej. Nieznacznie przewymiarowaliśmy otwory, aby umożliwić pewne różnice w rozmiarach części, ale przyciski powinny nadal zatrzasnąć się na miejscu. Dobrym sposobem na upewnienie się, że wszystkie są wyrównane, jest włożenie wszystkich przycisków, a następnie położenie płaskiej płytki na górze, przytrzymanie tej płytki i płytki drukowanej, a następnie odwrócenie zespołu. Płaska płytka wyrówna górne części przycisków. Przylutuj wszystkie wyprowadzenia do płytki drukowanej i przytnij je, jeśli są zbyt długie.

Na koniec zamontuj gniazda CON1, CON2, CON3 i CON4 zgodnie z potrzebami. W naszych prototypach użyliśmy jednorzędowych kątowych gniazd żeńskich, ponieważ mieliśmy kilka gotowych 8-przewodowych kabli zakończonych jednorzędową listwą kołkową, które mogliśmy poprowadzić bezpośrednio do zacisków śrubowych na płytce drukowanej MIDI. Sugerujemy, abyś przed ich przylutowaniem ustalił sposób montażu płytki (patrz poniżej) i przetestował gniazda/kable, ponieważ może to mieć wpływ na dobór potrzebnych złączy.

Możesz przylutować kabel taśmowy bezpośrednio do pól z otworami na płytce PCB matrycy stykowej, a następnie do płytki PCB MIDI; to najtańszy (i chyba najprostszy) sposób na połączenie obu płytek. Ale gniazda z wtykami umożliwiają demontaż okablowania, co może okazać się przydatne. Jeśli lutujesz przewody do płytki, możesz poprowadzić je od spodu PCB, jeśli będziesz montować ją na kołkach dystansowych. Jeśli przewody mają być rozłączane, możesz zamontować kątowe gniazda jednorzędowe na wtyki szpilkowe na spodzie płytki.

Na naszych zdjęciach zwróć uwagę, że przewód z końcówki 1 CON1 na płytce drukowanej MIDI przechodzi do styku 1 gniazda CON2 na płytce drukowanej matrycy przycisków, a końcówka 1 CON2 na płytce drukowanej MIDI idzie do styku 1 CON1 na płytce drukowanej matrycy przycisków. Pozostałe przewody podłączone są analogicznie.

eprasa.pl a1aeb00a11



Rysunek 4. Schemat montażowy płytki drukowanej matrycy przycisków. Pokazano 12-milimetrowe niepodświetlane przyciski dotykowe; pasują one do czterech pól lutowniczych tuż poza obrysem przycisku. Następny zestaw czterech pól stykowych jest przeznaczony dla mniejszych przycisków o boku 6 mm, podczas gdy dwa najbardziej wewnętrzne styki są przeznaczone dla diod LED podświetlanych przycisków. Większość podświetlanych przycisków można odwracać do montażu, dzięki czemu diody LED mogą być instalowane z dowolną polaryzacją

Montaż matrycy przycisków

Pomimo niewielkiej dostępnej przestrzeni, w konstrukcji zmieściliśmy siedem otworów montażowych pod śruby M3. Niektóre z nich mogą nie nadawać się do użytku w zależności od rozmiarów wybranych przycisków, chociaż śruba M3 powinna nadal pasować do środkowego otworu, nawet z zamontowanymi przyciskami 12×12 mm.

Laminat PCB jest mocny, ale powtarzające się zginanie od entuzjastycznych naciśnięć klawiszy może go zmęczyć, dlatego zalecamy przymocowanie go do czegoś solidnego, na przykład kawałka sklejki. Użyj krótkich podkładek dystansowych lub stosu podkładek M3, aby zapewnić prześwit dla wyprowadzeń komponentów pod płytką drukowaną.

Ręczne podłączanie przycisków

Jeśli naprawdę chcesz zrobić to w ten sposób, nie będziemy Ci przeszkadzać. Podłącz przyciski w rzędach i kolumnach, tak jak w naszym obwodzie (patrz **rysunek 3**). Jeśli zbudowałeś nakładkę MIDI, podłącz wiersze i kolumny odpowiednio do CON1 i CON2, a końce na styku 1 w każdym przypadku idą do przycisków o najniższym numerze. Jeśli używasz gołego modułu Leonardo do przesyłania komunikatów MIDI do komputera przez USB, możesz zamiast tego użyć rysunku 1 jako przewodnika po okablowaniu, ponieważ pokazuje on, jak wiersze i kolumny łączą się z portami Arduino.

W celu odtwarzania dźwięku można podłączyć brzęczyk piezoelektryczny między końcówką D13 i sąsiednim stykiem GND, a nieprzetworzone dane MIDI są dostępne na wyjściu D1 (TX), w stosunku do jednego z kontaktów GND.

Oprogramowanie

Jeśli nie masz jeszcze zainstalowanego na swoim komputerze Arduino IDE (zintegrowanego środowiska programistycznego), pobierz je ze strony www.arduino.cc/en/software (jest bezpłatne i dostępne dla systemów Windows, Mac i Linux). Jeśli masz już IDE, sprawdź, czy używasz najnowszej wersji (co najmniej 1.8.x). My używamy wersji 1.8.12.

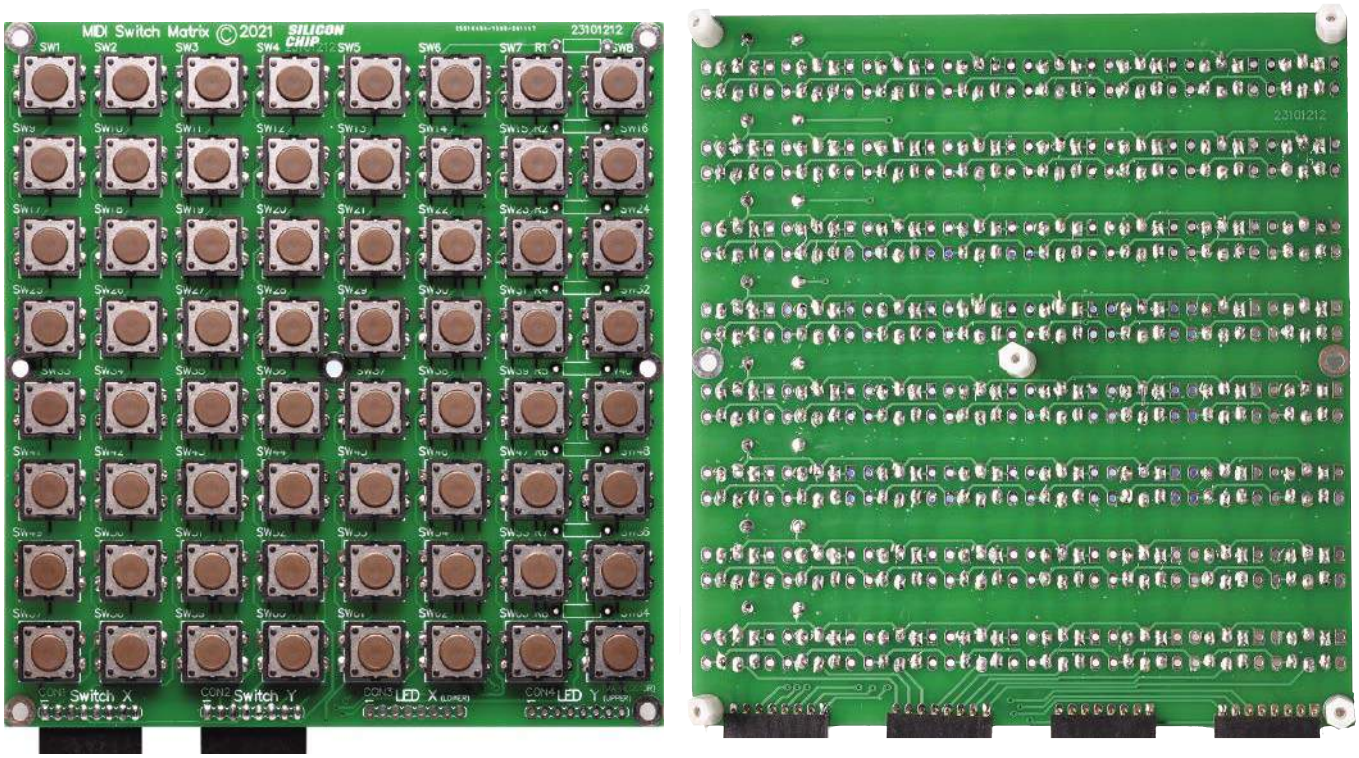
Uruchom IDE i otwórz menedżera bibliotek (Sketch –> Include Libraries –> Manage Libraries) i wyszukaj „TimerOne”. Ta biblioteka jest używana do generowania regularnych przerwań zegarowych w celu wytworzenia sinusoidy dźwięku. Zainstaluj ją teraz, jeśli jeszcze nie masz jej w swoim systemie.

Druga biblioteka, której potrzebujemy, nazywa się MIDIUSB i można ją znaleźć, wyszukując „MIDIUSB” w menedżerze bibliotek.

Ostatnia biblioteka nazywa się po prostu „MIDI Library”. Podczas wyszukiwania „midi” można znaleźć kilka różnych bibliotek, więc powinieneś zobaczyć nasz zrzut ekranu (Ekran 1), aby sprawdzić, czy znalazłeś tę właściwą.

W naszym pakiecie do pobrania dołączyliśmy również spakowane wersje wszystkich trzech bibliotek, które można zainstalować za pomocą opcji menu Sketch –> Include Library –> Add Zip Library.

eprasa.pl a1aeb00a11



Fotografia 3. Po lewej stronie znajduje się niepodświetlana wersja matrycy przycisków, po prawej stronie tylna strona wersji podświetlanej. Zwróć uwagę na dodatkowe wiązki przewodów, gwintowane tulejki dystansowe oraz gniazda CON3 i CON4 zamontowane na dole. Rzeczywisty rozmiar PCB wynosi 131×140 mm

Biblioteka MIDI jest skonfigurowana do korzystania ze sprzętowego portu szeregowego na końcówkach D0 i D1 Leonardo, z danymi MIDI generowanymi na styku TX, D1. Przetestowaliśmy to ze szkicem syntezatora Arduino i zadziałało zgodnie z oczekiwaniami.

Po zainstalowaniu wszystkich bibliotek otwórz szkic „MIDI_ENCODER”. Wybierz port szeregowy Leonardo i prześlij szkic do Leonardo. W naszym szkicu definicja SAMPLE_RATE jest ustawiona na całkowitą liczbę mikrosekund między przerwaniami (aby zminimalizować błędy zaokrąglania). Następnie wyświetlane są dane przebiegu sinusoidalnego w postaci 256 bajtów liczb całkowitych bez znaku (0...255).

Definicje styków macierzy są następujące. Każdy wiersz wnosi wielokrotność +8 do numeru klucza, podczas gdy kolumny wnoszą +1. Liczba opisu klawisza ma zatem wartość od zera do 63 i jest przesunięta o wartość START_NOTE, którą ustawiliśmy na 28. Oznacza to, że koder MIDI będzie generował dźwięki od E1 (około 41 Hz) do G6 (1568 Hz), wyśrodkowane w pobliżu środkowego C (262 Hz). Zakres jest ograniczony do 64 dźwięków ze względu na rozmiar matrycy, ale zmiana dźwięku początkowego zmienia rozciągnięcie tego zakresu.

Tablica „notes[]” ustawia częstotliwości generowane na styku D13. Możesz je dostosować, jeśli nie brzmią dobrze lub wolisz inną skalę. Poniżej pokazano niektóre parametry powiązane z biblioteką. Ustawiają one kanał i prędkość, które są używane w wysyłanych danych. Domyślne ustawienia powinny działać z większością oprogramowania, chociaż niektóre programy mogą mapować kanał 0 (w kodzie Arduino) na kanał 1.

Testowanie nakładki

Na tym etapie powinieneś zbudować nakładkę, podłączyć ją do już zaprogramowanego Arduino Leonardo i podłączyć matrycę przycisków (lub dowolne przyciski, których będziesz używać). Podłącz Leonardo do portu USB, uruchom Arduino IDE (jeśli nie jest jeszcze uruchomione), upewnij się, że nadal wybrany jest właściwy port COM, a następnie otwórz emulator Arduino Serial Monitor. Zacznij naciskać przyciski w matrycy, jeden po drugim. Powinieneś zobaczyć raport Serial Monitor, że S1 powoduje działania UP/DOWN na dźwięku MIDI 0. Dzieje się tak, ponieważ rozpoczęliśmy numerację przycisków od numeru 1, ale dźwięki MIDI zaczynają się od numeru 0.

Jeśli sprawdzisz, że cztery klawisze narożne są prawidłowe (numer przyciska jest o jeden większy niż numer dźwięku), to pozostałe klawisze prawdopodobnie działają prawidłowo. Jeśli okaże się, że uzyskujesz nieprawidłowe nuty, spróbuj zamienić miejscami połączenia na CON1 lub CON2 na matrycy przycisków PCB lub zamień CON1 na CON2.

Przetestuj wszystkie klawisze; jeśli zauważysz, że pojedyncze naciśnięcia klawiszy nie są wykrywane, sprawdź płytkę drukowaną pod kątem złych połączeń lutowniczych odpowiedniego przycisku.

Posługiwanie się nakładką

Po przesłaniu szkicu, Leonardo pojawia się w Menedżerze urządzeń na komputerze jako typowe urządzenie USB-MIDI. Oprócz wyjść audio, USB i sprzętowych wyjść MIDI, Leonardo wysyła również informacje na monitor szeregowy (dostępny z wbudowanego portu szeregowego USB Leonardo) o tym, który dźwięk jest odtwarzany. Może to być przydatne do testowania.

Użyliśmy programu o nazwie Muse-Score (https://musescore.org/en), aby sprawdzić, czy komputer prawidłowo odbiera dane MIDI. Program automatycznie wykrywał obecność urządzenia MIDI i odtwarzał syntezowane dźwięki fortepianu, chociaż wśród innych funkcji może również wykonać transkrypcję odtwarzanych dźwięków. Bez komputera będziesz musiał podłączyć coś do wyjścia audio (na styku 13) lub sprzętowych danych MIDI (na styku 1).

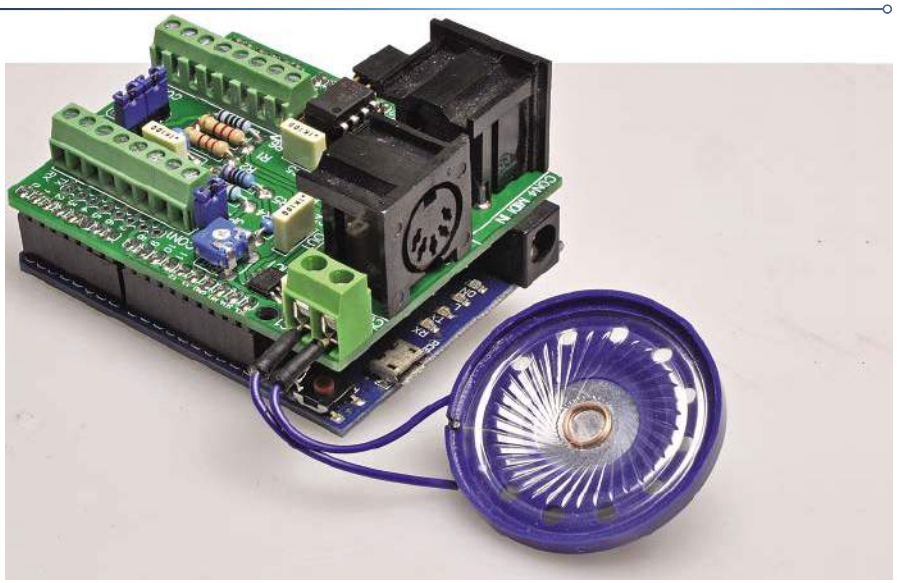
Warto zauważyć, że przetestowaliśmy inny szkic Arduino, który działał jako syntezator (ten szkic oczekuje danych MIDI na porcie szeregowym Arduino; zwykle styk 0). Może to być korzystniejsza opcja, jeśli chcesz uzyskać lepszą jakość dźwięku bez większych kosztów. Należy pamiętać, że możliwe jest wyzwalanie dźwięków przy użyciu nakładki za pomocą

eprasa.pl a1aeb00a11

zwykłych zworek. Wszystko, co połączy jeden z przewodów linii wierszy z jednym z przewodów linii kolumn, wygeneruje dźwięk.

Korzystanie z czegoś takiego jak tanie membranowe klawiatury matrycowe może być prostym sposobem na dodanie urządzenia wejściowego, zwłaszcza jeśli chcesz tworzyć dźwięki perkusyjne. Cztery matryce 4×4 można podłączyć, aby uzyskać pełen zestaw 64 wejść. Wystarczy upewnić się, że każda matryca jest podłączona do innej kombinacji przewodów wierszy i kolumn.

Oczywiście, ponieważ dołączyliśmy kod źródłowy Arduino, można go wykorzystać jako punkt wyjścia do stworzenia własnego projektu bazującego na MIDI.



Fotografia 4. Płytkę PCB nakładki MIDI Encodera po prostu wsuwa się w gniazda płytki Leonardo za pomocą szpilek listew kołkowych. Nasza wersja pokazuje zamontowane wszystkie części z wyjątkiem listew kołkowych CON1 i CON2. Wynika to z faktu, że zamiast nich zamontowano zaciski śrubowe CON1A i CON2A. Nie ma sensu montowania listew kołkowych, których można użyć do dalszego układania płytek „na kanapkę", ponieważ praktycznie wszystkie porty modułu Leonardo są zajęte

Testowanie diod LED

Stworzyliśmy testowy szkic Arduino, aby zapalać diody LED, jeśli zamontowałeś podświetlane przyciski. Zakładamy, że zamontowałeś diody dokładnie tak, jak zrobiliśmy to w naszym prototypie. Zakładamy również, że masz zainstalowane Arduino IDE, w tym biblioteki dla kodera MIDI. Do tego szkicu potrzebujemy tylko biblioteki TimerOne.

Otwórz szkic „MATRIX_LED_DRIVER" i prześlij go do Leonardo. Podłącz złącze CON3 płytki drukowanej matrycy przycisków do złącza CON2 enkodera MIDI. Następnie podłącz CON4 na PCB matrycy przycisków do CON1 enkodera MIDI. Powinien zaświecić się ukośny rząd diod LED. Możesz zmienić stan początkowy za pomocą tablicy „LED[]" i manipulować nią w funkcji „loop()" w celu animacji.

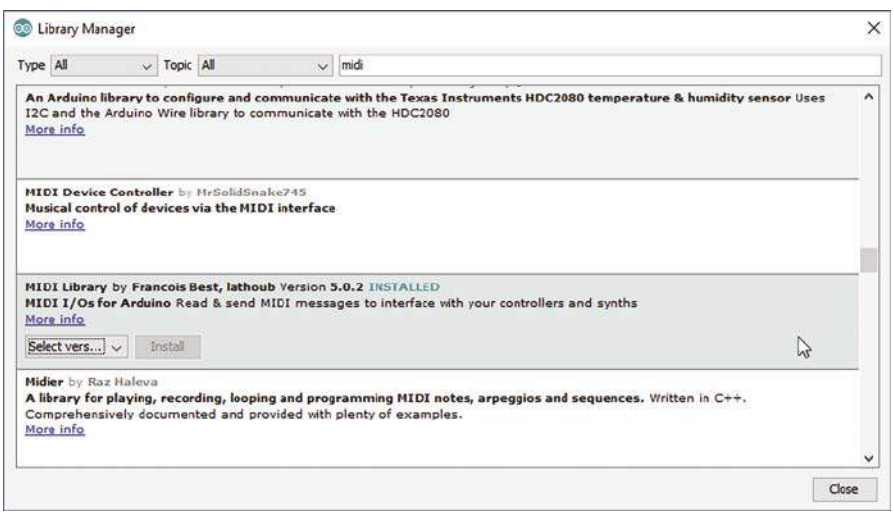
Opracowaliśmy również samoanimowaną wersję „MATRIX_LED_DRIVER_GOL", która implementuje prostą symulację „Conway's Game of Life" w matrycy 8×8. Tablica jest załadowana parą „szybowców" (glider), które poruszają się tak długo, jak długo matryca jest zasilana. Więcej informacji można znaleźć na stronie https://en.wikipedia.org/wiki/Conway%27s_Game_of_Life.

Korzystanie z nakładki

Jeśli zbudowałeś już sekcję wzmacniacza, teraz jest dobry moment na podłączenie głośnika. Ogólnie rzecz biorąc, do podłączenia wystarczy krótki kabel dwużyłowy, a większość głośników ma blaszki, które nadają się do lutowania, lub szybkozłączki na końcówki widełkowe. Pozostałe końce przewodów można następnie przykręcić do CON5. Polaryzacja nie ma większego znaczenia, ponieważ wyjście na CON5 zasila głośnik prądem przemiennym.

Po załadowaniu szkicu MIDI Encoder do Leonardo, powinieneś być w stanie uzyskać dźwięk z głośnika, podłączając dowolny ze styków linii CON1 do dowolnego ze styków linii CON2 (np. naciskając przycisk na załączonej matrycy klawiszy). Okazało się jednak, że nasz mały głośnik nie był w stanie zbyt głośno odtwarzać dźwięków o niższych częstotliwościach. Jeśli dźwięk jest zniekształcony, zmniejsz głośność, obracając potencjometr nastawny VR1 w lewo. Punkt środkowy powinien być słyszalny dla praktycznie wszystkich głośników, więc jeśli nic nie słyszysz, sprawdź swoją konstrukcję przed zwiększeniem głośności.

Gniazdo wyjściowe MIDI (CON3) można podłączyć do portu wejściowego MIDI innego urządzenia, takiego jak pianino elektroniczne lub DAW (cyfrowa stacja robocza audio). Podobnie, złącze wejściowe MIDI (CON4) może być sterowane z portu wyjściowego MIDI innego urządzenia. Należy jednak pamiętać, że wejście CON4 z naszym domyślnym oprogramowaniem nic nie robi, ponieważ nie jest w nim zaprogramowane do pełnienia jakiejś funkcji.



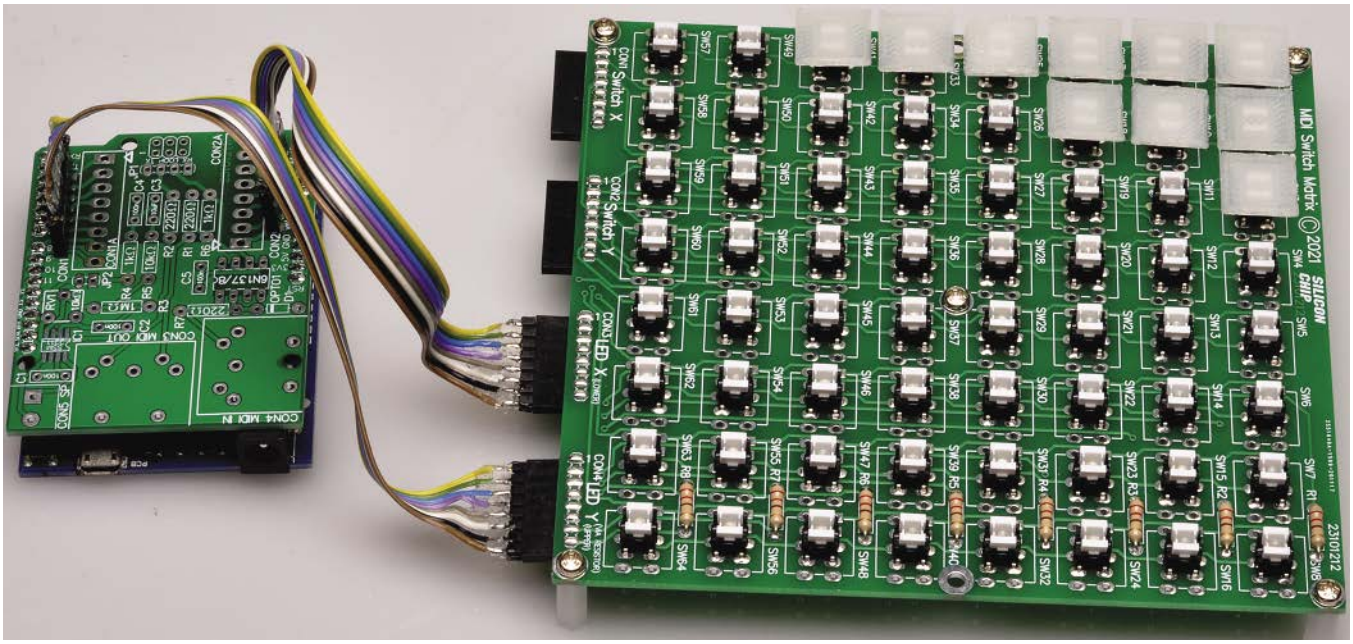
Rysunek 5. Menedżer bibliotek Arduino pokaże wiele wyników dla wyszukiwania „midi", więc użyj podświetlonej tutaj biblioteki lub posłuż się wersją zip oprogramowania ze strony SC

Wnioski

Choć pierwotnie miał to być prosty sprzęt do lepszego użycia oprogramowania MIDI Encoder, uważamy, że nakładka będzie przydatna dla każdego, kto chce bawić się niestandardowym sprzętem MIDI. Można jej używać na przykład jako syntezatora MIDI, wykorzystując sprzętowe wejście MIDI (CON4) lub wejście USB MIDI (w oprogramowaniu) do odbierania poleceń MIDI i przekształcania ich w dźwięki z głośnika.

W kolejnej części artykułu pokażemy, jak sterować podświetlanymi przyciskami z naszego szkicu MIDI. Wymaga

eprasa.pl a1aeb00a11



Fotografia 5. Prezentacja wersji „deluxe" płytki PCB matrycy przycisków, z podświetlanymi zestykami, chociaż będziesz musiał zdobyć własne nakładki na klawisze, podobne do widocznych w prawym górnym rogu (może to być dobre wykorzystanie drukarki 3D!). Płytka została wyposażona w kołki dystansowe, które zapobiegają uszkodzeniu powierzchni przez spiczaste zakończenia lutowanych wyprowadzeń lub, odwrotnie, zwarciu na jakiejkolwiek przewodzącej powierzchni. Zwróć uwagę na płytkę nakładki PCB po lewej stronie wyposażoną tylko w listwy kołkowe, aby umożliwić jej używanie wyłącznie jako urządzenia USB MIDI

to dodatkowego sprzętu, ponieważ Leonardo nie ma wystarczającej liczby wolnych portów, aby zrobić to samodzielnie. Opiszemy również, jak podłączyć to urządzenie do smartfona lub tabletu z systemem Android i zainstalować aplikację syntezatora MIDI, którą następnie można sterować za pomocą matrycy przycisków.

Dla tych, którzy chcą rozszerzyć nasze oprogramowanie lub po prostu chcą dowiedzieć się, jak to działa, planujemy również umieszczenie w następnym artykule bardziej szczegółowych informacji na temat protokołu MIDI.

Należy pamiętać, że zaprezentowana tutaj matryca przycisków może być przydatna w wielu innych zastosowaniach; nie musi być używana do MIDI. Może służyć jako tablica przycisków ogólnego przeznaczenia z maksymalnie ośmioma wierszami i ośmioma kolumnami; nie trzeba nawet montować wszystkich przycisków. Można na przykład podłączyć gniazda wierszy i kolumn do płytki Arduino Mega (lub podobnej) i używać jej jako ogólnej klawiatury do wpisywania liter i cyfr itd. A ponieważ Mega ma o wiele więcej portów niż Leonardo, może również z łatwością sterować matrycą LED, aby podświetlać klawisze podczas ich naciskania, pokazywać, które klawisze sterują ważnymi wejściami lub funkcjami, itd. ■

Tim Blythman

Adaptacja do wydania polskiego – Andrzej Nowicki

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

REKLAMA

Publikujemy dla projektantów i programistów elektroniki. Odwiedź

ELPORTAL.pl

Znajdziesz nas również na Facebooku: facebook.com/ElportalPL

eprasa.pl a1aeb00a11

Patronat AVT

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



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



eprasa.pl a1aeb00a11

Cyfrowy moduł FX do gitary,

część 2



Nasza nowa cyfrowa jednostka FX (Digital FX), zaprezentowana w zeszłym miesiącu, może generować 15 różnych efektów dźwiękowych dla muzyków lub techników studyjnych, aby zmodyfikować brzmienie instrumentów i dźwięki na estradzie, czy podczas nagrania. Osiem z tych efektów można zmodyfikować według własnego uznania, a ten artykuł opisuje, jak je tworzyć i instalować w pamięci EEPROM urządzenia.

Materiały dodatkowe dostępne są na stronie Silicon Chip: https://tiny.pl/cjk36

Materiały dodatkowe są również dostępne na stronie elportal.pl/do-pobrania

Chociaż w pamięci EEPROM dołączonej do naszej nowej cyfrowej jednostki FX zawarliśmy szeroką gamę wstępnie zaprogramowanych efektów (dodając aż 8 nowych do tych już obecnych w układzie scalonym SPIN FV-1), możesz chcieć wymienić niektóre z tych opcjonalnych efektów na inne. Spowoduje to, że jednostka Digital FX będzie dokładnie odpowiadać Twoim wymaganiom.

Liczne nakładki efektów można pobrać za darmo. Jeśli jesteś zapalonym programistą, dostępne jest darmowe oprogramowanie z interfejsem graficznym do pisania własnych modułów efektów. Więcej na ten temat będzie w dalszej części artykułu.

Aby zaprogramować pamięć EEPROM jednostki Digital FX, potrzebny jest programator pamięci EEPROM odpowiedni dla pamięci 24LC32A. Opiszemy, jak można to zrobić za pomocą programatora Microchip PICkit-2 lub PICkit-3.

Dostępne moduły efektów

Najpierw jednak przyjrzyjmy się gotowym efektom, które są dostępne za darmo. Na stronie https://mstratman.github.io/fv1-programs/ znajduje się dość obszerna lista. W tym zestawie możesz zobaczyć szczegóły dla każdego z efektów, wybierając pole „More” (Więcej). Te dodatkowe informacje często zawierają szczegóły dotyczące funkcji VR7 (sterowanie A), VR6 (sterowanie B) i VR5 (sterowanie C) w cyfrowym module FX. Są one oznaczone jako 1, 2 i 3 na listach programów.

Program dla wybranej łatki (modułu, nakładki, poprawki) efektów można pobrać ze strony internetowej, wybierając cyjanowy link

Tabela 1. Wstępnie zaprogramowane ścieżki efektów (efekty 9...16 można zmienić lub dobierać samemu)

Pozycja	Efekt	Regulacja C	Regulacja B	Regulacja A
1	Chorus – reverb (Pogłos)	Miksowanie efektu chorus	Szybkość efektu chorus	Miksowanie pogłosu
2	Flange – reverb (Pogłos)	Miksowanie efektu flange	Szybkość efektu flange	Miksowanie pogłosu
3	Tremolo – reverb (Pogłos)	Miksowanie efektu tremolo	Szybkość efektu tremolo	Miksowanie pogłosu
4	Pitch shifter	–	–	+/– ~4 półtony
5	Pitch (Echo)	Miksowanie echa	Opóźnienie echa	Przesunięcie tonu
6	Test	–	–	–
7	Reverb 1 (Pogłos 1)	Filtr dolnoprzepustowy	Filtr górnoprzepustowy	Czas pogłosu
8	Reverb 2 (Pogłos 2)	Filtr dolnoprzepustowy	Filtr górnoprzepustowy	Czas pogłosu
9	Octaver	Poziom oktawy w dół	Poziom oktawy w górę	Miksowanie surowego dźwięku
10	Pitch shifter glider	Poziom efektu	Zakres efektu	Szybkość zmiany efektu
11	Oil can delay	Informacje zwrotne	Szerokość chóru	Współczynnik czasu
12	Soft clip overdrive	Ton	Głośność	Próg wzmocnienia
13	Bass distortion (Zniekształcenia tonów niskich)	Miksowanie surowy/modyfikowany	Ton	Wzmocnienie
14	Aliaser	–	–	Częstotliwość próbkowania
15	Wah (Efekt kaczora Donalda)	Filtr Q	Czułość	Pogłos
16	Faux phase shifter	Poziom sprzężenia zwrotnego	Czas	Zakres zmiany prędkości

eprasa.pl a1aeb00a11

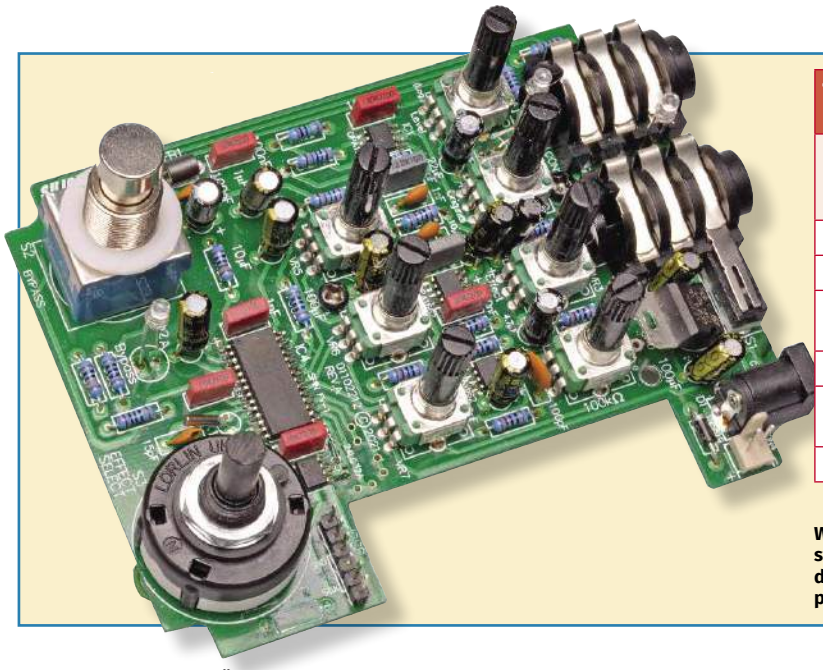


Tabela 2. Opis i sposób połączenia styków złącza ICSP

Styki złącza ICSP	Wyprowadzenia układu EEPROM 24LC	Opis
1	–	MCLR/Vpp
2	8	Vdd (plus zasilania)
3	4	GND/Vss (masa zasilania)
4	–	PGD (szyna danych)
5	6	PGC/SCL (szyna zegara)
6	5	SDA (szyna danych)

W zeszłym miesiącu, opisaliśmy wszystkie szczegóły konstrukcyjne urządzenia Digital FX. Na zdjęciu jest ono gotowe do montażu w obudowie. W tabeli 2 zestawiono opis i sposób połączenia styków złącza ICSP.

„Download SpinAsm” (Pobierz SpinAsm) na dole obszaru szczegółów łatek efektów (patrz **rysunek 1**).

Jeśli chcesz uzyskać więcej programów, są one dostępne bezpośrednio na stronie internetowej Spin Semiconductor pod adresem www.spinsemi.com/programs.php. Możesz pobrać te pliki do dowolnego folderu, ale zapamiętaj, gdzie je umieściłeś.

Przygotowanie plików

Po uzyskaniu wszystkich wybranych plików efektów należy je zestawić w formie odpowiedniej do umieszczenia w pamięci EEPROM. Każdy moduł efektów jest umieszczony w oddzielnym bloku pamięci 512×8 bitów. W 32-kilobitowej pamięci EEPROM mieści się osiem takich bloków. Aby wygenerować wymagane dane, należy użyć asemblera Spin Semiconductor o nazwie SpinAsm (tylko dla systemu Windows).

SpinAsm można pobrać ze strony Spin Semiconductor, do której link znajduje się powyżej. Program nosi nazwę „SpinAsm assembler for the SPN1001 V1.1.31 (Windows executable)”. Jeśli potrzebujesz więcej informacji na temat instalacji tego programu, zapoznaj się z instrukcją instalacji w dalszej części tego artykułu.

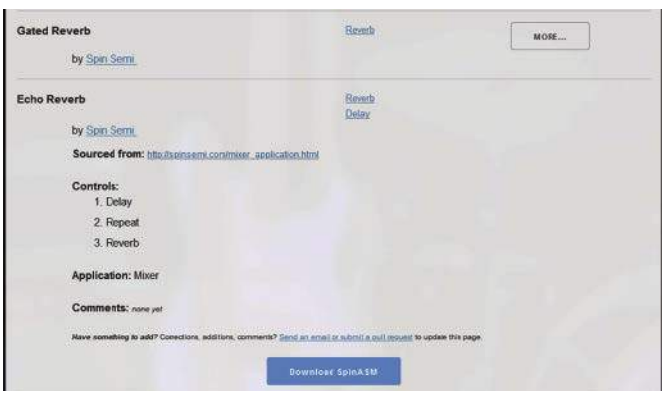
Po zainstalowaniu przenieś zapisane pliki efektów (rozszerzenie .spn) do folderu „C:\Program Files (x86)\SpinAsm IDE\spinsrc”. Aby otworzyć program SpinAsm, kliknij prawym przyciskiem myszy na ikonę „SpinAsm” i wybierz „Uruchom jako administrator”. Jeśli nie uruchomisz programu z uprawnieniami administratora, Twoja praca nie zostanie zapisana.

Zostaniesz zapytany, czy chcesz, aby ta aplikacja wprowadziła zmiany na Twoim komputerze. Po kliknięciu „Yes”, program zostanie otwarty. Kliknij lewym przyciskiem myszy na ikonę „Open Project Dialog” („Otwórz opcje projektu”) znajdującą się po prawej stronie ikony „Spin” (patrz **rysunek 2**). Spowoduje to otwarcie tabeli z ośmioma polami od „PROG0” do „PROG7”, w których można umieścić wybrane moduły efektów, jak pokazano na **rysunku 3**. Aby wybrać pierwszy moduł efektów, kliknij prawym przyciskiem myszy w polu „PROG0” w obszarze „Unchanged-No Overwrite” i wybierz opcję „Load File Entry” (Wybierz ścieżkę dostępu do pliku) z okna dialogowego projektu (**rysunek 4**). Wybierz wymagany plik z folderu „C:\Program Files (x86)\SpinAsm IDE\spinsrc\”.

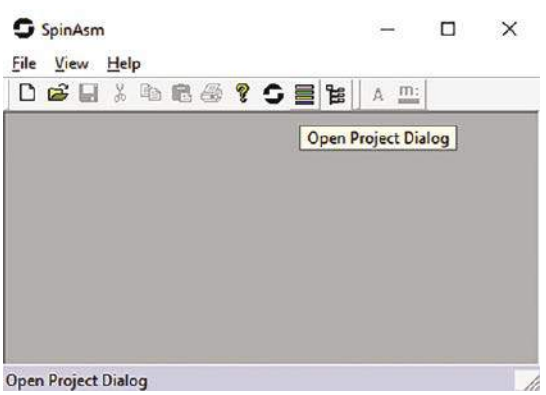
Należy pamiętać, że można zmienić katalogi lokalizacji plików, wybierając ikonę poszukiwania/zmiany lokalizacji po prawej stronie okna dialogowego projektu (**rysunek 5**). Opiszemy jednak konfigurację przy użyciu domyślnych lokalizacji katalogów, jak na przykładowych zrzutach ekranowych.

Po wskazaniu pierwszego efektu (**rysunek 6**), analogicznie możesz załadować efekty do pól od „PROG1” do „PROG7”. Nie musisz ładować wszystkich lokalizacji „PROG”, jeśli nie potrzebujesz używać wszystkich dodatkowych ośmiu efektów. Ale programy, które chcesz załadować, muszą najpierw trafić do pola „PROG0”, a następne muszą być rozmieszczane w polach z kolejnymi numerami lokalizacji „PROG”.

Komunikat „Unchanged-No Overwrite” w polach po ostatniej lokalizacji nakładki efektu w spisie programu jest w porządku, jeśli nie

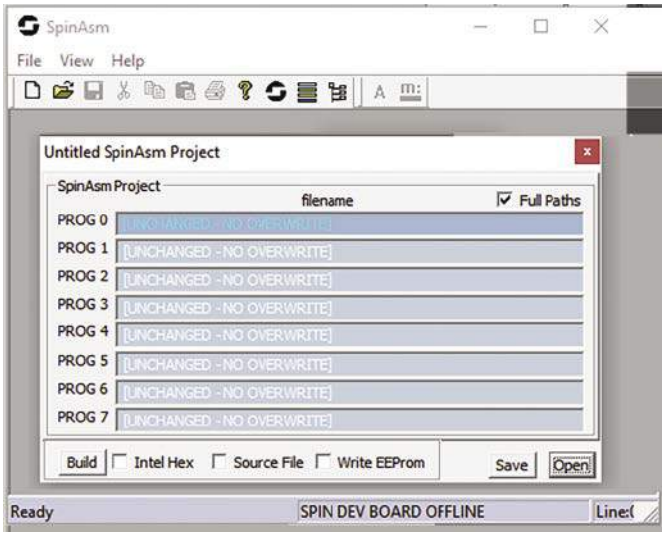


Rysunek 1. Możesz pobrać szereg gotowych efektów ze strony internetowej Spin Semi jako pliki „SpinASM”. Można je następnie skompilować i wgrać do pamięci EEPROM w cyfrowym module FX

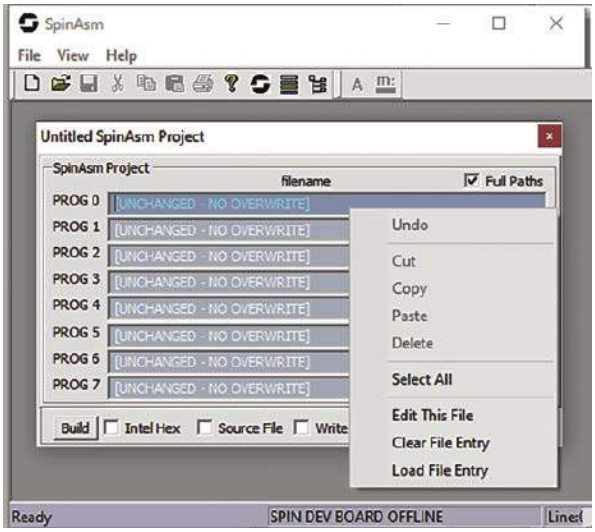


Rysunek 2. Użyj przycisku „Open Project Dialog” (Otwórz opcje projektu) w SpinASM, aby załadować jeden z pobranych plików efektów w formacie ASM

eprasa.pl a1aeb00a11



Rysunek 3. Podczas ładowania pliku SpinASM zostaniesz poproszony o wybranie, do którego z ośmiu dostępnych bloków pamięci EEPROM ma on trafić. Zobacz nasze komentarze w tekście na temat dużych (512-bajtowych) nakładek, które muszą być umieszczone w ostatnim bloku (PROG7)



Rysunek 4. Po kliknięciu prawym przyciskiem myszy jednego z pól pojawi się menu. Wybierz opcję „Load File Entry” (Wybierz ścieżkę dostępu do pliku), a zostaniesz poproszony o wybranie pliku do załadowania do tego pola

wypełniłeś wszystkich możliwych pól. Jest on przeznaczony do użytku z płytką rozwojową „SPIN”. Umożliwia zaprogramowanie w pamięci EEPROM pojedynczego pola lokalizacji bez wpływu na inne zaprogramowane pola. Nie korzystamy jednak z tej funkcji.

Po załadowaniu wszystkich wybranych nakładek, wybierz przycisk „Save” (Zachowaj) i zapisz projekt pod odpowiednią nazwą. My nazwaliśmy nasz zestaw „SC Patches.spj” – **rysunek 7**. Po zapisaniu zaznacz pole wyboru „Intel Hex” w lewej dolnej części okna dialogowego projektu (rysunek 6), a następnie naciśnij przycisk „Build” (Kompiluj). Plik .hex zostanie zapisany w folderze „C:\Program Files (x86)\SpinAsm IDE\hexout”. Jego nazwa będzie taka sama jak nazwa zapisanego projektu, ale z rozszerzeniem .hex. W naszym przykładzie jest to „SC Patches.hex”. Jest to plik, który należy załadować do pamięci EEPROM.

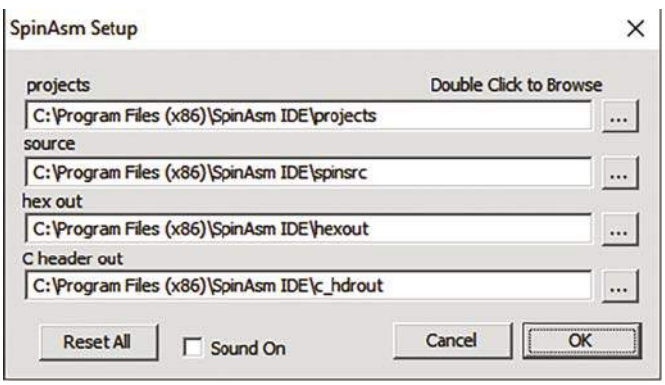
Jeśli plik .hex i plik projektu nie zostały zapisane, prawdopodobnie oznacza to, że nie uruchomiłeś programu SpinAsm z uprawnieniami administratora systemu.

Programowanie pamięci EEPROM

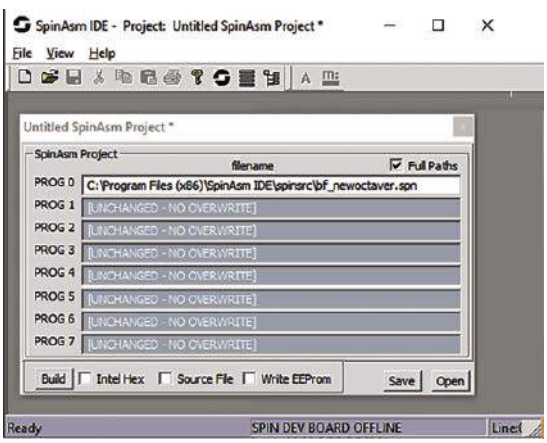
Istnieje kilka sposobów programowania pamięci EEPROM. Jeśli masz programator EEPROM odpowiedni dla 24LC32A, będzie to najłatwiejszy sposób, ale jeśli masz któryś z programatorów Microchip: PICkit-2 lub PICkit-3, to też możesz zaprogramować pamięć EEPROM. Służy do tego bezpłatne oprogramowanie, które można pobrać ze strony internetowej Microchip. UWAGA – nie używamy MPLAB X IPE, tak jak w przypadku układów PIC, ponieważ nie obsługuje on tej pamięci EEPROM.

Dla PICkit-2 pobierz oprogramowanie: „PICkit-2 Firmware V2.32” i instrukcję obsługi: „PICkit-2 Microcontroller Programmer User’s Guide” (Podręcznik użytkownika programatora mikroprocesorów PICkit-2). Oba pliki można znaleźć na stronie: siliconchip.com.au/link/ab7w W sumie jest to bardzo podobne do programowania za pomocą PICkit-3, które teraz opiszemy.

PICkit-3 jest następcą PICkit-2 i podczas gdy PICkit-2 nadaje się do bezpośredniego programowania pamięci EEPROM 24LC32A, PICkit-3 wymaga pewnych modyfikacji. Aby działał, musi być również załadowany emulator PICkit-2. W tym artykule opisujemy, jak zaprogramować pamięć EEPROM za pomocą programatora Microchip PICkit-3. Uważamy bowiem, że najbardziej prawdopodobne jest, że właśnie ten programator będą mieli Czytelnicy. Przetestowaliśmy jedną sklonowaną wersję PICkit-3 i okazało się, że nie łączy się poprawnie z pamięcią. Różne wersje klonów mogą działać lub nie, dlatego nie zalecamy używania niczego innego poza oryginalnym Microchip PICkit-3.

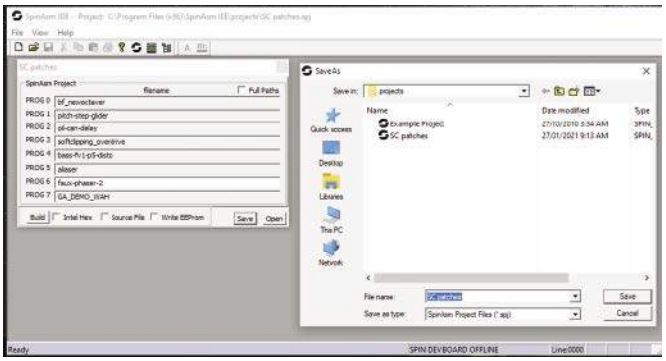


Rysunek 5. Możesz zmienić domyślne foldery, do których pliki są ładowane i przechowywane przez SpinASM, chociaż zdecydowaliśmy się pozostać przy domyślnych ustawieniach

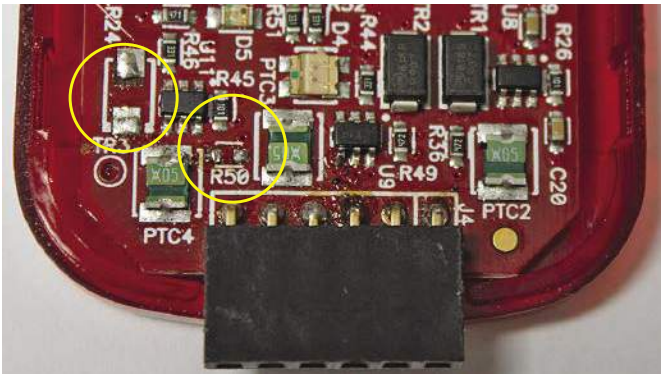


Rysunek 6. Pliki SpinASM mają rozszerzenie .spn, a tutaj wczytaliśmy plik nowego efektu – „Oktavera” – do pierwszego pola – „PROG0”

eprasa.pl a1aeb00a11



Rysunek 7. Po wybraniu opcji zapisania projektu jest wyświetlane standardowe okno dialogowe pliku z wyborem miejsca zapisu pliku (plik .spj). Zwróć uwagę, że wczytaliśmy osiem nakładek efektów do wszystkich ośmiu pól. Wybierz łatwą do zapamiętania nazwę pliku



Rysunek 8. Tymczasowo usunęliśmy dwa elementy z PICkit-3: diodę TR3 po lewej stronie i rezystor R50 tuż nad gniazdem programowania. Zakłócają one programowanie pamięci EEPROM. Zachowaj te części, ponieważ możesz je później ponownie wlutować, jeśli chcesz przekształcić PICKit-3 z powrotem w programator PIC. Zwróć uwagę na oryginalną orientację TR3 (pasek katody w kierunku PTC4)

Jednostka Digital FX zawiera w obwodzie złącze programowania szeregowego (ICSP) odpowiednie do programowania pamięci EEPROM. PICkit-2 lub PICkit-3 podłącza się bezpośrednio do listwy kołkowej ICSP. Dla innych programatorów może być konieczne użycie odpowiednich przewodów połączeniowych, aby wykonać odpowiednie połączenia ze złączem ICSP.

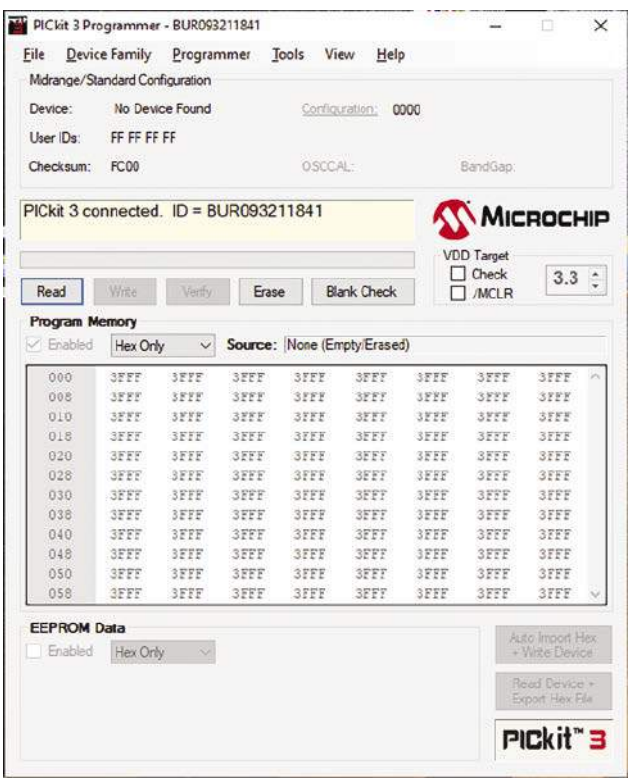
Tabela 2 pokazuje połączenia na płytce drukowanej Digital FX od styków złącza ICSP do wyprowadzeń pamięci EEPROM. Styk 7 pamięci EEPROM jest nieużywany (NC) i podłączony do GND. Styki 1, 2, 3 są liniami adresowymi i są podłączone do Vcc lub Vdd, w zależności od aplikacji.

Modyfikowanie programatora PICkit-3

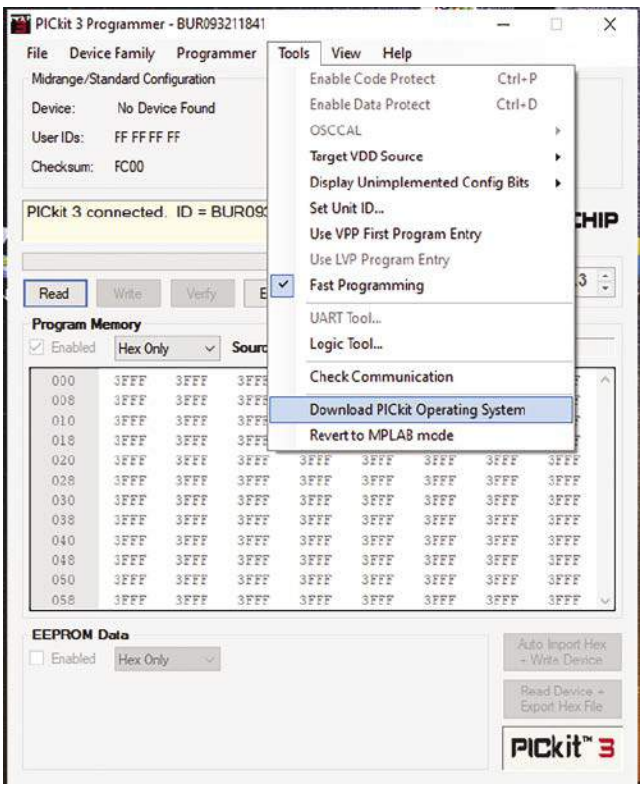
Aby umożliwić programoatorowi PICkit-3 zaprogramowanie pamięci EEPROM z serii 24LC, z płytki PICkit-3 muszą zostać usunięte części: TR3 (dioda) i R50 (rezystor). Otwórz obudowę i zlokalizuj komponenty. Są one oznaczone na sitodruku PCB, jak pokazano na **rysunku 8**. Odlutuj je, zwracając uwagę na orientację TR3 i przechowuj części w bezpiecznym miejscu do późniejszego wlutowania z powrotem. Najłatwiej jest to zrobić za pomocą stacji lutowniczej na gorące powietrze, delikatnie podgrzewając elementy i przytrzymując je pęsetą. Można to jednak również zrobić za pomocą zwykłej lutownicy, naprzemiennie podgrzewając złącza i przytrzymując część pęsetą, aż się poluzuje.

Emulator programatora PICkit-2

Oprogramowanie wymagane do korzystania z PICkit-3 jako programatora pamięci EEPROM można pobrać tutaj: siliconchip.com.

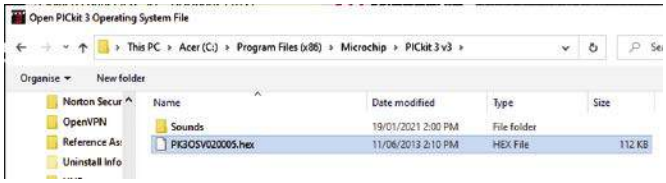


Rysunek 9. Ta wersja oprogramowania PICkit-3 może programować pamięci EEPROM. Zwróć uwagę na komunikat w żółtym zacienionym polu wskazujący, że wykryto podłączony programator

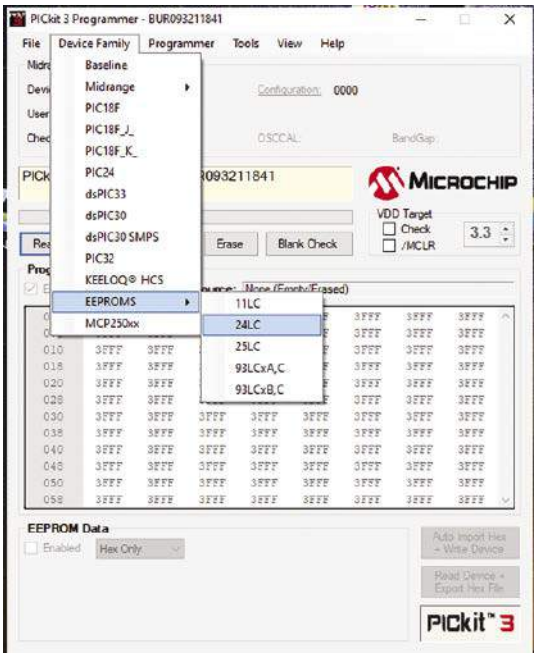


Rysunek 10. Użyj tej opcji menu, aby załadować oprogramowanie układowe do PICkit-3 w celu emulacji PICkit-2. Jest to wymagane do zaprogramowania typu EEPROM, którego używamy

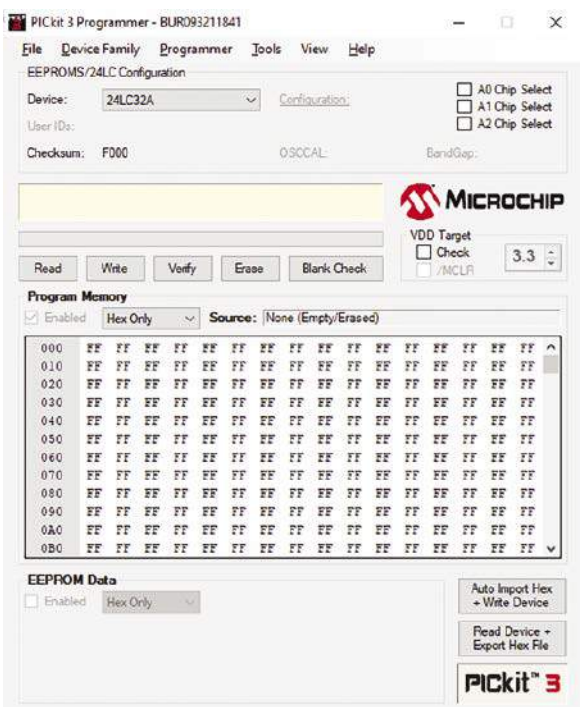
eprasa.pl a1aeb00a11



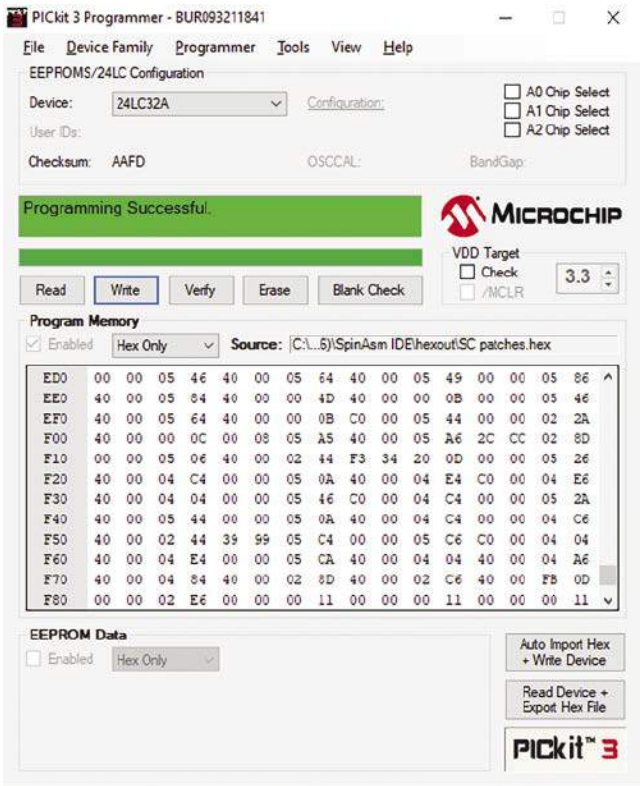
Rysunek 11. Po wybraniu opcji pokazanej na rysunku 10, następnym krokiem jest znalezienie pokazanego tutaj pliku. Plik ten jest dołączony do pobranego oprogramowania i powinien znajdować się na komputerze w lokalizacji opisanej w tekście



Rysunek 12. Po załadowaniu emulatora PICkit-2 wybierz urządzenie 24LC EEPROM z menu „Device family" (Rodzina urządzeń)



Rysunek 13. Możesz teraz wybrać 24LC32A z menu rozwijanego „Device" w lewym górnym rogu, a następnie użyć menu „File", aby otworzyć wygenerowany wcześniej plik EEPROM.hex



Rysunek 14. Z programatorem podłączonym do zasilanego cyfrowego modułu FX, wybraną pamięcią i załadowanym plikiem .hex, kliknij przycisk „Write", aby zaprogramować efekty w układzie EEPROM. Po pomyślnym zaprogramowaniu powinieneś zobaczyć komunikat „Programming Successful" na zielonym tle. Odłącz programator i przetestuj wszystkie efekty, aby sprawdzić, czy działają zgodnie z oczekiwaniami

au/link/ab7t. Jeśli nie masz pewności, jak zainstalować ten pakiet oprogramowania, zapoznaj się z osobną sekcją umieszczoną w dalszej części artykułu.

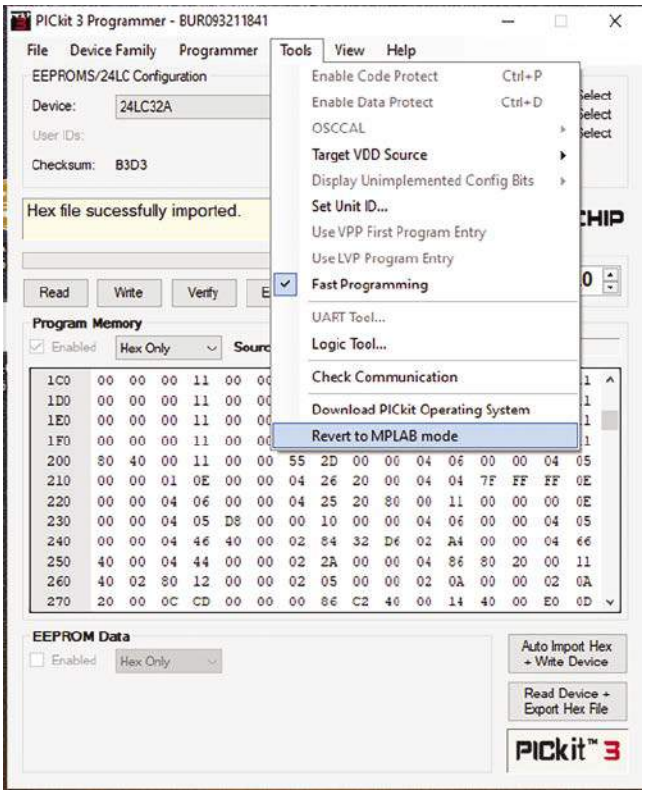
Przed uruchomieniem programatora PICkit-3 należy podłączyć go do komputera. Dzięki temu program będzie działał poprawnie podczas uruchamiania. Po zainstalowaniu oprogramowania, do którego link znajduje się powyżej, przejdź do „C:\Program Files (x86)\Microchip\PICkit-3 v3\" i uruchom aplikację „PICkit-3" lub umieść skrót na pulpicie i użyj go.

Otworzy się oprogramowanie do programowania i potwierdzi, że programator PICkit-jest podłączony (**rysunek 9**). W menu „Tools" (Narzędzia) wybierz „Download PICkit-Operating System" (Załaduj system operacyjny PICkit) (patrz **rysunek 10**). Jest to emulator PICkit-2. Wybierz plik „C:\Program Files (x86)\Microchip\PICkit-3 v3\PK3OSV020005.hex" (pobrany z oprogramowaniem – patrz **rysunek 11**), a „PICkit-3" zostanie załadowany z wymaganym oprogramowaniem sprzętowym.

Następnie w menu „Device Family" (Rodzina układów) wybierz „EEPROMS" i „24LC" (**rysunek 12**). Potem znajdź pozycję „24LC32A" w polu rozwijanego menu „Device" (**rysunek 13**). Następnie, korzystając z menu „File" (Plik), załaduj plik „SC patches.hex" znajdujący się pod adresem „C:\Program Files (x86)\SpinAsm IDE\hexout\SC patches.hex" (lub plik z inną nazwą, pod jaką zapisałeś własny projekt).

Po załadowaniu tego pliku można zaprogramować pamięć EEPROM. Najpierw upewnij się, że jedna z pierwszych ośmiu nakładek efektów jest wybrana, a więc układ FV-1 nie będzie miał dostępu do pamięci EEPROM podczas programowania. Następnie podłącz PICkit-3 do złącza ICSP, stykiem 1 do symbolu trójkąta na PCB i włącz zasilanie cyfrowego pedału FX. Nie wybieraj opcji zasilania docelowego przez

eprasa.pl a1aeb00a11



Rysunek 15. Po zakończeniu programowania pamięci EEPROM, jeśli chcesz przywrócić PICkit-3 do normalnego działania, oprócz ponownego wlutowania dwóch usuniętych wcześniej części, będziesz musiał wybrać tę opcję menu, aby ponownie załadować oryginalne oprogramowanie układowe

PICkit. Następnie kliknij przycisk „Write" (Programuj), aby zaprogramować pamięć EEPROM – **rysunek 14**.

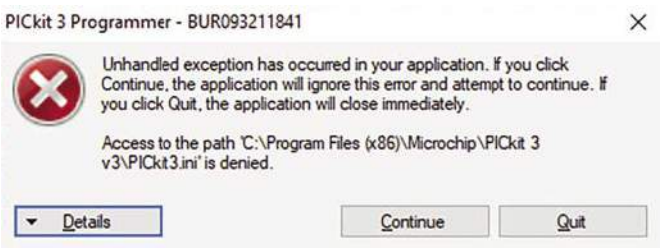
Przed zamknięciem programu, w menu „Tools" (Narzędzia) wybierz opcję „Revert to MPLAB mode" (Przywróć tryb MPLAB), aby przywrócić PICkit-3 do normalnego działania, odpowiedniego do użycia z MPLAB (**rysunek 15**).

Podczas zamykania tego programu nie jest niczym niezwykłym pojawienie się okna dialogowego „Unhanded exception" (Nieobsługiwany wyjątek), jak pokazano na **rysunku 16**. Kliknij „Quit", aby je zamknąć. Zamknięcie programu może trochę potrwać, a nawet się zawiesić; może być konieczne wymuszenie zamknięcia za pomocą „Menedżera zadań" systemu Windows. Po zakończeniu programowania można ponownie wlutować TR3 i R50 na płytce PICkit-3, aby przywrócić pełną funkcjonalność programatora PIC.

Problem z długimi efektami

Jeśli moduł efektu wypełnia cały blok pamięci 512×8 bitów, musi być umieszczona w ostatniej używanej pozycji pola „PROG", czyli w „PROG7". W przeciwnym razie nakładka nie będzie działać, ponieważ jej dane zostaną uszkodzone. Problem polega na tym, że nie będziesz o tym wiedział, ponieważ uszkodzony plik będzie miał podobne wartości końcowych komórek pamięci jak inne nakładki. Pliki .hex można łatwo przeglądać w oprogramowaniu PICkit-3 Programmer.

Typowe moduły efektów nie wypełniają całego bloku 512 bajtów, a niewykorzystana pamięć jest wypełniona liczbami 00 i 11(hex) w co czwartej lokalizacji. (Tak wypełnione końcowe pola bloków pamięci są prawdopodobnie znacznikami podziału pomiędzy blokami. Co więcej, jeśli Twój moduł efektu ma dokładnie 512 bajtów i zostanie umieszczony w jednym z pól „PROG0" do PROG6", to ostanie bajty zostaną nadpisane znacznikiem końca bloku, co oczywiście uszkodzi



Rysunek 16. Nie zdziw się, jeśli otrzymasz ten komunikat o błędzie po zamknięciu oprogramowania. Kliknij przycisk „Quit" (Zakończ). Może być konieczne uruchomienie Menedżera zadań (np. poprzez naciśnięcie klawiszy Ctrl+Alt+Del), aby zamknąć proces, jeśli nadal jest widoczny na ekranie

dane efektu. Jedynie w polu „PROG7" jako ostatnim, znacznik nie jest umieszczany). Tak więc uszkodzony plik nie będzie widoczny, dopóki nie zostanie przetestowany i nie okaże się, że nie działa. Przesunięcie niedziałającej nakładki na koniec listy poprzez zmianę kolejności wyboru pól „PROG" powinno rozwiązać ten problem (o ile tym ostatnim polem będzie „PROG7"). Oznacza to również, że można użyć tylko jednego efektu, który wypełnia cały przydzielony blok pamięci.

Odkryliśmy, że efekt „Faux-phaser-2" nie działała, gdy był umieszczony w pozycji „PROG6". Przesunięcie jej do pozycji „PROG7" (ostatniej) sprawiło, że zadziałał. Wtedy zdaliśmy sobie sprawę, że kod .hex tej łatki wypełnia cały blok 512 bajtów. Gdy taki moduł znajdował się w pozycji „PROG6", 512 bajtów nie było wypełnionych do końca kodem nakładki, ze względu na znacznik końca bloku, co oznaczało jej uszkodzenie.

Należy pamiętać, że każdy wpis „PROG" ma swój własny zakres adresów.

Są to:

```
PROG0: 000 do 1FF
PROG1: 200 do 3FF
PROG2: 400 do 5FF
PROG3: 600 do 7FF
PROG4: 800 do 9FF
PROG5: A00 do BFF
PROG6: C00 do DFF
PROG7: E00 do FFF
```

Projektowanie własnych efektów

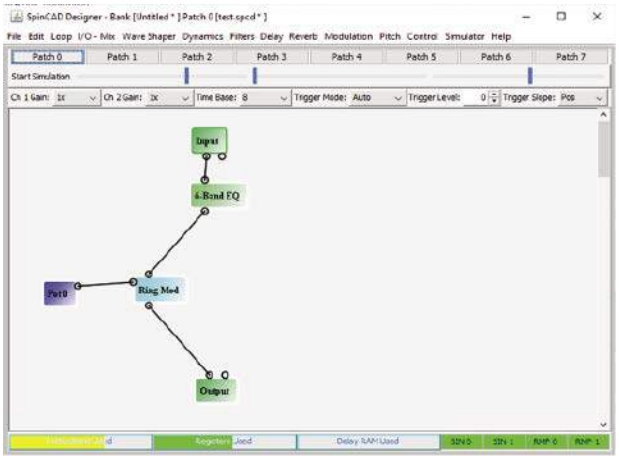
Pisanie własnych efektów lub modyfikowanie istniejących można wykonać za pomocą SpinAsm lub można użyć pakietu programowania o nazwie SpinCAD Designer z graficznym interfejsem użytkownika. Będziesz musiał trochę poczytać, aby dowiedzieć się, jak napisać wymagany kod. Możesz także załadować niektóre z już napisanych efektów, aby użyć ich jako przykładów. Strona internetowa Spin Semiconductor zawiera wiele potrzebnych informacji. Zaleca się przeczytanie sekcji bazy wiedzy pod adresem: siliconchip.com.au/link/ab7q. Zawiera ona informacje na temat architektury FV-1, zestawu instrukcji, podstaw DSP i przykładów kodowania, aby wymienić tylko kilka. Warto również zapoznać się z arkuszem danych i instrukcją obsługi. Można je znaleźć na stronach siliconchip.com.au/link/ab7r i siliconchip.com.au/link/ab7s.

SpinCAD Designer

SpinCAD Designer to projekt Java o otwartym kodzie źródłowym, który umożliwia tworzenie efektów dla układu audio DSP Spin FV-1 przy użyciu interfejsu graficznego zamiast pisania komend tekstowych. SpinCAD jest dostępny na stronie https://github.com/HolyCityAudio/SpinCAD-Designer.

Jeśli potrzebujesz pomocy w instalacji, zapoznaj się z oddzielną sekcją dotyczącą instalacji. Przejdź do folderu „SpinCAD Designer" i otwórz plik „Spin CAD-designer-1027.jar" Spowoduje to uruchomienie

eprasa.pl a1aeb00a11



Rysunek 17. SpinCAD Designer umożliwia projektowanie efektów bez konieczności pisania kodu w języku asemblera. Graficzny interfejs jest łatwy w użyciu, a gdy już wiesz, co robić, możesz stworzyć nakładkę efektu naprawdę bardzo szybko

oprogramowania SpinCAD Designer. Należy pamiętać, że folder łatek dla SpinCAD Designer zawiera wiele plików nakładek efektów w formacie skompresowanym, które zostały już napisane. Są one również dołączone w postaci plików formatu SpinAsm. Można je wykorzystać jako przykłady, aby rozpocząć pracę.

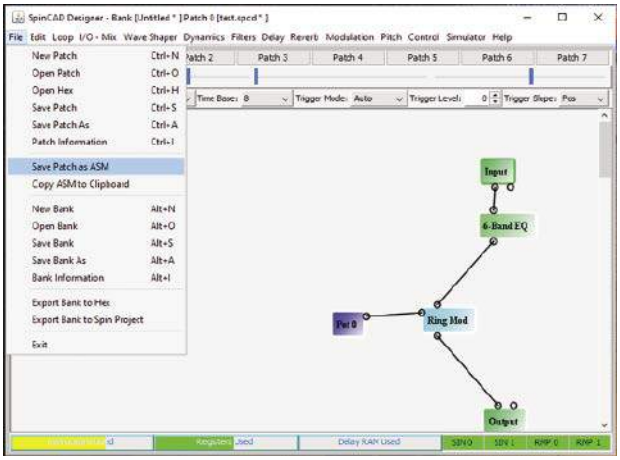
Przykład pokazany na **rysunku 17** to efekt testowy napisany dla modulatora pierścieniowego efektu numer 0. Zawiera 6-pasmowy korektor i modulator pierścieniowy regulowany potencjometrem 0. Opracowanie tego modułu zajęło Autorowi publikacji zaledwie kilka minut i prawdopodobnie nie jest to zbyt dobry efekt, ale pokazuje, że program graficzny jest bardzo przydatny i skuteczny do tworzenia efektów.

Po utworzeniu efektu można go zapisać jako plik asemblera, a następnie załadować do SpinAsm i przekonwertować do formatu Intel .hex za pomocą opcji „Save patches as ASM” (Zapisz łatkę jako ASM) w menu „File” (**rysunek 18**). ■

John Clarke

Adaptacja do wydania polskiego – Andrzej Nowicki

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

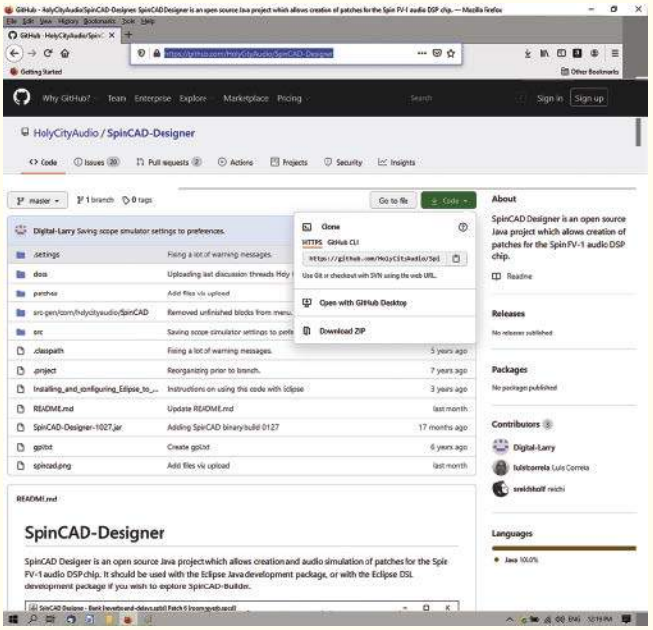


Rysunek 18. Po utworzeniu nakładki efektu w SpinCAD Designer, wybierz opcję „Save Patch as ASM”, aby uzyskać plik, który można załadować co cyfrowego modułu FX przy użyciu procedury opisanej w tym artykule. Dobrym pomysłem jest również skorzystanie z opcji „Save Patch”, aby zapisać go w formacie, który pozwoli na wprowadzanie zmian w przyszłości!

Instalacja SpinCAD Designer

SpinCAD można pobrać ze strony https://github.com/HolyCityAudio/SpinCAD-Designer

Kliknij zielony przycisk „Download code” (Pobierz program) w prawym górnym rogu strony (**rysunek 19**), a następnie wybierz „Download ZIP” (Pobierz ZIP). Po pobraniu pliku rozpakuj jego zawartość do odpowiedniego katalogu, takiego jak przykładowo „C:\Program Files\SpinCad Designer”.



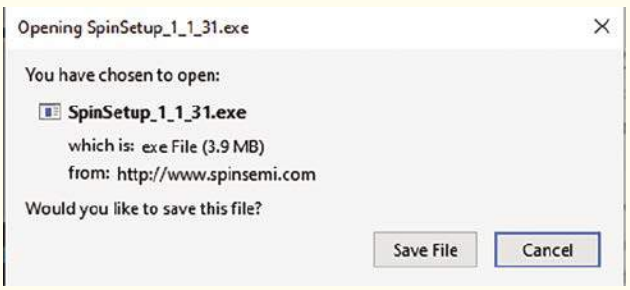
Rysunek 19. Musisz rozpakować plik .zip oprogramowania SpinCAD Designer, zanim będziesz mógł z niego korzystać. Możesz zaakceptować domyślne miejsce docelowe, jak pokazano tutaj, lub zmienić je przed kontynuowaniem

Aby uruchomić SpinCAD, należy zainstalować środowisko Java Runtime Environment JRE/JDK 1.8 lub nowsze. Można je pobrać ze strony www.java.com/en/download/. Po pobraniu środowiska Java należy uruchomić plik wykonywalny i wyrazić zgodę na wprowadzanie zmian na komputerze. Wykonaj kolejne kroki, aby zainstalować środowisko uruchomieniowe Java.

Teraz możesz przejść do folderu, w którym wcześniej rozpakowałeś pliki SpinCAD Designer i uruchomić plik „Spin CAD-designer-1027.jar”.

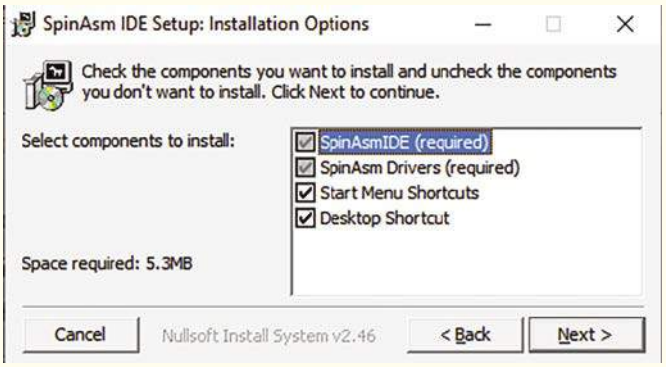
Instalacja SpinAsm

Po kliknięciu (lub wpisaniu) linku do pobrania SpinAsm, może pojawić się okno dialogowe, takie jak na **rysunku 20**. Wybierz „Save file”, a następnie, po pobraniu, otwórz go. Może pojawić się pytanie, czy chcesz, aby ta aplikacja (z nieznanego źródła) wprowadzała



Rysunek 20. Po kliknięciu linku do pobrania oprogramowania Spin, w zależności od używanej przeglądarki internetowej, prawdopodobnie pojawi się okno dialogowe zapisywania pliku podobne do tego. Będziesz musiał kliknąć na „Save file” (Zapisz plik) i pozwolić na jego pobranie przed uruchomieniem instalatora

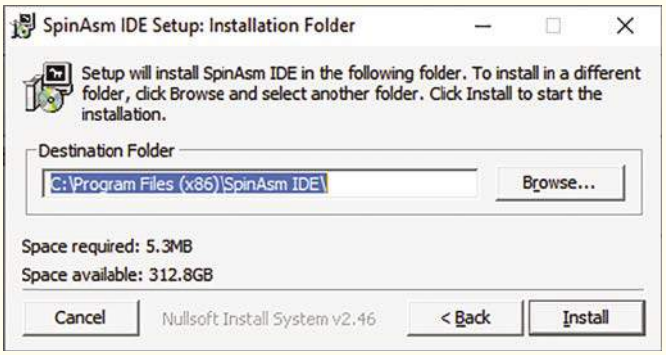
eprasa.pl a1aeb00a11



Rysunek 21. Dla większości użytkowników odpowiednie będą domyślne opcje instalacji SpinAsm IDE

zmiany na Twoim komputerze. Wybierz „Yes"; następnie możesz zaakceptować warunki licencji i wybrać standardową opcję konfiguracji (**rysunek 21**).

Kliknij „Next" (Dalej), aby kontynuować, a następnie kliknij „Install" (Zainstaluj) (**rysunek 22**).



Rysunek 22. Możesz zmienić folder instalacyjny SpinAsm IDE, ale my pozostawiliśmy go w domyślnym położeniu

Po wyświetleniu monitu o zainstalowanie sterownika (**rysunek 23**), kliknij „Next", a następnie „Finish" (Zakończ) (**rysunek 24**). Instalacja zostanie zakończona.



Rysunek 23. Jako część instalacji SpinAsm, będziesz musiał również zainstalować sterowniki SpinAsm, co będzie wymagało kliknięcia w kilku dodatkowych oknach dialogowych dostępu



Rysunek 24. Po zainstalowaniu samego SpinASM uruchomi się instalator sterowników. Kliknij „Next", aby zakończyć instalację

Instalacja oprogramowania programatora PICkit-3

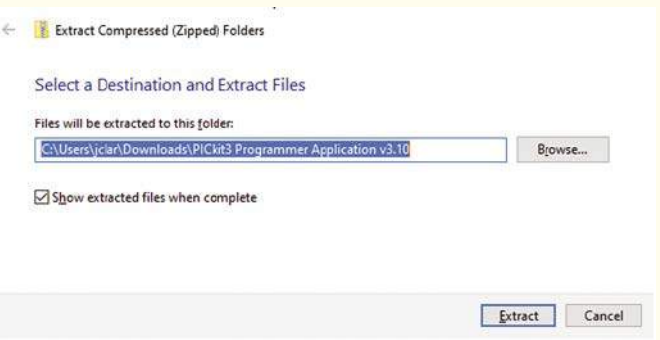
Plik zip z oprogramowaniem (link znajduje się w sekcji „Emulator programatora PICkit-2" w głównej części tego artykułu) jest w skompresowanym formacie archiwum. Otwórz plik i wybierz opcję „extract all" (wypakuj wszystko), akceptując domyślny folder („C:\Users\<nazwa użytkownika>\Downloads\PICkit3 Programmer Application v3.10"), jak pokazano na **rysunku 25**.

Jeśli chcesz, możesz zmienić domyślną ścieżkę wyodrębniania; nie ma to znaczenia, ponieważ po zakończeniu instalacji możesz całkowicie usunąć folder.

Po zaznaczeniu pola na dole „Show extracted files when complete" (Pokaż wyodrębnione pliki po zakończeniu) folder powinien pojawić się zaraz po zakończeniu procesu wyodrębniania. Gdy to nastąpi, uruchom plik wykonywalny instalacji. Użyj domyślnych ustawień i lokalizacji plików i zaakceptuj warunki licencji.

Instalator zapyta o pozwolenie na instalację oprogramowania. Po kliknięciu przycisku „Yes" rozpocznie się instalacja. Po zakończeniu zamknij instalator.

Aby zaoszczędzić miejsce na dysku i zmniejszyć bałagan, po zakończeniu instalacji można usunąć wyodrębniony folder instalacyjny, ponieważ pliki zostaną skopiowane do innego miejsca w systemie.

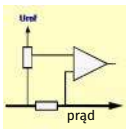


Rysunek 25. Po zainstalowaniu możesz kliknąć przycisk „Finish" (Zakończ) i uruchomić oprogramowanie

eprasa.pl a1aeb00a11



Ogranicznik prądu akumulatora



Za pomocą tego obwodu można ograniczyć prąd, jaki dostarcza akumulator 12 V lub 24 V, do bezpiecznej wartości. Jeśli zasilasz obwody eksperymentalne z akumulatora, jest to niezbędny element bezpieczeństwa!

Pomysł na taki obwód zrodził się, gdy zobaczyliśmy na YouTube film, w którym dumny ojciec pokazuje, jak jego syn bawi się niewielkim silnikiem 12 V. Aby zapewnić bezpieczeństwo i wykluczyć napięcia niebezpieczne ojciec zadbał o akumulator 12 V jako źródło zasilania, aby jego syn nigdy miał kontaktu z niebezpiecznym napięciem sieciowym.

Wydaje się to dosyć bezpiecznym rozwiązaniem, ale tak nie jest. Co się stanie, jeśli syn spowoduje zwarcie akumulatora podczas eksperymentów? Akumulator ma bardzo niski opór wewnętrzny, w wyniku czego przewody rozgrzeją się i zapalą po kilku sekundach. Takiej katastrofie można łatwo zapobiec, instalując zwykły bezpiecznik na dodatnim zacisku akumulatora. Ale ciągła wymiana bezpieczników nie jest zbyt wygodna.

Zaprezentowany obwód podłącza się do wyjścia akumulatora 12 V lub 24 V. Za pomocą potencjometru ustawiamy maksymalny prąd, jaki akumulator może dostarczyć (maksymalna wartość wynosi 2 A). Maksymalną wartość prądu można łatwo zmienić, aby była odpowiednia do różnych zastosowań. Dzięki temu całkowicie niemożliwe jest wystąpienie niebezpiecznych sytuacji, nawet jeśli na wyjściu obwodu wystąpi zwarcie.

Obwód wyposażony jest także w zieloną i czerwoną diodę LED. Pierwsza świeci, gdy pobierany prąd jest mniejszy od ustawionej wartości, druga świeci, gdy działa ogranicznik prądu.

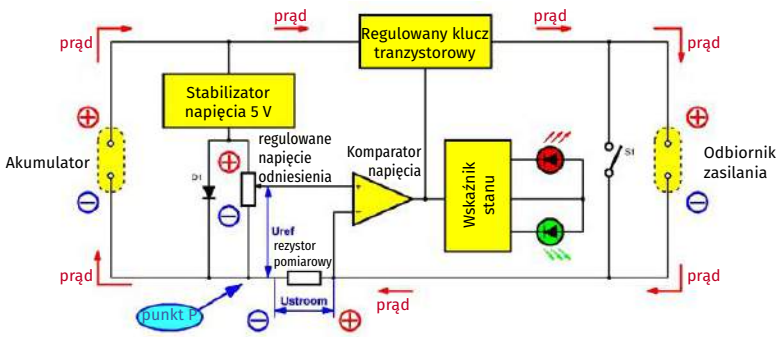
Zasada działania ogranika prądu

Ogólną zasadę działania ograniczenia prądowego pokazano na **rysunku 1**. Kluczowa część to obwód zamiany wartości płynącego prądu na napięcie wprost proporcjonalne do prądu. Nie jest to skomplikowane, wystarczy przepuścić prąd przez mały rezystor (tzw. rezystor pomiarowy, bocznik) i na tej części wytworzy się napięcie, które zgodnie z prawem Ohma wynosi:

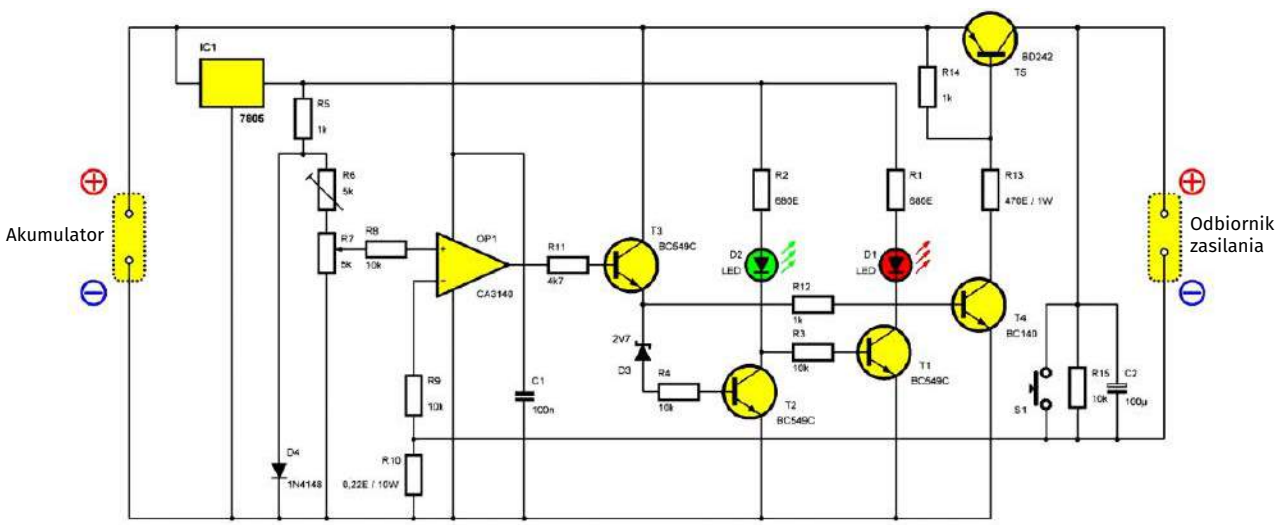
$$U = R \times I$$

Jeśli wartość rezystancji pozostaje stała (co nie jest tak oczywiste ze względu na wpływ temperatury), wówczas wartość napięcia będzie wprost proporcjonalna do prądu. Jeśli rezystancja wynosi 1 Ω, wówczas prąd o natężeniu 1 A wygeneruje napięcie 1 V, a prąd 2 A wygeneruje napięcie 2 V.

To napięcie na rezystorze pomiarowym Ur jest następnie porównywane we wzmacniaczu operacyjnym ze stabilnym napięciem odniesienia Uref. Jeśli Ur jest mniejszy niż ta wartość odniesienia, wzmacniacz operacyjny steruje regulowanym kluczem (oczywiście skonstruowanym elektronicznie), który powoduje, że napięcie wyjściowe jest równe napięciu wejściowemu.



Rysunek 1. Zasada działania obwodu ograniczenia prądowego (Jos Verstraten)



Rysunek 2. Pełny schemat układu ogranicznika prądowego (Jos Verstraten)

eprasa.pl a1aeb00a11

Jeśli jednak Ur miałoby być większe niż napięcie referencyjne Uref, wzmacniacz operacyjny op-am zwiększy wartość rezystancji klucza elektronicznego, powodując włączenie większej rezystancji do obwodu zasilania i powodując spadek zarówno napięcia wyjściowego, jak i prądu.

System korzysta z informacji zwrotnej, która gwarantuje, że Ur nigdy nie przekroczy Uref. Jeżeli obwód podłączony do zasilacza wymaga większej ilości prądu, wartość rezystancji klucza elektronicznego będzie automatycznie zwiększana do momentu, aż prąd będzie nadal ograniczony do wartości ustawionej pośrednio potencjometrem. Pośrednio, bo tym potencjometrem ustawiasz napięcie, które porównuje się z drugim napięciem Uref, które jest proporcjonalne do prądu. Wraz ze wzrostem wartości rezystancji elektronicznej napięcie wyjściowe zasilacza w naturalny sposób maleje.

Uważaj na połączenia uziemiające!

Jak wynika z rysunku 1, punktem odniesienia dla porównania obu napięć jest biegun ujemny akumulatora (punkt P). Czujnik prądu znajduje się pomiędzy tym zaciskiem, a ujemnym wyjściem obwodu. Ten ostatni punkt staje się teraz nową masą zasilacza. Będzie zatem jasne, że nie jest możliwe połączenie ujemnego zacisku akumulatora z masą. Wtedy następuje zwarcie rezystora czujnika i układ nie działa. Dlatego dwa bieguny akumulatora mogą być podłączone tylko do dwóch zacisków wejściowych płytki drukowanej!

Praktyczny obwód

Pełny schemat ogranicznika prądu pokazano na **rysunku 2**. R7 to potencjometr pozwalający na ustawienie maksymalnego prądu i tym samym generujący napięcie odniesienia Uref. To napięcie odniesienia jest tworzone w dwóch etapach. Najpierw z napięcia wyjściowego akumulatora (12 V lub 24 V) uzyskiwane jest stabilne napięcie 5 V za pomocą zintegrowanego regulatora napięcia IC1. Następnie dioda D4 jest zasilana prądem stałym poprzez rezystor R5. Pomijając wpływ temperatury, można powiedzieć, że napięcie na tej diodzie pozostaje bardzo stabilne i wynosi około 0,65 V we wszystkich warunkach wejściowych.

Jednak rezystor pomiarowy prądu R10 ma wartość 0,22 Ω. Maksymalny prąd 2 A generuje na tym elemencie napięcie 0,44 V. Konieczne jest zmniejszenie do tej wartości napięcia na diodzie odniesienia (0,65 V). Stąd szeregowo podłączony potencjometr regulacyjny R6. Za pomocą tego elementu można ustawić napięcie odniesienia na R7 dokładnie na 0,44 V.

Obydwa napięcia są porównywane przy użyciu wzmacniacza operacyjnego IC2. Nie jest łatwo przetworzyć dwa stosunkowo małe napięcia, bliskie poziomu masy, za pomocą wzmacniacza operacyjnego. Na przykład wzmacniacz 741 byłby całkowicie bezużyteczny! Na szczęście CA3140 radzi sobie z tym zadaniem bez żadnych problemów. Jednak ten układ scalony ma bardzo szerokie pasmo i powoduje sporo problemów z oscylacjami. Stąd kondensator C1, który oddziela napięcie zasilania i utrzymuje obwód pod kontrolą.

Regulowany klucz tranzystorowy nie składa się, jak zwykle z wtórnika emiterowego. Na takim obwodzie zawsze spada co najmniej 0,7 V, a ten spadek napięcia generuje sporo ciepła – zupełnie bez sensu. Na przewodzącym tranzystorze PNP, podłączonym tak, jak na rysunku 2, spadek napięcia wynosi tylko około 50 mV, dlatego takie rozwiązanie jest zdecydowanie preferowane. Tranzystor mocy BD242 (T5) jest sterowany z układdu Darlingtona (kaskadowe połączenie T3 i T4). Jeśli te tranzystory zostaną włączone przez wzmacniacz operacyjny, przez BD242 popłynie duży prąd bazowy (ograniczony jedynie przez mały rezystor R13). Tranzystor T5 jest sterowany w pełnym nasyceniu, a na kolektorze mierzy się napięcie prawie równe napięciu na emiterze, nawet jeśli prąd kolektora się zmienia.

Taka sytuacja występuje, jeśli napięcie generowane przez prąd obciążenia na R10 jest mniejsze niż ustawione napięcie odniesienia. Nieodwracające wejście wzmacniacza operacyjnego jest wówczas dodatnie w stosunku do wejścia odwracającego, napięcie wyjściowe obwodu jest w przybliżeniu równe napięciu akumulatora, a tranzystory są w stanie przewodzenia.

Jeśli prąd stanie się tak duży, że napięcie na R10 stanie się większe niż ustawiona wartość odniesienia, wówczas napięcie na wejściu odwracającym stanie się większe niż na wejściu nieodwracającym. Napięcie wyjściowe wzmacniacza operacyjnego spadnie, trzy tranzystory będą słabiej wysterowane. Tranzystor szeregowy T5 wyjdzie ze stanu nasycenia i zacznie słabiej przewodzić. Można to zinterpretować jako elektroniczne utworzenie rezystancji w obwodzie zasilania. Napięcie wyjściowe spadnie, prąd obciążenia spadnie, aż napięcie na czujniku prądu zrówna się z napięciem odniesienia.

Obwód sygnalizacji

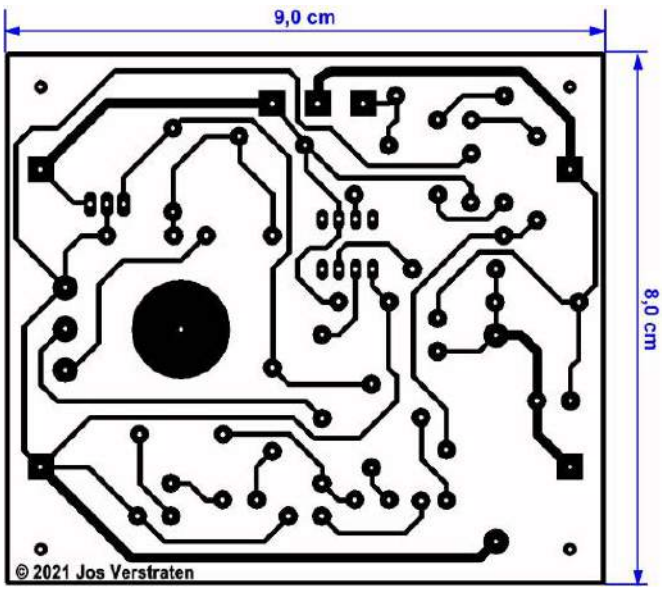
Napięcie na emiterze T3 służy do sterowania dwiema diodami LED. Jeśli ograniczenie prądu nie działa, w tym miejscu występuje dość duże napięcie dodatnie. Steruje ono tranzystorem T2 poprzez diodę Zenera D4 i rezystor R4 i świeci się zielona dioda LED. Jeśli jednak włączone zostanie ograniczenie prądu, napięcie na emiterze T3 spadnie. Tranzystor T2 zacznie słabiej przewodzić, napięcie kolektora wzrośnie, a T1 zacznie przewodzić. Czerwona dioda LED zaczynie wtedy świecić.

W przypadku całkowitego zwarcia zasilania lub w przypadku silnego ograniczenia napięcie na emiterze T3 jest tak niskie, że dioda Zenera D4 zostaje odcięta i T2 nie będzie przewodził. Zielona dioda LED zagaśnie wówczas całkowicie, a czerwona dioda LED zaświeci się z pełną jasnością.

Dlatego dwie diody elektroluminescencyjne nie zapewniają jasnego wskazania funkcji obwodu. Istnieje obszar przejściowy, w którym świecą obie. Można jednak powiedzieć, że ograniczenie prądu zaczyna obowiązywać w momencie, gdy zaczyna świecić czerwona dioda LED.

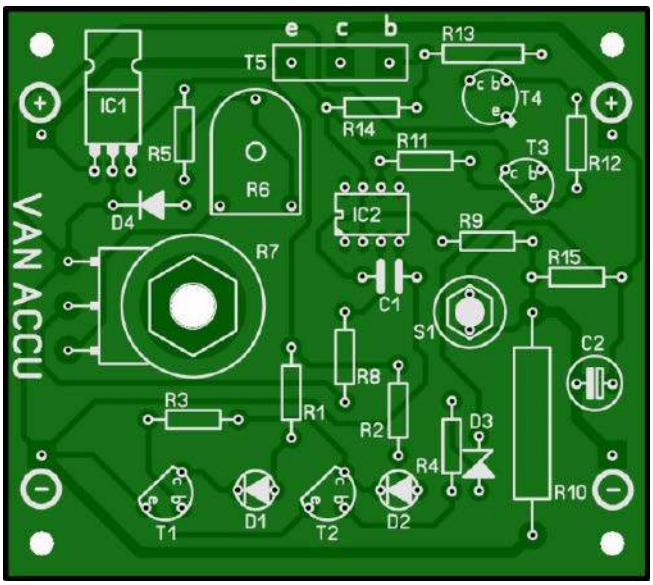
Budowa obwodu

Gotowy schemat płytki PCB został pokazany na **rysunkach 3 i 4**. Montaż nie powinien powodować żadnych problemów. Aby zamontować potencjometr, należy wywiercić otwór w dużej miedzianej wysepce,



Rysunek 3. Schemat mozaiki ścieżek płytki drukowanej (Jos Verstraten)

eprasa.pl a1aeb00a11



Rysunek 4. Schemat montażowy płytki drukowanej (Jos Verstraten)

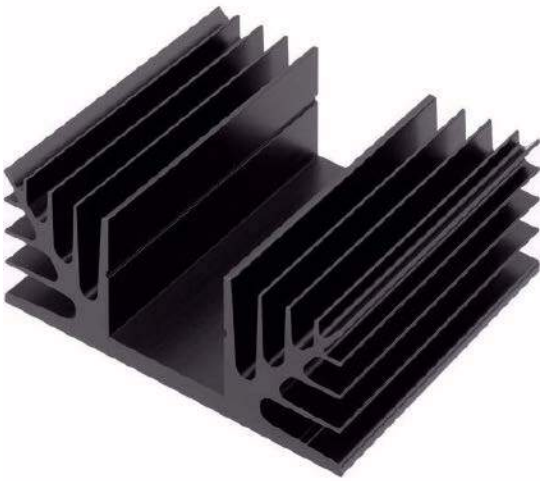
w której zmieści się oś potencjometru. Następnie należy przymocować potencjometr do miedzianej strony płytki drukowanej i dokręcić dostarczoną nakrętką. Można teraz podłączyć trzy końcówki lutownicze potencjometru do trzech pól na płytce drukowanej za pomocą trzech krótkich przewodów.

Jako R10 trzeba zastosować rezystor drutowy o mocy 10 W. Nie dlatego, że w tej części wydziela się tak dużo mocy (0,44 V×2 A=0,88 W), ale dlatego, że ten element nie może się zbytnio nagrzewać. Ze względu na współczynnik temperaturowy wartość rezystancji będzie się wahać w dość dość szerokim zakresie (jak na potrzeby naszej aplikacji) w wyniku czego prąd nie pozostanie stały podczas działania ograniczenia.

Jako IC1 użyto układu 7805, ponieważ ta część stanowi część „minimalnego standardowego asortymentu" każdego inżyniera – elektronika. W tym przypadku można oczywiście zastosować również 78M05 lub nawet 78L05, gdyż nie ma wymagań co do obciążalności prądowej tej części. Przełącznik przyciskowy S1 można przylutować bezpośrednio do płytki drukowanej. Musi to być typ, który wytrzyma 2 A!

Montaż tranzystora T5

Płytka drukowana pasuje do radiatora typu CTX08/75 firmy Thermal Solutions zaprezentowanego na **rysunku 5**. Należy wywiercić cztery otwory w rogach podstawy i zamontować płytkę PCB



Rysunek 5. Radiator typu CTX08/75

na profilu za pomocą dystansów o długości 15 mm. Tranzystor T5 jest przykręcony do płaszczyzny radiatora. Następnie można wygiąć jego wyprowadzenia na zewnątrz i przylutować je do miedzianej strony płytki drukowanej. Tworzy to bardzo zwartą całość, do której z jednej strony podłącza się przewody akumulatora, a z drugiej obciążenie.

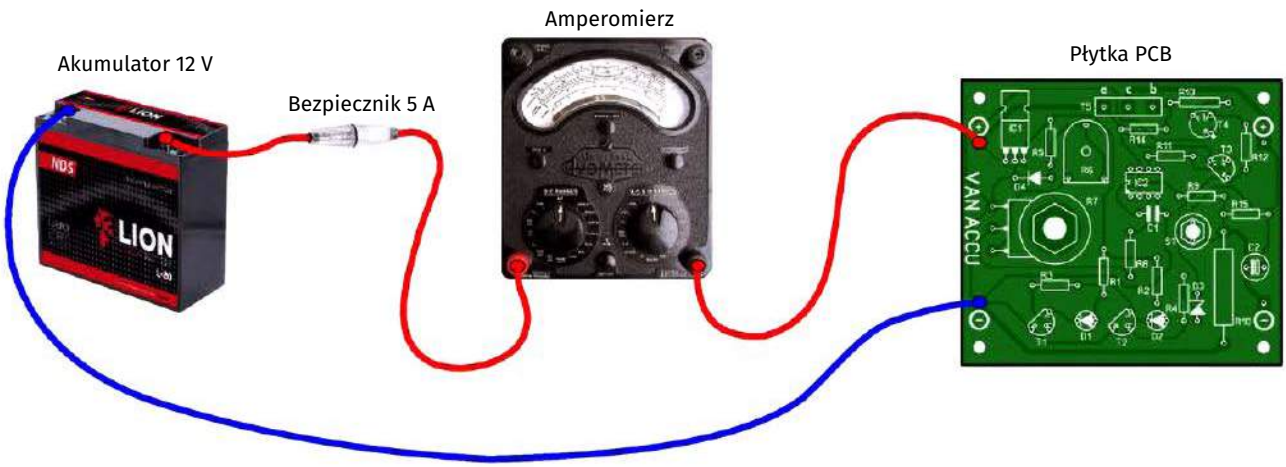
Regulacja obwodu

Schemat regulacji obwodu pokazano na **rysunku 6**. Podłącz ujemny biegun akumulatora bezpośrednio do ujemnego wejścia płytki drukowanej. Pomiędzy dodatnim biegunem akumulatora, a dodatnim wejściem płytki drukowanej zainstaluj bezpiecznik 5 A i multimetr, włączony na zakres prądu. Miernik ten musi mierzyć co najmniej 2 A prądu stałego. Bezpiecznik jest na tym etapie absolutnie niezbędny dla Twojego bezpieczeństwa. Załóżmy, że obwód nie działa i naciśniesz przycisk, a z akumulatora może popłynąć zbyt duży prąd.

Należy tera ustawić potencjometr R7 w skrajnym położeniu. Teraz naciśnij przycisk S1. Wyjście płytki PCB jest zwarte i można teraz ustawić maksymalny prąd na 2 A. Obracaj więc potencjometr regulacyjny R6, aż miernik wskaże prąd 2 A. Kręcąc potencjometrem R7 powinieneś móc ustawić prąd pomiędzy tą wartością maksymalną, a prawie zerem.

Płytka drukowana została teraz wyregulowana i można wyjąć bezpiecznik i multimetr. Od tego momentu można podłączyć akumulator bezpośrednio do wejść płytki PCB i podłączyć obwód eksperymentalny do wyjścia płytki PCB. ■

Jos Verstraten



Rysunek 6. Obwód do testowania i wyregulowania ogranicznika prądowego (Jos Verstraten)

eprasa.pl a1aeb00a11

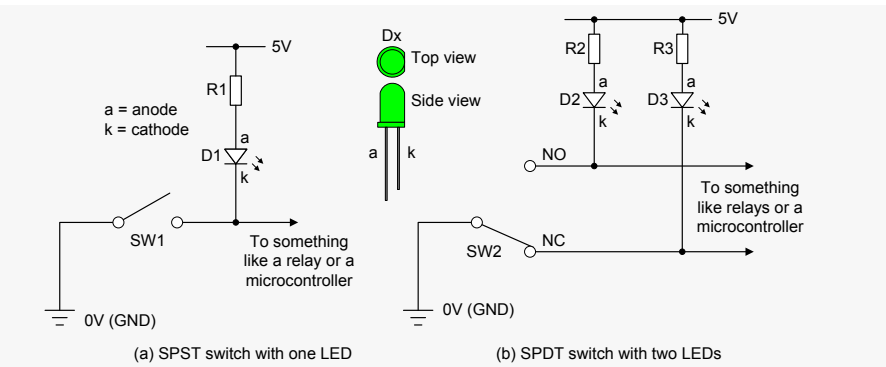
Migające diody LED i śliniący się inżynierowie, część 3

Problem z takimi rzeczami jak przełączniki i diody LED polega na tym, że zawsze jest coś więcej, czym można się zająć.

Na przykład w pierwszym odcinku tego cyklu (EdW 10/2023) zaczęliśmy od przyjrzenia się jednobiegunowemu przełącznikowi SPST (Single-Pole, Single-Throw) bezpośrednio sterującemu pojedynczą jednokolorową diodą LED (**rysunek 1a**). W tym przypadku wyniki były dość oczywiste: przełącznik jest włączony (zamknięty), dioda LED jest włączona; przełącznik jest wyłączony (otwarty), dioda LED jest wyłączona. Jedną z możliwości, której nie wzięliśmy pod uwagę, było użycie jednobiegunowego przełącznika dwuprzerwowego (SPDT – Single-Pole, Double Throw) do bezpośredniego sterowania dwoma jednokolorowymi diodami LED (**rysunek 1b**).

Następnym krokiem było użycie przełącznika SPST do sterowania wejściem mikrokontrolera (MCU) i użycie jednego z wyjść MCU do sterowania naszą pojedynczą jednokolorową diodą LED (**rysunek 2a**). Później, w drugim odcinku tego cyklu (EdW 11/2023), użyliśmy naszego MCU do pobrania sygnału z przełącznika SPST i wykorzystania go do sterowania parą jednokolorowych diod LED (**rysunek 2b**).

Wspaniałą rzeczą w korzystaniu z MCU jest to, że nie potrzebujemy przełącznika SPDT wraz z dwoma pinami wejściowymi na naszym mikrokontrolerze, aby sterować naszymi dwiema diodami LED. MCU może użyć jednego pinu do określenia stanu przełącznika SPST i użyć tej informacji do sterowania diodami LED. (Prawdopodobnie nie trzeba dodawać – ale i tak to powiem – że zawsze możemy użyć przełącznika SPDT w roli przełącznika SPST, po prostu ignorując jeden z jego normalnie zamkniętych (NC) lub normalnie otwartych (NO) styków).

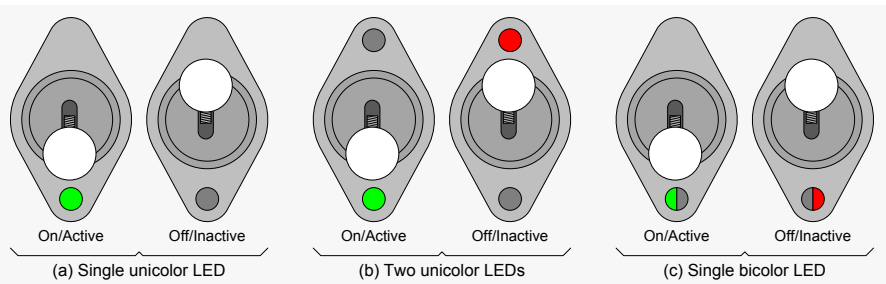


Rysunek 1. Przełączniki SPST i SPDT bezpośrednio sterujące diodami LED

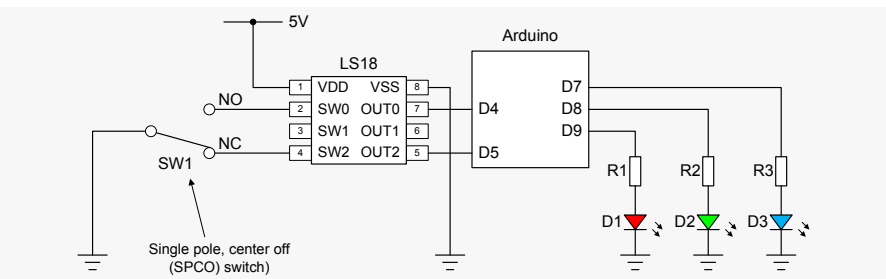
Ojej! Trzy stany!

Jak wspomniałem w jednym z moich artykułów na temat terminologii przełączników elektrycznych (https://bit.ly/30ZpToT), możliwe jest również uzyskanie przełączników jednobiegunowych, centralnie wyłączonych (SPCO), które są również znane jako przełączniki jednobiegunowe, przełączne. Są to przełączniki dźwigniowe lub kołyskowe, które wyglądają jak przełączniki SPDT – w tym ich symbole schematyczne – z wyjątkiem tego, że mają trzy pozycje dla siłownika (dźwignia lub kołyska). Jeśli myślimy o przełączniku SPST jako działającym w sposób On-Off, to możemy uznać przełącznik SPDT za wykonujący operację On-On, podczas gdy przełącznik SPCO zachowuje się w sposób On-Off-On.

Czysto dla celów dyskusji załóżmy, że mamy styki NC i NO przełącznika SPCO podłączone do dwóch wejść MCU i że używamy MCU do sterowania trzema diodami LED (**rysunek 3**). Zauważ, że w tym konkretnym przykładzie

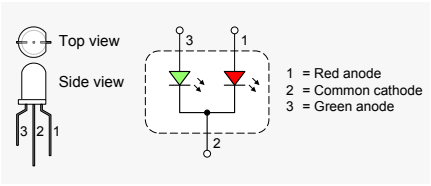


Rysunek 2. Przełącznik SPST sterujący jedną jednokolorową diodą LED, dwiema jednokolorowymi diodami LED i jedną dwukolorową diodą LED



Rysunek 3. Użycie przełącznika SPCO i MCU do sterowania trzema diodami LED

eprasa.pl a1aeb00a11



Rysunek 4. Dwukolorowa dioda LED z trzema zaciskami (wspólna katoda)

nie musimy używać rezystorów podciągających na stykach NC i NO przełącznika, ponieważ są one obecne w układzie scalonym LS18, którego używamy do debouncingu (omówiliśmy ten układ scalony, który pochodzi z LogiSwitch.net, w PE March 2020).

Chodzi o to, że jeśli przełącznik zostanie przełączony w jedną stronę, zacisk NC (a tym samym pin D5 na MCU) zostanie podłączony do 0 V, podczas gdy zacisk NO (a tym samym pin D4 na MCU) zostanie podciągnięty do 5 V. Dla porównania, jeśli przełącznik zostanie przełączony w drugą stronę, zacisk NO zostanie podłączony do 0 V, podczas gdy zacisk NC zostanie podciągnięty do 5 V. Wreszcie, jeśli przełącznik znajduje się w pozycji środkowej, zarówno zacisk NC, jak i NO zostaną podciągnięte do 5 V. Nasz program MCU może wykorzystać te informacje do określenia, w którym z trzech stanów znajduje się przełącznik i odpowiednio zapalić jedną z trzech diod LED.

Ale co, jeśli mamy tylko jedną jednokolorową diodę LED, jak pokazano na rysunku 2a, ale używamy przełącznika SPCO? Jeśli odniesiemy się do trzech stanów naszego przełącznika jako „góra", „środek" i „dół", to jedna z możliwości będzie następująca (gdzie „długi" może wynosić 800 ms, „krótki" może wynosić 200 ms, a „cykle" oznaczają, że powtarzamy czynności w kółko):

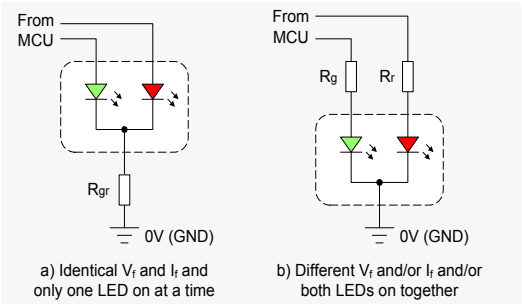
Przełącznik → W górę: Dioda LED włącza się na krótko i wyłącza na długo;
Przełącznik→ Środek: Dioda LED jest wyłączona;
Przełącznik → W dół: Dioda LED włącza się na długo i wyłącza na krótko.

Inną możliwością dla pozycji środkowej byłoby „oddychanie" diody LED (tj. wielokrotne wygaszanie i rozświetlanie).

A co jeśli mamy dwie jednokolorowe diody LED o nazwach GLED (zielona) i RLED (czerwona), jak pokazano na **rysunku 2b**, ale używane w połączeniu z przełącznikiem SPCO? W tym przypadku moglibyśmy zaimplementować coś takiego jak poniżej:

Przełącznik → w górę: GLED → Wył.; RLED → Wł.
Przełącznik → Środek: GLED → Wyłączone; RLED → Wyłączone
Przełącznik → w dół: GLED → włączony; RLED → wyłączony

Inną możliwością dla pozycji środkowej byłoby, aby obie diody LED „oddychały", lub być może, aby obie migały okresowo (powiedzmy włączając się na 100 ms raz na sekundę).



Rysunek 6. Użycie dwukolorowej diody LED z przełącznikiem SPCO i dwoma kolorami dla pozycji środkowej

Chcemy więcej!

Teraz usiądź, weź głęboki oddech i postaraj się okiełznać swój naturalny entuzjazm, ponieważ za chwilę użyjemy dwukolorowych LED. Istnieje wiele różnych typów dwukolorowych diod LED. Pierwszym komponentem, którym będziemy się bawić, zawierającym czerwone i zielone diody LED, jest element o numerze 160-1939-ND z Digikey.com (https://bit.ly/2uPq8Hh). Ten mały łobuz ma trzy piny: czerwoną anodę, zieloną anodę i wspólną katodę (**rysunek 4**). Dostępne są inne kombinacje kolorów, podobnie jak konfiguracje z jedną anodą i dwiema katodami.

Patrząc na arkusz danych tego małego szkraba (https://bit.ly/2TvpEhW), widzimy, że prąd przewodzenia (If) wynosi 30 mA dla obu diod. Tymczasem spadek napięcia przewodzenia (Vf) wynosi 2,0 V dla czerwonej diody i 2,1 V dla zielonej diody. Załóżmy, że oba wynoszą 2,0 V, co jest wystarczającym przybliżeniem.

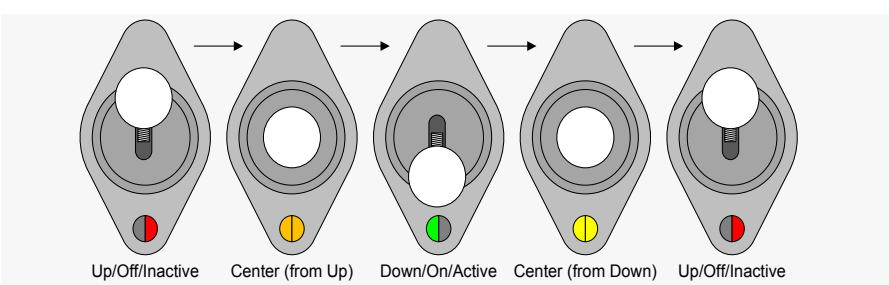
W tym momencie mamy wybór. Jeśli oba spadki napięcia przewodzenia są takie same i oba prądy przewodzenia są takie same, i jeśli zamierzamy mieć włączoną tylko jedną diodę na raz, to możemy sobie poradzić z pojedynczym rezystorem ograniczającym prąd, jak pokazano na **rysunku 5a**. Korzystając z prawa Ohma (V = I×R) i pamiętając, że zakładamy zasilanie 5 V, spadek napięcia przewodzenia 2 V i prąd przewodzenia 30 mA (0,03 A), Rgr=(5–2)/0,03=100 Ω.

Zapewne zakładasz, że nie spróbuję włączyć obu diod LED w tym samym czasie, aby zobaczyć, jak wygląda wynikowy żółty kolor? Jeśli tak, to mnie nie doceniłeś. Ale to oznacza, że musimy zmodyfikować nasz obwód. Mimo że zarówno spadki napięcia przewodzenia, jak i prądy przewodzenia są takie same, fakt, że od czasu do czasu chcemy, aby obie diody LED świeciły w tym samym czasie, oznacza, że każda dioda LED będzie wymagała własnego rezystora ograniczającego prąd, jak pokazano na **rysunku 5b**. W tym konkretnym przykładzie oba rezystory będą miały tę samą wartość, ale musielibyśmy określić wartości indywidualnie, gdyby spadki napięcia przewodzenia i/lub wartości prądu przewodzenia były różne dla diod LED.

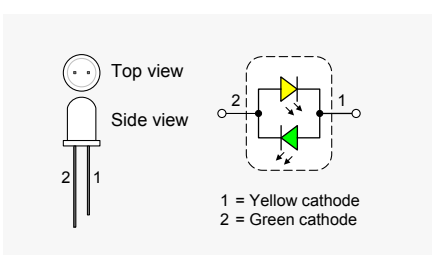
Dla żartów (i dlatego, że właśnie wykopałem jeden z moich skarbów z odzyskanych części) załóżmy, że mamy przełącznik SPCO i MCU kontrolujący pojedynczą dwukolorową diodę LED. Jedna z możliwości byłaby następująca:

Przełącznik → w górę: GLED → wyłączony; RLED → włączony (czerwony)
Przełącznik → Środek: GLED → Wł.; RLED → Wł. (żółty)
Przełącznik → w dół: GLED → włączony; RLED → wyłączony (zielony)

W rzeczywistości, zmieniając względną intensywność czerwonych i zielonych diod LED, powinniśmy być w stanie uzyskać co najmniej cztery kolory: czerwony, zielony, żółty i pomarańczowy. Szczerze mówiąc, używając techniki



Rysunek 5. Alternatywne konfiguracje rezystorów ograniczających prąd dwukolorowych diod LED



Rysunek 7. Dwukolorowa dioda LED z dwiema końcówkami

eprasa.pl a1aeb00a11

modulacji szerokości impulsu (PWM), którą omówiliśmy we wcześniejszym odcinku, założyłbym, że wartości czerwony = 255 i zielony = 255 dałyby kolor żółty, podczas gdy czerwony = 255 i zielony = 128 dałyby kolor pomarańczowy. W rzeczywistości jednak musiałem trochę pokombinować z wartościami, aby uzyskać kolor zbliżony do pomarańczowego i żółtego, których szukałem.

Chodzi o to, że jeśli mamy cztery kolory, to możemy uczynić rzeczy jeszcze bardziej eleganckimi w następujący sposób (**rysunek 6**):

Przełącznik → W górę: Diody LED → Czerwony

Przełącznik → W dół: Diody LED → Zielony

Przełącznik był w górę (czerwony) → Środek: Diody LED → Pomarańczowy

Przełącznik był wyłączony (zielony) → Środek: LED → Żółty

Jeśli chcesz, możesz pobrać szkic (*CB-LED-Pt3-May20.txt*) dla tego scenariusza, aby zobaczyć, jak go zaimplementowałem (PE z maja 2020 roku). Ponadto przygotowałem krótki film, aby pokazać to wszystko w akcji (https://bit.ly/2vV7oXk).

Jeśli chcielibyśmy jeszcze bardziej urozmaicić rozgrywkę (a dlaczego mielibyśmy tego nie zrobić?), moglibyśmy zaimplementować efekt oddychania dla żółtych i pomarańczowych pozycji środkowych.

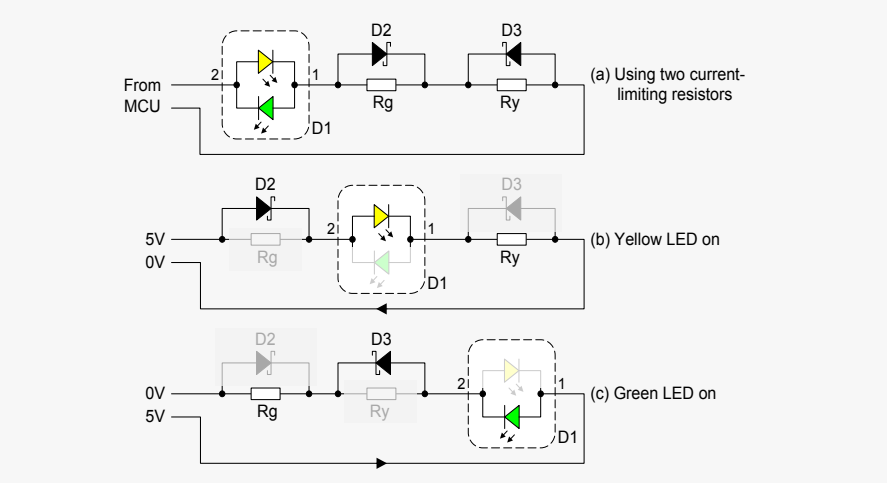
Załóżmy teraz, że mamy coś takiego jak na rysunku 2b, ale z dwiema dwukolorowymi diodami LED? A może zastanowisz się nad niektórymi możliwościami efektów świetlnych, których możesz użyć z przełącznikami SPST, SPDT i SPCO? Napisz do mnie i opisz co wymyśliłeś.

Co? Więcej?

Istnieje inny typ dwukolorowej diody LED, która ma tylko dwa piny. Dla celów niniejszej dyskusji, komponentem, którym będziemy się bawić, jest element o numerze 160-2245-ND z Digikey.com (https://bit.ly/38nFTmo). Ten mały komponent zawiera żółtą diodę LED i zieloną diodę LED (**rysunek 7**), ale dostępne są również inne kombinacje kolorów.

Patrząc na kartę katalogową tego maleństwa (https://bit.ly/3cyH7i3), widzimy, że będziemy mieli pewien problem. Z jednej strony, spadek napięcia przewodzenia (Vf) wynosi 2,1 V dla obu diod LED, a z drugiej strony, prąd przewodzenia (If) wynosi 20 mA dla żółtej diody LED i 30 mA dla zielonej diody LED.

Czyż to nie ironia losu? Kiedy pracowaliśmy z trójkońcówką dwukolorową diodą LED, wartości napięcia i prądu przewodzenia były takie same dla obu diod LED, co oznacza, że mogliśmy sobie poradzić z pojedynczym



Rysunek 8. Użycie dwóch diod Schottky'ego 1N5817 równolegle z dwoma rezystorami ograniczającymi prąd

rezystorem, o ile nie oświetlaliśmy obu diod LED w tym samym czasie. W przypadku naszej dwukolorowej diody LED z dwiema końcówkami, w danym momencie może świecić tylko jedna z diod LED, ale – ponieważ prądy przewodzenia są różne – potrzebujemy innego rezystora ograniczającego prąd dla każdej diody LED. Problem polega na tym, że możemy mieć tylko jeden rezystor ograniczający prąd (nie ma znaczenia, po której stronie dwukolorowego elementu rezystor jest podłączony), to jak sobie poradzimy?

W tym miejscu zakasujemy rękawy i ujawniamy, jak przebiegli potrafimy być (zamykamy drzwi i zasuwamy zasłony, ponieważ nie chcemy, aby wszyscy poznali nasze sekrety). Zamierzamy użyć dwóch rezystorów ograniczających prąd, każdy równolegle z diodą Schottky'ego 1N5817, jak pokazano na **rysunku 8a**.

W rzeczywistości moglibyśmy użyć dowolnej diody ogólnego przeznaczenia, takiej jak 1N4001. Głównym powodem zastosowania tych diod Schottky'ego jest ich niski spadek napięcia przewodzenia, który zgodnie z arkuszem danych (https://bit.ly/32QgRLA) wyniesie 0,32 V.

Może to zająć trochę czasu, ale zrobimy to krok po kroku. Pamiętaj, że używamy Arduino Uno jako naszego MCU, co oznacza, że jego wyjścia cyfrowe przełączają się między 0 V a 5 V. Zamierzamy wykorzystać dwa z naszych wyjść cyfrowych do sterowania naszą dwukolorową diodą LED. Jeśli ustawimy wyjście MCU podłączone do pinu 2 dwukolorowej diody LED na stan WYSOKI (5 V), a drugie wyjście MCU na stan NISKI (0 V), wówczas żółta dioda LED będzie polaryzowana do przodu i włączy się, podczas gdy zielona dioda LED będzie polaryzowana odwrotnie i wyłączy się (**rysunek 8b**). Ponadto dioda Schottky'ego D2 będzie polaryzowana do przodu, co oznacza, że włączy się, tym samym zwierając rezystor Rg, co oznacza, że obwód działa tak, jakby Rg nie istniał. W tym czasie dioda Schottky'ego D3 będzie polaryzowana wstecznie, co oznacza, że zostanie wyłączona, co oznacza, że obwód będzie działał tak, jakby D3 nie istniała.

Pamiętając, że Vf żółtej diody wynosi 2,1 V, Vf diody Schottky'ego D2 wynosi 0,32 V, a If żółtej diody wynosi 20 mA (0,02 A), to używając V=IR, Ry=(5–2,1–0,32)/0,02=129 Ω. Ponieważ najbliższy rezystor szeregowy E24 wynosi 130 Ω, mamy rozwiązanie z bardzo dobrym przybliżeniem.

Dla porównania, jeśli ustawimy wyjście MCU podłączone do pinu 2 dwukolorowej diody LED na LOW (0 V), a drugie wyjście MCU na HIGH (5 V), wówczas zielona dioda LED będzie polaryzowana do przodu i włączy się, podczas gdy żółta dioda LED będzie polaryzowana odwrotnie i wyłączy się (**rysunek 8c**). Ponadto dioda Schottky'ego D3 będzie polaryzowana do przodu, co oznacza, że włączy się, tym samym zwierając rezystor Ry, co oznacza, że obwód działa tak, jakby Ry nie istniał. W międzyczasie dioda Schottky'ego D2 będzie polaryzowana wstecznie, co oznacza, że zostanie wyłączona, co oznacza, że obwód będzie działał tak, jakby D2 nie istniała.

Pamiętając, że Vf zielonej diody wynosi 2,1 V, Vf diody Schottky'ego D3 wynosi 0,32 V, a If zielonej diody wynosi 30 mA (0,03 A), to używając V=IR, Rg=(5–2,1–0,32)/0,03=86 Ω. W tym przypadku najbliższy rezystor szeregowy E24 wynosi 82Ω, co jest wystarczająco dobrym przybliżeniem.

Co ty na to? „Dlaczego trzy wcielenia obwodu na rysunku 8 różnią się od siebie?". Właściwie to tylko mieszam ci w głowie. Ponieważ jest to obwód szeregowy

eprasa.pl a1aeb00a11

(jeśli uznamy każdą kombinację oporników i diod Schottky'ego za element szeregowy), to jeśli chodzi o polaryzację do przodu / do tyłu diod Schottky'ego lub włączanie i wyłączanie żółtych i zielonych diod LED, wszystkie te obwody są funkcjonalnie równoważne. Jedynym powodem, dla którego narysowałem je tutaj na różne sposoby, było podkreślenie tego faktu.

Co się stanie, jeśli szybko przełączymy się między tymi dwoma kolorami? Gdyby była to czerwono-zielona dioda dwukolorowa, spodziewałbym się zobaczyć kolor żółty. Ponieważ mam tylko żółto-zieloną diodę dwukolorową, nie mam pojęcia, ale nie mogę się doczekać, aby się dowiedzieć, kiedy będę miał wolną chwilę, po czym stworzę film i udostępnię kod do pobrania w następnym odcinku tego cyklu.

Następnym razem

W następnym odcinku zaczniemy rozważać trójkolorowe diody LED, które są bestiami kolorów.

Extra! – Niesamowity zegar z 7-segmentowym wyświetlaczem

Ponieważ obecnie zanurzamy się we wszystkich rzeczach związanych z diodami LED, pomyślałem, że podzielę się dość niesamowitym



Rysunek 9. Niesamowity zegar wykonany z wyświetlaczy 7-segmentowych

projektem zegara, na który natknąłem się na Hackaday.io (https://bit.ly/39ra4uC). To przepiękne urządzenie, stworzone przez członka Hackaday o pseudonimie Frugha, bazuje na skromnym 7-segmentowym wyświetlaczu LED.

Frugha użył 6 rzędów × 12 kolumn = 144 tych małych łobuzów do stworzenia matrycy wyświetlacza. Frugha użył również Arduino Nano, zegara czasu rzeczywistego (RTC) i 18 układów scalonych sterownika wyświetlacza 7-segmentowego MAX7219, aby zaimplementować urządzenie, które jest niesamowite pod każdym względem, jaki mogę sobie wyobrazić (**rysunek 9**).

Jest w tym wiele subtelności, takich jak sposób, w jaki Frugha używa poszczególnych segmentów do „wygładzania" krawędzi znaków. Również sposób, w jaki sąsiednie cyfry „dzielą" kolumnę, z prawym górnym rogiem jednej cyfry dzielącej kolumnę z lewym dolnym rogiem cyfry po jej prawej stronie. Mogę tylko powiedzieć, że uwielbiam tego małego łobuza (zegar, nie Frughę, chociaż jestem pewien, że jest on bardzo sympatyczną osobą).



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

Sprytne porady i sztuczki cyklu Ekscytacje Maxa dotyczące kodowania

Ponieważ udostępniam do pobrania szkice (programy) Arduino, które towarzyszą cyklowi Ekscytacje Maxa, pomyślałem, że dobrym pomysłem może być pokazanie racjonalnego stylu kodowania, którego używam.

W pierwszej części poświęconej kodowaniu (EdW 10/2023) rozmawialiśmy o przypadkach, spacjach, komentarzach, instrukcjach #define i dlaczego używanie „magicznych liczb" jest złym pomysłem. W drugim odcinku (EdW 11/2023) rozważaliśmy konwencje nazewnictwa dla naszych zmiennych i funkcji, stosowanie nawiasów klamrowych { } oraz stosowanie wcięć z czterema spacjami. Teraz zanurzmy się nieco głębiej w niektóre z bardziej drobiazgowych szczegółów.

Widzę cię!

Na potrzeby tej dyskusji rozważymy program zawarty w pojedynczym pliku. Termin „zakres" odnosi się do dostępności (widoczności) zmiennych w programie. Zmienna globalna (zmienna zadeklarowana poza jakąkolwiek funkcją) ma zakres globalny, ponieważ jest widoczna dla wszystkich funkcji w programie. Rozważmy następujące dwie deklaracje i inicjalizacje zmiennych globalnych:

```
int StartCountA = 0;
const int StartCountB = 0;
```

Obie te zmienne mogą być odczytane przez dowolną funkcję w programie, ale tylko *StartCountA* może zostać nadpisana nową wartością. Użycie słowa kluczowego const (constant) w deklaracji zmiennej *StartCountB* oznacza, że jej wartość nie może zostać zmieniona po jej pierwotnej inicjalizacji.

Dla porównania, zmienna lokalna (zmienna zadeklarowana wewnątrz funkcji) ma zakres tylko wewnątrz tej funkcji i nie jest widoczna dla żadnej innej funkcji w programie. Oznacza to, że możliwe jest zadeklarowanie zmiennych lokalnych o identycznych nazwach w wielu funkcjach, ale każda z tych zmiennych będzie widoczna tylko dla funkcji, w których zostały zadeklarowane.

Pamiętaj, że używamy konwencji notacji Camel Case odpowiednio dla naszych zmiennych globalnych i lokalnych. Początkujący programiści często ustawiają wszystkie swoje zmienne jako globalne, co nie jest problemem w małych programach, ale nie jest to dobry nawyk, ponieważ sprawia, że większe programy są trudne do zrozumienia i utrzymania.

Pętle for()

Podczas korzystania z pętli *for()* wielu programistów deklaruje zmienną sterującą jako zmienną lokalną. Powszechne jest również używanie liter *i* i *j* do nazywania tych zmiennych, gdzie *i* zazwyczaj oznacza „indeks", a j jest kolejną literą po i; na przykład:

eprasa.pl a1aeb00a11

```
int i, j; // Deklarowanie
zmiennych lokalnych
for (i = 0; i < MAX_ROW; i++)
{
  for (j = 0; j < MAX_COL; j++)
  {
    // Zrób coś pożytecznego
  }
}
```

Jest kilka rzeczy, które zrobiłbym tutaj inaczej. Po pierwsze, nie deklarowałbym *i* oraz *j* jako zmiennych lokalnych funkcji, ale zamiast tego zadeklarowałbym je jako część instrukcji *for()*, jak pokazano poniżej:

```
for (int i = 0; i < MAX_ROW; i++)
{
  for (int j = 0; j < MAX_COL; j++)
  {
    // Zrób coś pożytecznego
  }
}
```

Następnie, z biegiem lat zdałem sobie sprawę, że posiadanie jednoliterowych zmiennych może powodować więcej kłopotów niż są one warte, nie tylko dlatego, że w rzeczywistości nie dają one żadnych wskazówek co do tego, co robią. Obecnie uważam, że trzy litery to minimum. Ponadto, zakładając, że – w tym przykładzie – używamy obu naszych zmiennych do indeksowania wierszy i kolumn, napisałbym ten fragment kodu w następujący sposób:

```
for (int iRow = 0; iRow < MAX_
ROW; iRow++)
{
   for (int iCol = 0; iCol < MAX_
COL; iCol++)
  {
    // Zrób coś pożytecznego
  }
}
```

Gdy następnie używamy zmiennych *iRow* i *iCol* w treści naszych zagnieżdżonych pętli *for()* do implementacji jakiejś formy algorytmu, posiadanie znaczących nazw znacznie ułatwia zrozumienie i utrzymanie kodu.

Więcej informacji na temat for()

W rzeczywistości jest coś dość sprytnego w instrukcjach *for()*, o czym profesjonalni programiści nawet nie myślą, co może wyjaśniać, dlaczego nieprofesjonalni programiści nic o tym nie wiedzą. Rozważmy następującą sytuację:

```
for (inicjalizacja; warunek;
modyfikacja)
{
}
```

Jak widzimy, istnieją trzy oddzielone średnikami części tej instrukcji: inicjalizacja (gdzie inicjujemy naszą zmienną kontrolną); warunek (gdzie testujemy naszą zmienną kontrolną); i modyfikacja (gdzie zwiększamy lub zmniejszamy) naszą zmienną kontrolną.

Ponieważ zazwyczaj stosujemy inkrementację i dekrementację o jeden, używając odpowiednio *iRow++* oraz *iRow--*, początkujący często myślą, że to wszystko, co możemy zrobić. Jeśli jednak przypomnimy sobie, że *iRow++* jest tym samym, co powiedzenie *iRow = iRow + 1*, szybko zdamy sobie sprawę, że nasza modyfikacja może być dowolną dodatnią lub ujemną liczbą całkowitą, taką jak *iRow = iRow + 3*.

Ale czekaj, to nie wszystko, ponieważ zarówno sekcja inicjalizacji, jak i modyfikacji może składać się z wielu elementów oddzielonych przecinkami, na przykład:

```
for (i = 0, j = 10; i < 10; i++, j--)
{
}
```

Wiem, wiem... ten przykład łamie wszystkie moje zasady (zmienne jednoznakowe i magiczne liczby), ale robimy to tylko po to, aby zilustrować punkt, więc pozwolę sobie na ostrzeżenie.

Następnym razem

W moim następnym artykule omówimy między innymi sposób działania operatorów << i >>. ■

Clive „Max" Maxfield

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



Edukacja

Rozwiązanie znajdziesz na www.elportal.pl/quizy

Jak działa rezystor LDR?
☐ To rezystor światłoczuły, jego rezystancja maleje wraz ze wzrostem ilości padającego światła
☐ To rezystor o małej indukcyjności własnej
☐ To rezystor pomiarowy o niewielkiej rezystancji i dużej mocy

Jaki materiał jest najczęściej stosowany to produkcji rezystorów LDR?
☐ Krzem
☐ Antymon indu
☐ Siarczek kadmu

Jak działa rezystor NTC?
☐ To rezystor, którego rezystancja maleje wraz ze wzrostem napiecia
☐ To rezystor, którego rezystancja maleje wraz ze wzrostem pola magnetycznego
☐ To rezystor, którego rezystancja maleje wraz ze wzrostem temperatury

W jaki sposób poprawia się charakterystykę NTC, aby stała się bardziej liniowa?
☐ Łączy się NTC w układzie mostka pomiarowego
☐ Dołącza się rezystory szeregowy i równoległy
☐ Łączy się dwa NTC przeciwsobnie

Jak działa rezystor PTC?
☐ To rezystor, którego rezystancja rośnie wraz ze wzrostem temperatury
☐ To rezystor, którego rezystancja rośnie wraz ze wzrostem pola magnetycznego
☐ To rezystor, którego rezystancja rośnie wraz ze wzrostem napięcia

W jakim zakresie zmienia się rezystancja elementu PTC?
☐ ±20%
☐ 1000 i więcej razy
☐ do 10 razy

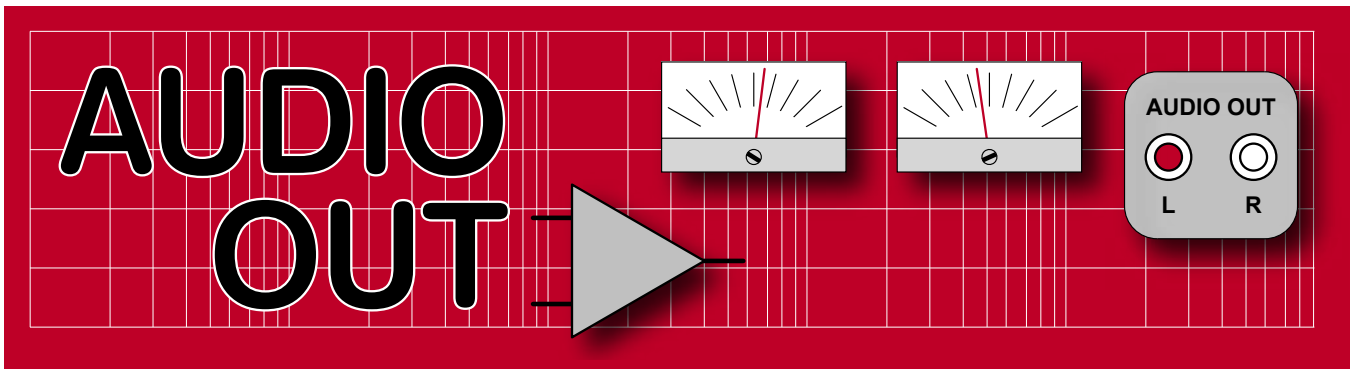
Jak działa rezystor VDR?
☐ To rezystor, którego rezystancja maleje wraz ze wzrostem temperatury
☐ To rezystor, którego rezystancja maleje wraz ze wzrostem napięcia
☐ To rezystor, którego rezystancja maleje przy napięciu powyżej 3 V

Jaka rolę pełnią warystory w obwodach elektronicznych?
☐ Dzięki zmianie rezystancji pod wpływem ciepła pełnią rolę czujników temperatury
☐ Przerywają obwód, gdy przekroczona zostanie określona wartość prądu
☐ Chronią układy elektroniczne przed przepięciami

Na czym polega efekt poli-PTC?
☐ Polega na gwałtownym wzroście rezystancji po przekroczeniu określonej temperatury
☐ Polega na gwałtownym wzroście rezystancji po przekroczeniu temperatury 100°C
☐ Polega na liniowym wzroście rezystancji po przekroczeniu określonej temperatury

Czy bezpiecznik może być elementem wielokrotnego zadziałania?
☐ Nie, bezpiecznik należy wymienić po jego zadziałaniu – przepaleniu
☐ Tak, jeśli jest bezpiecznikiem polimerowym
☐ Tak, jeśli napięcie nie przekracza 25 V

eprasa.pl a1aeb00a11



Wzmacniacz audio do Theremina, część 3

W zeszłym miesiącu ukończyliśmy wzmacniacz do Theremina z użyciem tranzystorów krzemowych, ale artykuł zakończyłem obietnicą przyjrzenia się wersji na tranzystorach germanowych. Jak się wkrótce przekonacie, przerodziło się to w całkiem fascynujący projekt.

Utracone wartości

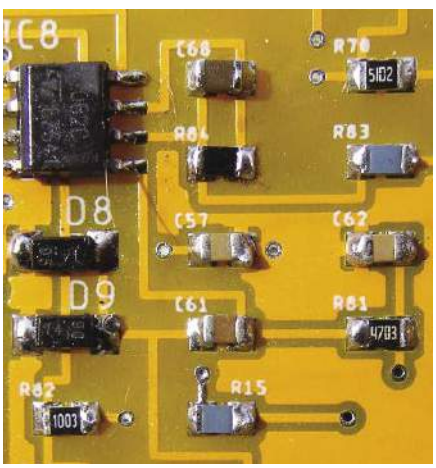
Kiedy mam przerwę od obciążających gałki oczne prac montażowych SMT (technologia montażu powierzchniowego), to z ulgą wracam do staromodnej elektroniki. Ostatnio naprawdę mam dość nieoznakowanych komponentów SMD. Zaczęło się od kondensatorów, ale teraz nawet rezystory są dostarczane bez oznaczeń, jak pokazano na **rysunku 1**. To sprawia, że znalezienie usterek w prototypach przedprodukcyjnych jest bardzo trudne. Jeśli urządzenie ulegnie awarii kilka lat później, to praktycznie nie da się go naprawić bez pełnych danych serwisowych. Tylko kto dzisiaj je dostarcza?

Ładne, stare śmieci

Dzięki pewnej dostawie komponentów, które stały się przestarzałe na mocy dyrektywy RoHS (**rysunek 2**), powróciła moja fascynacja elektroniką z dzieciństwa. Nie mogłem uwierzyć w to, co tam ujrzałem! Były tam nieotwarte opakowania tranzystorów germanowych Siemensa z 1974 roku.

Dostępny był także pakiet książek firmy Siemens, w tym książka zatytułowana „Design Samples of Semiconductor Circuits" z 1969 r. W części zatytułowanej „Wzmacniacze częstotliwości audio", na str. 7 porównano zastosowanie germanowych tranzystorów wyjściowych ze stosunkowo wówczas nowymi krzemowymi tranzystorami planarnymi. Stwierdzono tam, że typy germanowe są lepsze w przypadku niskiego napięcia zasilania, czego można się spodziewać ponieważ ich napięcie włączenia wynosi około 0,1 V, w przeciwieństwie do krzemowych 0,6 V. Zaintrygowało mnie jednak stwierdzenie, że mają lepszą liniowość, co powinno oznaczać niższe zniekształcenia. Projektant wzmacniaczy i pracownik naukowy Uniwersytetu Bradford, Arthur Bailey również powiedział to samo w swoim artykule w czasopiśmie Wireless World, pt. „High Performance Transistor Amplifier" (patrz s. 543, listopad 1966).

Zawsze podchodzę ostrożnie do „liniowości" i innych fałszywych twierdzeń dotyczących dźwięku, ale jest tylko jeden sposób, aby się upewnić – zbudować i porównać. Na stronach 14 i 15 książka Siemensa zawierała dwa, prawie identyczne czterotranzystorowe obwody

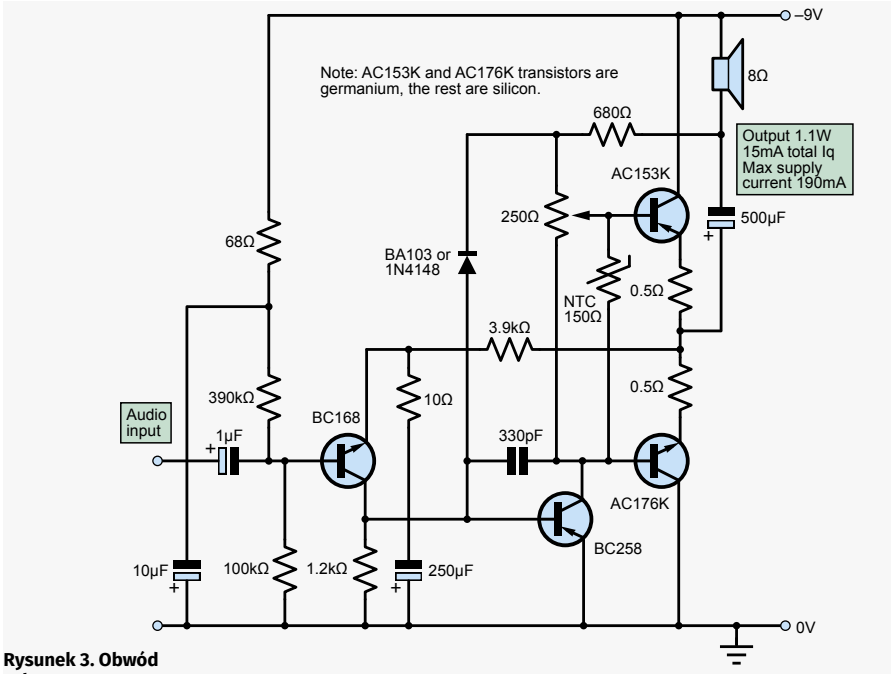


Rysunek 1. Zaczęło się od kondensatorów ceramicznych. Teraz nawet niektóre rezystory nie mają oznaczeń, jak np. te rezystory Vishay CRCW080522K0FKEA z firmy RS. Tylko czarne i niebieskie prostokąty (R84 i R15). Z tym właśnie muszę się pogodzić w życiu zawodowym – jestem człowiekiem, a nie maszyną typu pick-and-place!

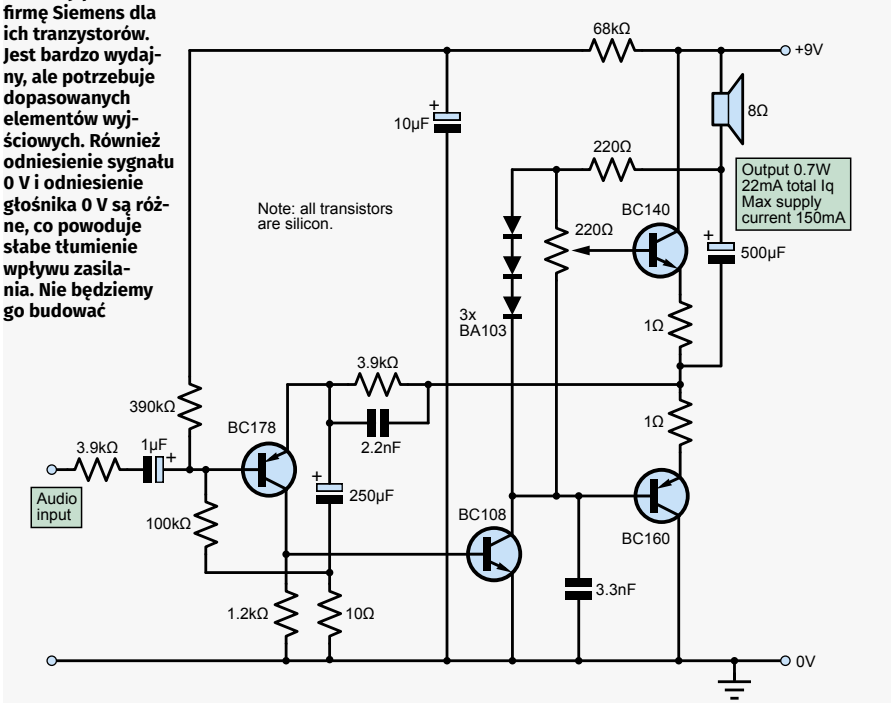


Rysunek 2. Dobra sterta starych, „poprawnych" komponentów z przewodami i oznaczeniami. Germanowe tranzystory wyjściowe Siemens i kondensatory polistyrenowe z folii ołowiowej „Minipoco" firmy Philips o tolerancji 1%. Po 35 latach nadal ich dokładność wynosi 1%

eprasa.pl a1aeb00a11



Rysunek 3. Obwód zalecany przez firmę Siemens dla ich tranzystorów. Jest bardzo wydajny, ale potrzebuje dopasowanych elementów wyjściowych. Również odniesienie sygnału 0 V i odniesienie głośnika 0 V są różne, co powoduje słabe tłumienie wpływu zasilania. Nie będziemy go budować

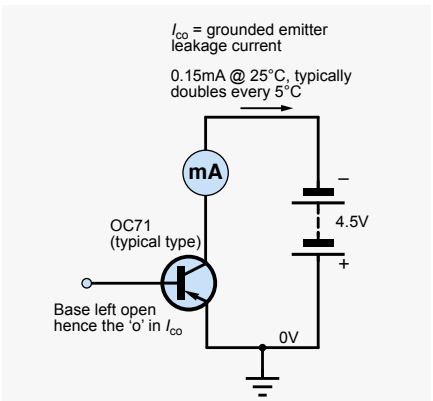


wzmacniaczy dla zasilania 9 V i 8 Ω głośników (**rysunek 3**). Główna różnica polegała na tym, że w jednym zastosowano tranzystory wyjściowe germanowe (AC153K i AC176K), a w drugim krzemowe (BC140 i BC160). Wymagania dotyczące polaryzacji uwzględniały różnice w obwodach. Deklarowana moc wyjściowa wynosiła 1,1 W dla wersji germanowej i 0,7 W dla krzemowej.

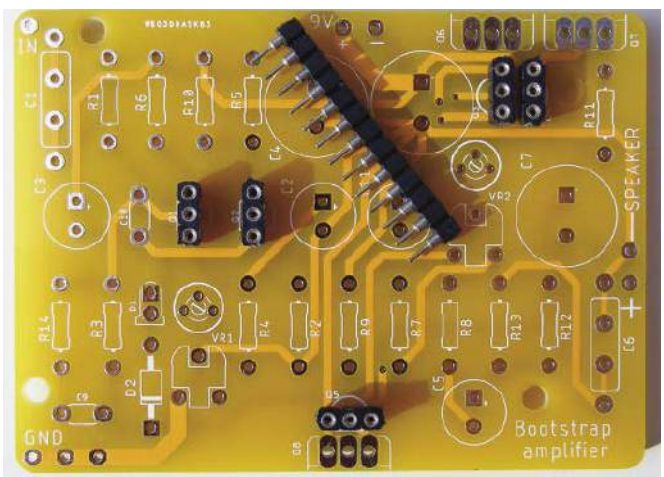
Ten rodzaj wzmacniacza germanowego był używany w radiach Robertsa, takich jak R505, aż do wczesnych lat siedemdziesiątych XX wieku. Nadal brzmią dobrze – i nie zjadają baterii. Może ich projektanci wpadli na jakiś pomysł.

Obwód porównawczy

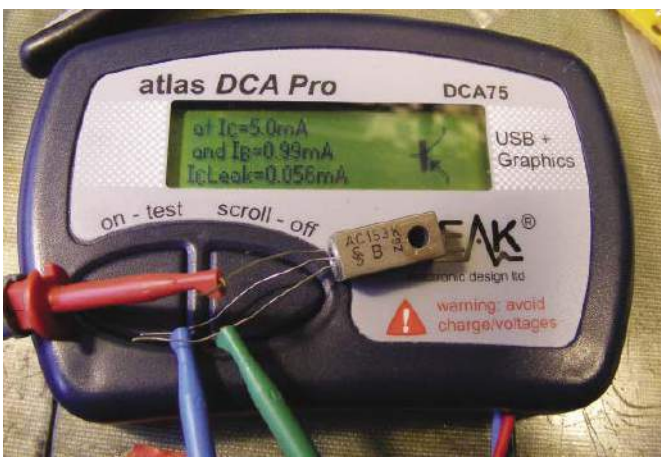
Aby przeprowadzić praktyczne porównanie obu wersji, zdecydowałem się użyć obwodu i płytki drukowanej wzmacniacza PE Theremin z Audio Out. Zamontowałem na płytce podstawki tranzystorowe – to zawsze dobry pomysł przy próbowaniu nietypowych elementów. Użyłem do tego przyciętych pasków gniazd IC z toczonymi pinami SIL (**rysunek 4**), ponieważ prawdziwe gniazda tranzystorowe są drogie. Zdecydowałem się na standardową



Rysunek 6. Obwód do sprawdzania prądu upływu



Rysunek 4. Wypróbowując nietypowe tranzystory, użyj gniazd SIL, aby ułatwić ich wymianę podczas prac badawczo-rozwojowych



Rysunek 5. Ważne jest sprawdzenie prądów upływu tranzystorów germanowych. Wszystko powyżej 0,25 mA jest podejrzane, z wyjątkiem typów mocy, gdzie limit wynosi 2 mA

eprasa.pl a1aeb00a11

konfigurację 9 V, 8 Ω, aby sprawdzić, czy uda mi się odtworzyć wyniki wzmacniaczy Siemensa.

Nie ma sensu próbować stosować konstrukcji mikrozasilania z germanem, ponieważ uniemożliwiają to wysokie prądy upływowe. Podczas eksperymentowania z tranzystorami germanowymi ważne jest sprawdzenie prądu upływu (I_{cbo}) starych elementów. Jest to prąd płynący pomiędzy kolektorem a emiterem z otwartym obwodem bazy. Używam do tego analizatora Peak DCA75 (**rysunek 5**), ale źródło zasilania 5 V i multimetr, jak pokazano na **rysunku 6**, również wykonają swoje zadanie.

Zasilanie

Ponieważ tranzystory germanowe NPN są rzadko spotykane, obwód został odwrócony, aby zastosować ujemną szynę zasilającą i dodatnią masę. W ten sposób został tylko jeden tranzystor NPN, a reszta to elementy PNP, normalne dla germanu. Oczywiście, kiedy to robisz to „odbicie lustrzane", to wszystkie kondensatory elektrolityczne i diody też trzeba odwrócić.

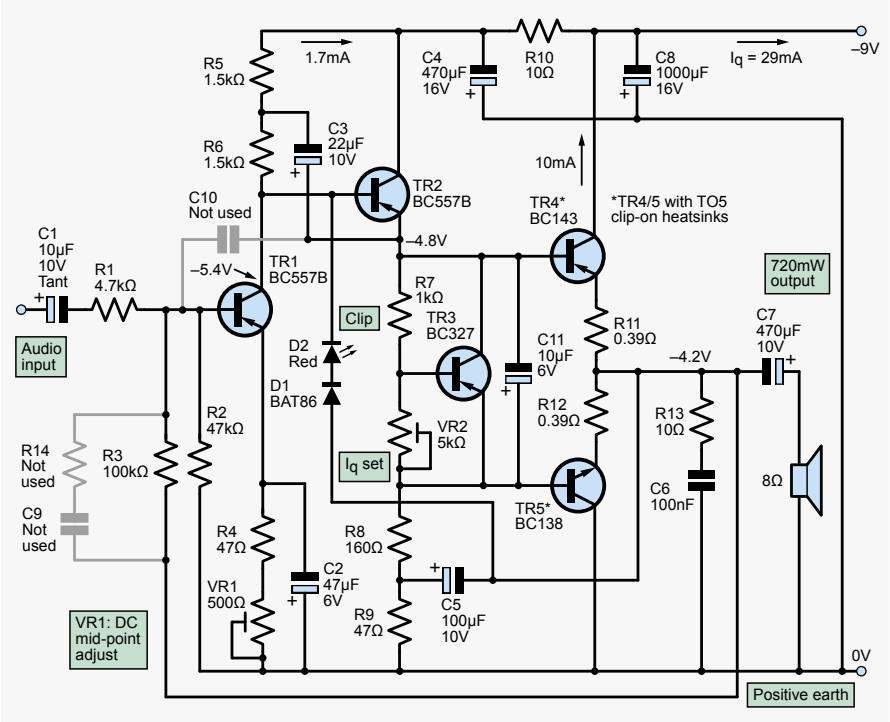
Z obwodami krzemowymi nie ma tego problemu, ponieważ tranzystory kosztują grosze, niezależnie od polaryzacji. Później użyję tej konstrukcji wzmacniacza z dodatnim uziemieniem, w niektórych germanowych obwodach fuzz i modułach radiowych Mullard LP1171/69, stosowanych w Robert's R600.

Uruchomienie

Pierwszym zadaniem jest uzyskanie działającej wersji krzemowej. W ten sposób wszelkie przepalenia tranzystorów nie będą tyle kosztować. Aby to zrobić, weźmiemy oryginalny obwód (rys. 9, s. 65, PE, listopad 2020 r.) i trzykrotnie zwiększymy skalę prądów dla impedancji głośnika 8Ω, zamiast oryginalnego 25 Ω. To pociąga za sobą podzielenie większości wartości rezystorów przez trzy.

Kondensatory będą musiały zostać zwiększone trzykrotnie, aby uwzględnić niższą impedancję. Na koniec szyny zasilające i wszystkie inne komponenty spolaryzowane muszą zostać odwrócone. Następnie będą poprawki rezystorów dla ustawienia punktu pracy. To co powstało jest pokazane na **rysunku 7**.

Interesująca niestabilność wystąpiła na wysokich częstotliwościach, na granicy pasma mojego oscyloskopu (40 MHz), ale to wystarczyło, by całkowicie przesunąć punkt pracy DC i częściowo zatkać jeden z tranzystorów wyjściowych. Wskazówka pojawiła się, gdy położyłem mój palec w pobliżu R6 i po prostu problem samoistnie zniknął, co jest oznaką oscylacji VHF w układzie. Jak na ironię, usunięcie kondensatora stabilizującego C10 naprawiło problem. Kiedy nowy

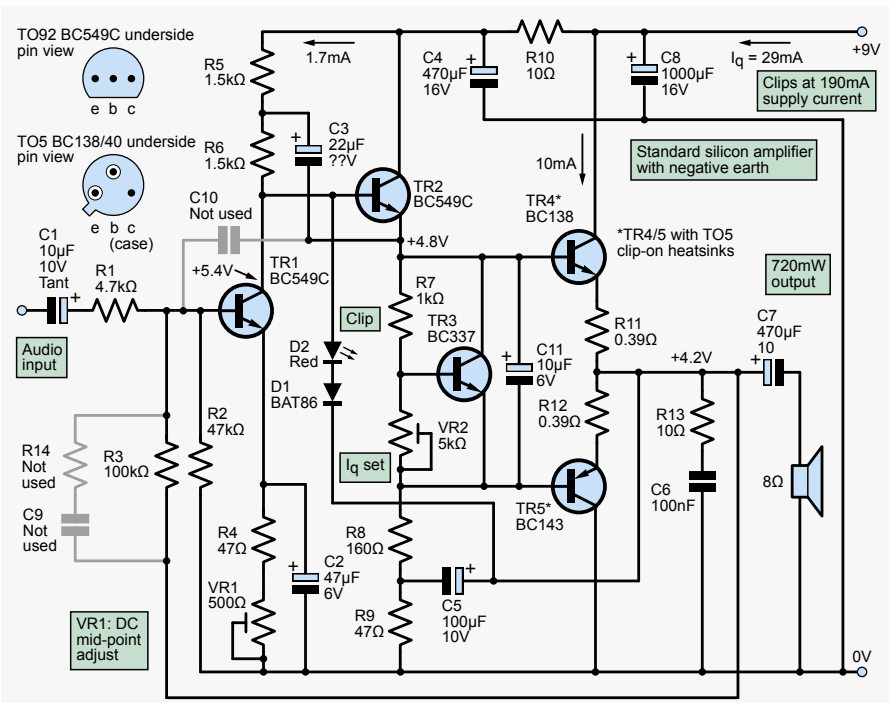


Rysunek 7. Aby rozpocząć prace nad wzmacniaczem germanowym, opracowano wzmacniacz krzemowy wykorzystujący ujemną szynę zasilającą z dodatnią masą. W ten sposób potrzebne było tylko jeden tranzystor NPN, a reszta to typy PNP, torując do krok po kroku drogę do użycia elementów germanowych

układ, na elementach krzemowych został odbudowany przy użyciu standardowej szyny dodatniej (**rysunek 8**) niestabilność zniknęła i nie było problemu z C10. Słyszałem, że jest większe prawdopodobieństwo problemów z tranzystorami krzemowymi PNP, bo mają one większa modulację pojemności złącza (efekt Early'ego) niż NPN.

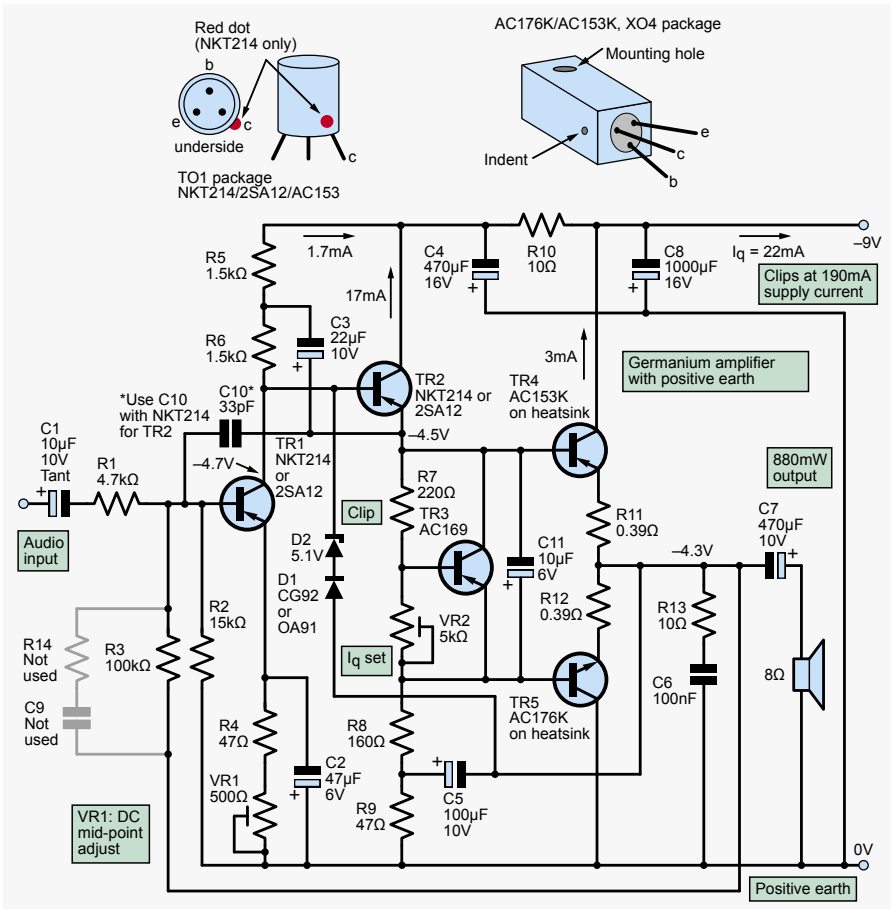
Tranzystory germanowe były stopniowo podłączane, a układ sprawdzamy w miarę postępów multimetrem, oscyloskopem i generatorem sygnału. Jedyne znaczące zmiany dotyczyły polaryzacji DC, z R2 zmienionym z 47 kΩ na 15 kΩ.

Oczywiście w obwodzie polaryzacji wyjściowego prądu spoczynkowego (możnik U_{be})

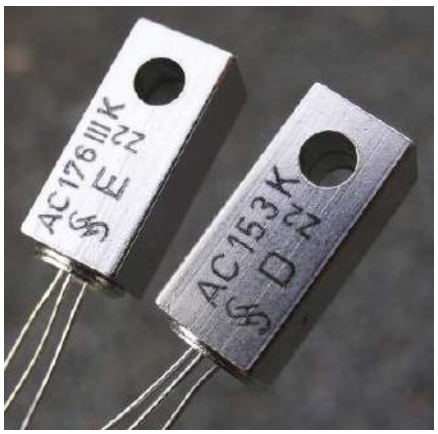


Rysunek 8. Obwód krzemowy ze standardowo ujemną masą, przydatny wzmacniacz średniej mocy

eprasa.pl a1aeb00a11



Rysunek 9. Finalny obwód wykorzystujący tranzystory germanowe



Rysunek 10. Siemens AC176K i AC153K komplementarne tranzystory końcowe. Są one dziś nadal używane w bardzo drogim syntezatorze EMS VCS3 dla ich „muzycznego" brzmienia



Rysunek 11. Tranzystory wyjściowe Mullard AD161/2 (po prawej). Bardzo popularny typ w latach 70-tych. Robert's użył ich w swoim radiu stołowym RM50 wraz z głośnikiem Celestion. Zwróć uwagę na ich małą obudowę TO66 w porównaniu do standardowej TO3 (po lewej)

tranzystor musi być germanowy jeśli tranzystory wyjściowe takie są. To może być AC153 lub niskonapięciowy specjalnie zaprojektowany/wybrany tranzystor do danego zadania, np. AC169. Z użyciem NKT214 układ nie działał, ponieważ I_q nie można było obniżyć do zera. Zwróć uwagę, że niektóre AC169 mają tylko dwa przewody, są w zasadzie tylko 0,13 V diodami. Trójprzewodowe w metalowej obudowie trzeba sprawdzić na testerze tranzystorów w celu ustalenia połączeń.

Tranzystory złączowe ze stopu germanu są na ogół dziesięć razy wolniejsze niż krzemowe typy planarne, dające gorszą odpowiedź dla fali prostokątnej i dla wysokich częstotliwości. Z TR1 i TR2 (na **rysunku 9**) typu audio NKT214 (Ft = 2MHz – częstotliwość, przy której wzmocnienie spada do jedności), punkt –3 dB wynosił około 15 kHz, wystarczające dla gitary i radia AM. Odpowiedź fali prostokątnej przy 1 kHz na wyjściu 2 V_{pk-pk} była przeregulowana z TR2. Podłączanie kondensatora 33 pF (C10) usunęło ten efekt. Podniesiono odpowiedź wysokoczęstotliwościową do standardów Hi-Fi (szerokość pasma 40 kHz). poprzez dodanie tranzystora germanowego 2SA12 (tranzystory RF stosowane w oscylatorach radiowych AM) i pomijając C10. Te tranzystory mają Ft wynoszące około 10 MHz. Wreszcie mieliśmy wzmacniacz germanowy o dobrej jakości. Obwód pokazano na **rysunku 9**.

Wybór tranzystora wyjściowego

Do wzmacniacza krzemowego zastosowano standardowe elementy w obudowie TO5, w tym przypadku BC138 i BC143 – tylko dlatego, że leżały w szufladzie. Mogą spokojnie dostarczać moc wyjściową do 2 W ze standardowymi, radiatorami zatrzaskowymi. Odpowiednikami germanowymi są AC153K (PNP) C176K (NPN) pokazane na **rysunku 10**. Zastosowano typ z przyrostkiem K, ponieważ mają one wygodny otwór do montażu na metalowym wsporniku do radiatora. Obudowy germanowe XO4 i TO1 są izolowane elektrycznie, ciepło przechodzi od złącza do obudowy poprzez białą pastę wypełniającą z tlenku glinu i smaru silikonowego.

Istnieje kilka typów germanów uzupełniających dostępne pary. Alternatywami są AC128/176 i AC188/187. Dla większych mocy do 6 W często stosuje się AD161/162 (**rysunek 11**). Te elementy w obudowie TO66 są germanowymi odpowiednikami krzemowych TO126 typu BD135 i BD136.

W następnym miesiącu

To wszystko na ten miesiąc. W części 4 zakończymy opcje komponentów i sprawdzimy charakterystykę częstotliwościową. ■

Jake Rothman

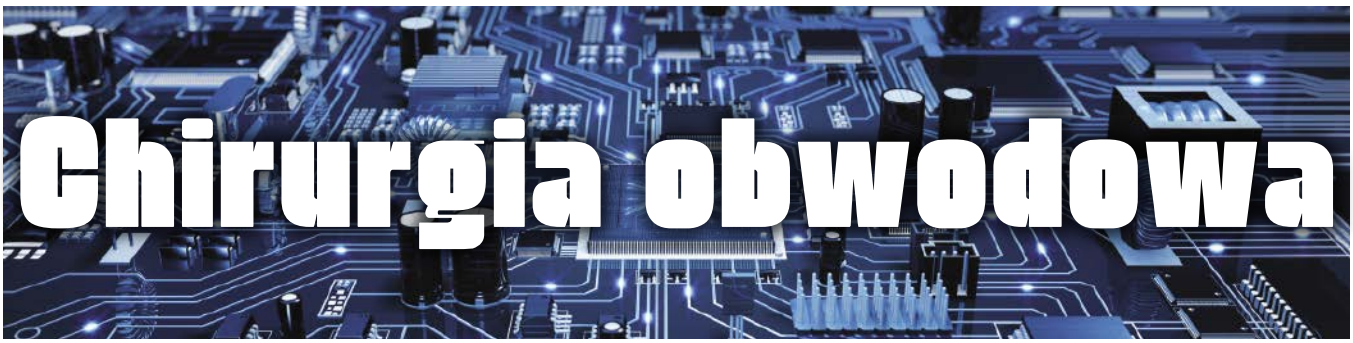
Ten artykuł był wcześniej opublikowany na łamach „Practical Electronics", styczeń 2021 (www.epemag3.com)

REKLAMA

Czytaj artykuły „Elektroniki Praktycznej" zanim zostaną wydane w formie papierowej

http://www.ep.com.pl/EPwtoku

eprasa.pl a1aeb00a11



Taktowanie i metastabilność w obwodach synchronicznych, część 1

W zeszłym miesiącu przyjrzeliśmy się cyfrowemu (częstotliwościowemu) obwodowi dzielącemu przez dwa od Kena Wooda. Ken odkrył, że jego obwód działa poprawnie po zbudowaniu, ale jego symulacja w Micro-Cap 12 oscylowała. Do wypróbowania symulacji zainspirowało Kena to, że dawne profesjonalne oprogramowanie o wartości 4500 USD zostało bezpłatnie udostępnione.

Problemy Kena wywołały kilka interesujących kwestii. Po pierwsze, nieoczekiwane wyniki symulacji mogą wystąpić w niektórych sytuacjach, gdy dwa lub więcej komponentów jest identycznych, co prowadzi do bardzo specyficznego zachowania obwodu – wyniki te nie są tak naprawdę błędne, ale ich wystąpienie w rzeczywistym obwodzie może być bardzo mało prawdopodobne. To właśnie równe opóźnienia bramek w symulacji Kena stworzyły warunki do oscylacji.

Po drugie, przyglądając się bliżej temu, co może się wydarzyć w obwodzie Kena, zidentyfikowaliśmy możliwość metastabilności w przerzutniku SR. Przerzutnik powinien przechowywać 0 lub 1 (jego stany stabilne) i szybko aktualizować się w razie potrzeby. Metastabilność można traktować jako „niezdecydowanie" typu flip-flop – utknie w połowie drogi między 0 a 1 i zajmie mu znacznie więcej czasu niż zwykle, zanim ostatecznie osiągnie jeden ze stanów stabilnych. Widzieliśmy to w zeszłym miesiącu, w analogowych symulacjach pętli pamięci typu flip-flop w programie LTspice.

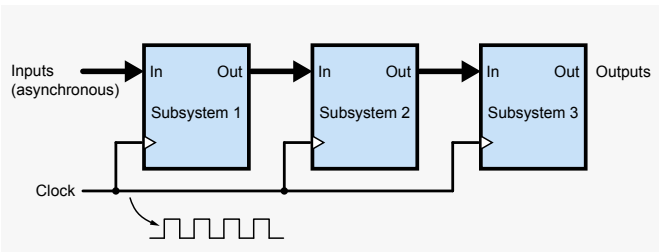
Obwód Kena był niezwykły, ponieważ w szczególności próbował utworzyć obwód dzielenia przez dwa bezpośrednio z minimalnej liczby bramek NAND, stosując techniki projektowania asynchronicznego, a nie tylko przy użyciu istniejącego przerzutnika. W zeszłym miesiącu skupiliśmy się na specyfice toru Kena; jednak metastabilność i ogólnie kwestie związane z synchronizacją są ważne, gdy pracujemy ze znacznie bardziej powszechną sytuacją synchronicznych obwodów cyfrowych, zbudowanych z taktowanych przerzutników i większych bloków, takich jak rejestry i liczniki. W tym miesiącu przyjrzymy się taktowaniu i metastabilności w kontekście synchronicznych obwodów cyfrowych. Zaczniemy od przyjrzenia się ogólnej strukturze tych obwodów i warunkom czasowym niezbędnym do zapewnienia ich prawidłowego działania.

Obwody synchroniczne i zegary taktujące

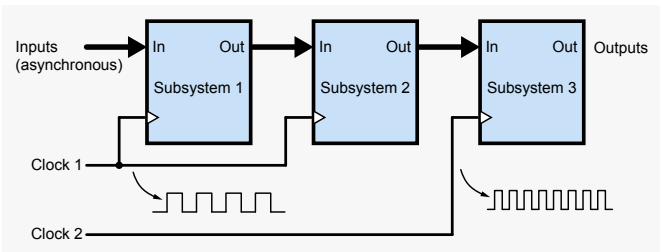
Większość obwodów cyfrowych ma jeden lub więcej zegarów – regularnych ciągów impulsów kontrolujących ogólne taktowanie (tej części) obwodu. Zegar jest jak sierżant musztry, który szczeka „w lewo, w prawo" na grupę żołnierzy, aby wszyscy maszerowali w zsynchronizowany sposób. Obwody, których czas koordynowany jest przez zegar, określa się jako „synchroniczne" – dotyczy to większości obwodów cyfrowych. Często dzielimy większe obwody na mniejsze bloki lub podsystemy, a w najprostszych przypadkach wszystkie będą miały ten sam zegar. **Rysunek 1** pokazuje prosty przykład – rzeczywiste obwody będą zwykle miały bardziej złożoną strukturę.

Często zegar jest w zasadzie falą prostokątną o określonej, często dokładnie kontrolowanej częstotliwości. W prostych systemach częstotliwość zegara może być dość dowolna, ale w innych przypadkach może być określona przez bardzo specyficzne ograniczenia; na przykład w przypadku sygnałów wizualnych lub protokołów transmisji danych. Złożony system może mieć wiele takich podsystemów wymagających różnych taktowań i dlatego może mieć wiele zegarów (patrz **rysunek 2**). Mówi się, że obwód związany z danym zegarem znajduje się w określonej domenie zegara. Przesyłanie danych pomiędzy domenami zegara musi odbywać się ostrożnie, aby uniknąć potencjalnych problemów z synchronizacją i wynikających z tego błędów.

Operacje obwodów cyfrowych, które nie są kontrolowane taktowaniem zegara, określa się jako „asynchroniczne". Obwody mogą być głównie synchroniczne, ale mogą także zawierać pewne operacje lub funkcje asynchroniczne. Być może najczęstszym przykładem jest reset asynchroniczny, który wprowadza obwód w dobrze zdefiniowany stan po włączeniu zasilania lub po awarii, gdy użytkownik „wciśnie reset". Resetowanie asynchroniczne jest powszechne

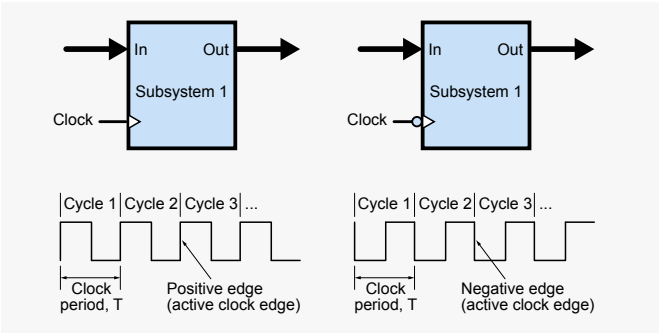


Rysunek 1. Podsystem jednozegarowy narysowany jako struktura blokowa



Rysunek 2. System synchroniczny z więcej niż jedną domeną zegara

eprasa.pl a1aeb00a11

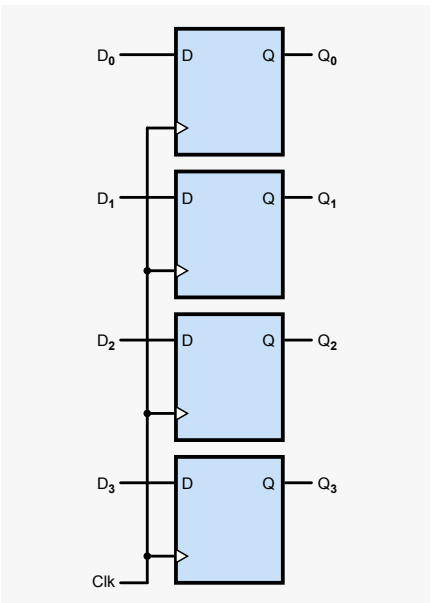


Rysunek 3. Niektóre definicje dotyczące zegarów

w przerzutnikach i innych urządzeniach z rodzin logiki 4000 i 7400; jednakże resety mogą być również synchroniczne.

Często zdarza się, że zewnętrzne wejścia taktowanych systemów cyfrowych są asynchroniczne – system zewnętrzny nie będzie powiązany z taktowaniem zegara wewnętrznego, chyba że zegar systemowy pochodzi ze źródła, w którym jest już skoordynowany z innymi wejściami. Fakt, że dane wejściowe są często asynchroniczne i dlatego mogą ulec zmianie w „niewłaściwym" momencie, oznacza, że zawsze istnieje ryzyko wystąpienia problemów z synchronizacją – więcej na ten temat napiszę później.

Obwód na rysunku 1 jest synchroniczny. Działanie każdego stopnia jest wymuszane poprzez specyficzne przejście zegara (0 do 1 lub 1 do 0) – zwane aktywnym zboczem zegara – w ten sposób wszystkie operacje są synchronizowane przez zegar. Fakt, że zbocze wyzwala operację, jest często wskazywany przez mały trójkąt obok wejścia na symbolu obwodu dla bloku/elementu, jak na rysunku 1 do **rysunku 3**. Jeśli pomiędzy trójkątem a przewodem wejściowym znajduje się



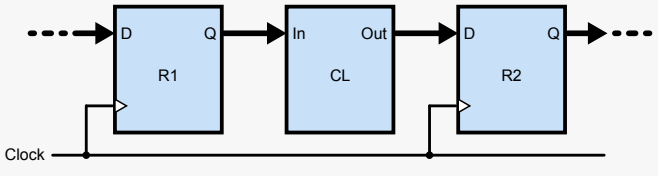
Rysunek 4. Rejestr 4-bitowy zbudowany z przerzutników typu D

mały okrąg („pęcherzyk inwersyjny"), wyzwalanie jest zboczem ujemnym – opadającym (1 do 0), w przeciwnym razie wyzwalanie jest zboczem dodatnim – narastającym (0 do 1). Symbole blokowe obwodów wyzwalanych zboczem dodatnim i ujemnym pokazano również na rysunku 3 – bloki mogą reprezentować pojedyncze przerzutniki lub większe, bardziej złożone obwody.

Powtarzająca się część przebiegu zegarowego nazywana jest cyklem zegara. Jeśli aktywność obwodu jest wyzwalana zboczem, to zwykle uważa się, że cykl zaczyna się od aktywnego zbocza zegara. Przebiegi zegara ze zidentyfikowanymi cyklami zegara, zarówno dla systemów zboczy dodatnich, jak i ujemnych, pokazano na rysunku 3. Czas trwania jednego cyklu zegara nazywany jest okresem zegara, TC. Częstotliwość zegara wyraża się wzorem: fC = 1/TC.

Stopnie (na rysunku 1) działają jednocześnie, więc stopień 1 przetwarza nowe dane, natomiast stopnie 2 i 3 pracują na starszych informacjach. To trochę jak linia montażowa w fabryce, gdzie na końcu linii dokonuje się wykańczania jednego egzemplarza produktu, jednocześnie rozpoczynając produkcję kolejnego egzemplarza na drugim końcu (i równocześnie ze wszystkimi etapami pośrednimi) także na innych egzemplarzach). Zegar wyznacza momenty, w których wszystkie „elementy" (informacje) na „linii produkcyjnej" przechodzą z bieżącego etapu do następnego. Jak wskazano powyżej, struktura rzeczywistych obwodów jest często bardziej złożona niż ta pokazana na rysunku 1 i rysunku 2, ze sprzężeniem zwrotnym i wyprzedzającym podawaniem informacji oraz wieloma różnymi ścieżkami w systemie, zamiast przedstawionej prostej „prostej" struktury na rysunku 1 i rysunku 2. Jednak do omówienia podstaw pomiaru czasu w obwodach synchronicznych wystarczająca jest prosta struktura.

Chociaż analogia z linią produkcyjną nie do końca pasuje do bardziej złożonych struktur, przypomina nam o przetwarzaniu krok po kroku i o tym, że potrzeba kilku cykli zegara, zanim wejście w danym momencie będzie miało wpływ na wartości wewnątrz obwodu i na wyjście. To opóźnienie przetwarzania określa się mianem



Rysunek 5. Transfer między rejestrami (R1, R2) poprzez blok logiki kombinacyjnej (CL) jest kluczową strukturą w obwodzie synchronicznym

latencji i nie należy go mylić z przepustowością, czyli liczbą nowych wartości/warunków wejściowych na sekundę, jaką obwód może obsłużyć – często równą częstotliwości zegara.

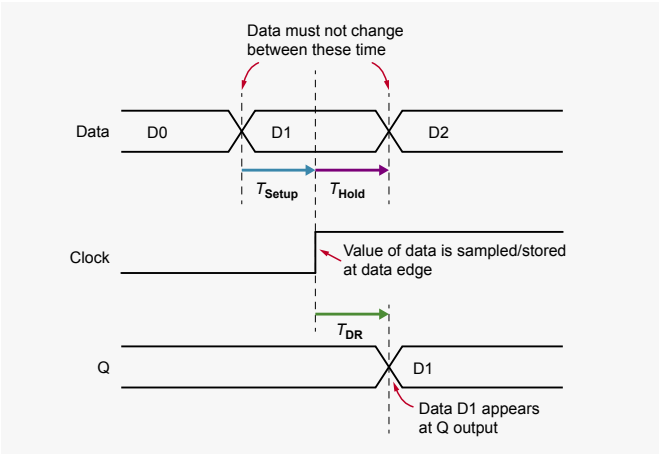
Rejestr do rejestru

Aby bardziej szczegółowo rozważyć synchronizację, potrzebujemy obrazu typowej struktury obwodu nieco niższego poziomu niż ten przedstawiony na rysunku 1, gdzie każdy blok może mieć złożoną strukturę wewnętrzną. Ogólnie rzecz biorąc, synchroniczny obwód cyfrowy obejmuje magazyny danych, zwane rejestrami oraz bloki funkcyjne, które manipulują informacjami. Obwody funkcyjne są realizowane za pomocą logiki kombinacyjnej. Kombinacyjne obwody logiczne nie zawierają żadnych elementów pamięci (przerzutników ani zatrzasków), więc ich wyjścia zależą tylko od aktualnego stanu ich wejść. Rejestry to zestawy przerzutników typu D – po jednym na każdy bit przechowywanych danych (patrz **rysunek 4**). Oczywiście w obwodach można zastosować inne typy przerzutników, ale obowiązują te same podstawowe zasady synchronizacji.

Funkcje są liczne i zróżnicowane; obejmują kodowanie, dekodowanie, znajdowanie kolejnej wartości w sekwencji oraz funkcje arytmetyczne, takie jak dodawanie. Informacje przetwarzane przez dowolny obwód funkcyjny są przechowywane w jednym lub większej liczbie rejestrów podłączonych do jego wejść, a wyniki, gdy są gotowe, są przechowywane w jednym lub większej liczbie rejestrów podłączonych do wyjść bloku funkcyjnego. Jest to zilustrowane w najprostszej formie na **rysunku 5**, gdzie rejestr R1 przechowuje dane, nad którymi pracuje logika kombinacyjna CL, a R2 przechowuje wyniki. Obwód ten nadaje się do definiowania wymagań czasowych w synchronicznych obwodach cyfrowych.

W przypadku obwodu z rysunku 5, gdy nastąpi aktywne zbocze zegara, rejestr R1 ładuje nowe dane. W szczególności dane na jego wejściach D są przechowywane w rejestrze i pojawiają się na jego wyjściach Q. Rejestr nie jest nieskończenie szybki, więc jego wyjścia zmieniają się krótko po zboczu zegara, jest to określane jako opóźnienie propagacji rejestru (nazwiemy je TDR). Biorąc pod uwagę, że rejestr jest zazwyczaj zestawem identycznych przerzutników, często możemy

eprasa.pl a1aeb00a11



Rysunek 6. Definicja czasów konfiguracji i utrzymania (przerzutnik typu D)

założyć, że wszystkie jego wyjścia są aktualizowane mniej więcej w tym samym czasie.

Na rysunku 5, gdy rejestr R1 zaktualizuje wejścia, nastąpi zmiana układu kombinacyjnego, a po pewnym czasie jego wyjścia zareagują. W przeciwieństwie do rejestru, nie możemy ogólnie zakładać, że wszystkie wyjścia logiki kombinacyjnej zmieniają się mniej więcej w tym samym czasie, w rzeczywistości każdy bit wyjściowy może zmieniać się kilka razy, tworząc przez pewien czas różne pośrednie wartości wyjściowe, dopóki wszystkie skutki zmiany wejścia nie rozprzestrzenią się i obwód się uspokoi. Te pośrednie wyniki nazywane są zagrożeniami lub usterkami. Jeśli chodzi o synchronizację, interesuje nas głównie najdłuższy możliwy czas potrzebny układowi kombinacyjnemu na pełne ustabilizowanie się w odpowiedzi na jakąkolwiek zmianę sygnału wejściowego. Wartość ta nazywana jest opóźnieniem propagacji obwodu (nazwiemy ją TDCL). O ile obwód nie został specjalnie zaprojektowany tak, aby zagwarantować, że jest „wolny od zagrożeń", ogólnie rzecz biorąc, musimy założyć, że sygnały wyjściowe mogą zmienić się w nieco nieprzewidywalny sposób odchwilizmianydowolnego sygnału wejściowego aż do upłynięcia czasu opóźnienia propagacji.

W obwodzie, w którym informacja jest podawana do tyłu, R1 i R2 na rysunku 5 mogą być tym samym rejestrem fizycznym. Nie zmienia to żadnego z przedstawionych tutaj argumentów na temat czasu. Typowym przykładem układu ze sprzężeniem zwrotnym jest obwód licznika – logika kombinacyjna pobiera aktualną wartość licznika, dodaje do niej 1 i podaje ją na wejście tego samego rejestru. Na zboczu zegara rejestr ładuje własną wartość aktualną plus 1, zwiększając w ten sposób licznik.

Opóźnienia i ograniczenia czasowe

Ponownie, w odniesieniu do rysunku 5, wiemy, że po aktywnym zboczu zegara, wyjścia rejestru R1 zostaną zaktualizowane po opóźnieniu TDR, a logika kombinacyjna będzie wyprowadzała końcową, stabilną wartość po dalszym opóźnieniu TDCL. Przy następnym aktywnym zboczu zegara wyjście logiki kombinowanej zostanie załadowane do rejestru R2. Mogłoby się wydawać, że dopóki okres zegara będzie większy niż TDR + TDC, R2 będzie ładował prawidłową wartość. W rzeczywistości okres zegara musi być nieco dłuższy ze względu na sposób, w jaki R2 (lub dowolny rejestr lub przerzutnik) reaguje na zmiany na wprowadzanych danych.

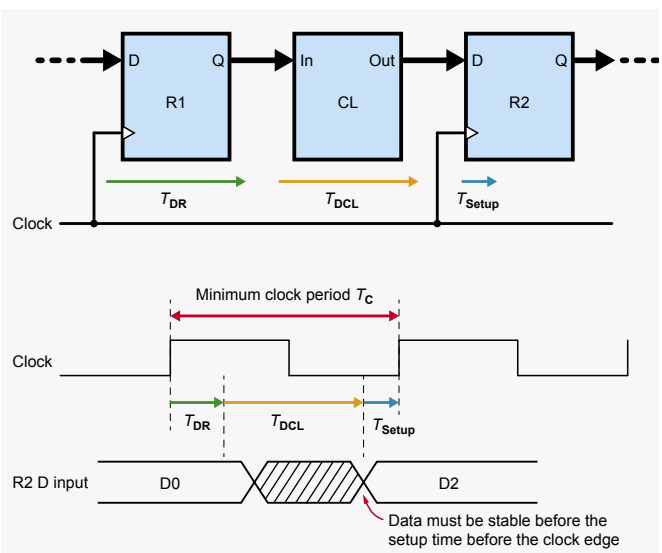
Taktowany przerzutnik zmienia swoje wyjście tylko pod kontrolą wejścia zegara. Zmiany na wejściu danych nie mają wpływu na dane wyjściowe, jeśli nie są taktowane. Jednakże zmiany danych wejściowych wpływają na obwody wewnętrzne. Jeśli dane ulegną zmianie, wewnętrzne obwody przerzutnika potrzebują czasu, aby dostosować się do tej zmiany. Jeśli zegar zostanie aktywowany tuż po zmianie danych, zanim wewnętrzne obwody się ustabilizują, przerzutnik może nie działać poprawnie. Może załadować niewłaściwą wartość lub stać się metastabilny, co może skutkować znacznie dłuższym niż zwykle opóźnieniem przed zmianą sygnału wyjściowego.

Aby zapobiec tym problemom, przerzutniki określa się w kategoriach czasu, jaki musi upłynąć po zmianie danych, zanim nastąpi aktywne zbocze zegara – nazywa się to czasem konfiguracji (TSetup). Podobnie dane nie mogą się zmieniać przez pewien czas po aktywnym zboczu zegara – jest to czas utrzymania (Thold). Czasy konfiguracji i utrzymania pokazano na **rysunku 6**. Ten diagram czasowy służy do zdefiniowania parametrów czasowych i nie pokazuje oczekiwanego działania obwodu. Zwykle zmiany danych nie dotyczą dokładnie czasu konfiguracji i utrzymania, ponieważ byłoby to zbyt ryzykowne – potrzebny jest pewien margines błędu.

Projektanci muszą upewnić się, że obwody są skonfigurowane w taki sposób, aby czasy konfiguracji i utrzymywania wszystkich przerzutników były spełnione we wszystkich warunkach pracy. W przypadku małych, prostych obwodów może to być po prostu kwestia upewnienia się, że zegar nie jest zbyt szybki, ale w przypadku dużych, złożonych projektów można zastosować narzędzia programowe do analizy taktowania (nie to samo, co symulator) w celu znalezienia potencjalnych naruszeń tych wymienionych wymagań. Wartości czasów konfiguracji i zatrzymania można znaleźć w arkuszach danych przerzutników.

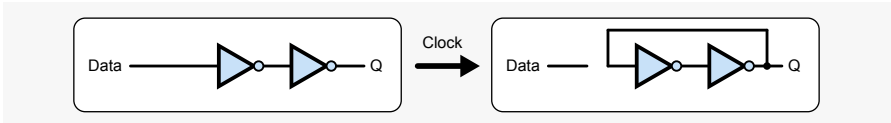
Rysunek 7 pokazuje różne opóźnienia związane z transferem między rejestrami w obwodzie synchronicznym. Minimalny okres zegara musi być większy niż TDR + TDC + TSetup, aby mieć pewność, że dane załadowane do R2 są prawidłowe. Zakreskowana część przebiegu wejściowego D rejestru R2 (która jest wyjściem logiki kombinacyjnej) wskazuje okres, w którym logika kombinacyjna może generować wartości pośrednie lub zakłócenia, zanim się ustabilizuje. Wartość ta musi być gwarantowana przed czasem konfiguracji przed następnym aktywnym zboczem zegara. Jeśli znajdziemy wartość TDR + TDC + TSetup dla każdego transferu między rejestrami w obwodzie, wówczas najwolniejsza wartość (plus pewien margines niepewności) daje nam minimalny okres zegara, a tym samym maksymalną częstotliwość taktowania obwodu.

Dotychczasowa dyskusja nieco uprościła sprawę. W szczególności fakt, że schemat na rysunku 7 przedstawia połączone ze sobą



Rysunek 7. Szczegółowe zależności czasowe transferów między rejestrami

eprasa.pl a1aeb00a11



Rysunek 8. Podstawowa operacja obwodu zatrzaskowego – zegar przełącza obwód w pętlę zamkniętą w celu przechowywania danych. Mechanizm, za pomocą którego można to osiągnąć, zależy od rodzaju zatrzasku/przerzutnika

zegary i przedstawia pojedynczy przebieg zegara. W rzeczywistości zegar dotrze do każdego przerzutnika w nieco innym czasie, ponieważ każda ścieżka, którą pokonuje zegar, będzie miała nieco inne opóźnienie. W małych obwodach może to nie być zauważalne, ale jest to potencjalny problem w większych obwodach (takich jak układy scalone), w których zegar nie jest rozprowadzany po prostu przewodem do każdego przerzutnika, ale przechodzi przez zestawy buforów (drzewo zegara). i/lub względne długości przewodów mogą być znaczące. Różnice w czasie przybycia zegara nazywane są przesunięciem zegara i należy je wziąć pod uwagę podczas ustalania, czy mogą wystąpić naruszenia synchronizacji.

Sygnały asynchroniczne i metastabilność

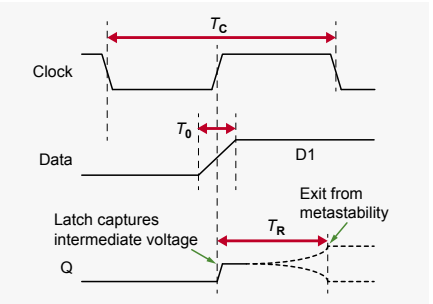
Poprzednia dyskusja obejmuje podstawowe wymagania dotyczące zapobiegania problemom z synchronizacją w obwodach synchronicznych. Jeśli wymagania zostaną spełnione (z wystarczającym marginesem, aby uwzględnić jakąkolwiek zmienność), obwód nie będzie miał problemów z synchronizacją – jest to skutecznie gwarantowane przez konstrukcję. To samo nie dotyczy sytuacji, gdy mamy zewnętrzne sygnały asynchroniczne – mogą one zmieniać się w dowolnym momencie cyklu zegara, co oznacza, że mogą zmieniać się wystarczająco blisko aktywnego zbocza zegara, aby spowodować naruszenie synchronizacji (tj. czas na rysunku 6). Podobnie, gdy sygnały przekraczają domeny zegara, jak ma to miejsce w przypadku wyjść ze stopnia 2 do stopnia 3 na rysunku 2, istnieje możliwość naruszenia synchronizacji. Sytuacja jest bardziej złożona niż w przypadku wejścia asynchronicznego, ponieważ zegary mogą mieć specyficzną relację. Jeżeli zegary pochodzą z tego samego źródła i są potęgami dwóch różnych częstotliwości, to sytuacja przypomina przypadek synchroniczny i może być bezproblemowa. Bardziej złożone relacje mogą skutkować określonymi, okresowymi naruszeniami. W przypadkach, gdy zegary są niezależne i prawdopodobnie będą wykazywać pewne przesunięcia względnej fazy i częstotliwości w czasie, sytuacja może być podobna do przypadku wejścia asynchronicznego.

W zeszłym miesiącu przyjrzeliśmy się budowie zatrzasków – podstawowych obwodów, w których można przechowywać pojedynczy bit. Podstawową operację pokazano na **rysunku 8** – gdy zegar (lub wejścia SR) zmienia stan (w celu zapisania bitu), tworzona jest zamknięta pętla dwóch inwerterów, która jest odizolowana od wejścia(wejść). Dwa takie zatrzaski danych połączone szeregowo, kontrolowane przez przeciwne poziomy zegara, służą do tworzenia przerzutników wyzwalanych zboczem, na których skupiliśmy się w tym miesiącu. Podczas normalnej pracy pętla przechowuje prawidłową wartość logiczną 1 lub 0 (na wyjściu Q, podczas gdy drugi inwerter wysyła sygnał logiczny o przeciwnym poziomie). W tej sytuacji pętla jest w stanie stabilnym i pozostanie niezmieniona, przechowując bit, dopóki wejścia zegara/SR nie zaktualizują zapisanej wartości lub nie zostanie odłączone zasilanie. Musimy jednak pamiętać, że obwód tak naprawdę obsługuje napięcia – co się stanie, jeśli napięcie na wejściu pętli nie będzie miało dobrej logiki 0 lub 1 w momencie utworzenia pętli?

Gdyby w pętli doszło do wychwytywania dokładnie równych napięć na dwóch wyjściach inwertera, to byłaby ona w idealnym stanie równowagi i teoretycznie mogłaby tak pozostać na stałe – jest to stan metastabilny, o którym mówiliśmy w kontekście przerzutnika SR w zeszłym miesiącu. W przykładzie z zeszłego miesiąca problem był spowodowany zmuszeniem przerzutnika SR do przechowywania logicznej 1 na obu wyjściach inwerterów. Konstrukcja zatrzasków danych zapobiega temu, ale napięcia znajdujące się pomiędzy dobrą logiką 0 i 1 mogą być przechowywane przez zatrzask danych, jeśli napięcie wejściowe zmienia się między 0 a 1, gdy pętla jest zamknięta.

Jak omówiono w zeszłym miesiącu, potencjalnie nieskończony czas przebywania w stanie metastabilnym nie będzie miał miejsca w rzeczywistym obwodzie – pewna różnica lub zaburzenie spowoduje przejście zatrzasku do jednego ze stanów stabilnych. Może to jednak potrwać znacznie dłużej niż normalne opóźnienie propagacji zatrzasku.

Zilustrowaliśmy to w zeszłym miesiącu symulacją pętli zatrzasku na poziomie tranzystorów w programie LTspice. W tym przykładzie wykorzystano scenariusz SR z dwoma 1, ale zatrzask danych przechowujący średnie napięcie zasilania będzie zachowywał się w podobny sposób z dużym opóźnieniem. Obwód pętli na rysunku 8 będzie przechowywać napięcie pośrednie, jeśli wystąpi metastabilność,



Rysunek 9. Przebiegi metastabilności w zatrzasku

ale w typowym przerzutniku pętla nie jest bezpośrednio połączona z wyjściami – może to być pierwszy z dwóch zatrzasków i prawdopodobnie będą tam znajdować się bramki buforujące wyjście. Oznacza to, że metastabilny przerzutnik może zawsze generować dobry poziom logiczny, ale może wykazywać zachowania takie jak bardzo duże opóźnienia lub początkowo generować jedną wartość, a następnie ją zmieniać.

Przebiegi na **rysunku 9** pokazują, jak zatrzask danych może stać się metastabilny. Istnieje pewien okres czasu, w którym zmiany danych (okno metastabilności, T0), kiedy taktowanie zatrzasku spowoduje metastabilność. Jeśli wystąpi metastabilność, zatrzaskowi zajmie trochę czasu, zwanego „czasem rozdzielczości" (TR), zanim powróci do jednego ze stanów stabilnych. W przypadku wejść asynchronicznych nie mamy kontroli nad względnym taktowaniem sygnału, więc nie możemy zagwarantować, że zapobiegniemy metastabilności. Musimy sobie z tym poradzić w kategoriach prawdopodobieństwa. Prawdopodobieństwo wystąpienia błędów w obwodzie jest powiązane z prawdopodobieństwem, że zatrzask stanie się metastabilny i prawdopodobieństwem, że będzie on nadal metastabilny po momencie, w którym może to spowodować błąd. Prawdopodobieństwo, że zatrzask stanie się metastabilny, jest w zasadzie proporcją cyklu zegara zajmowanego przez T0, czyli T0/TC. Jeśli znamy najdłuższy czas rozdzielczości, jaki może wystąpić bez spowodowania awarii obwodu, możemy znaleźć prawdopodobieństwo tego wystąpienia – jest to funkcja wykładnicza związana ze stałą czasową RC pętli zatrzaskowej. Takie obliczenia prawdopodobieństwa mogą pomóc projektantom w zmniejszeniu oczekiwanych poziomów błędów do akceptowalnych poziomów; na przykład poprzez dodanie obwodów synchronizatora. Przyjrzymy się temu bardziej szczegółowo w przyszłym artykule. ■

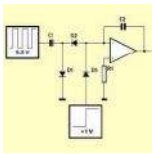
Ian Bell

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

eprasa.pl a1aeb00a11

Praktyczny kurs op-ampów

30. Generator napięcia schodkowego



Prawdopodobnie nie będziesz potrzebował napięcia schodkowego zbyt często. Ale warto wiedzieć, że w tym niespotykanym przypadku możesz polegać na op-ampie, który wygeneruje takie napięcie.

Napięcie schodkowe

Kształt napięcia schodkowego pokazano na **rysunku 1**. Napięcie takie charakteryzuje się tym, że jego wielkość wzrasta lub maleje o pewną, stałą wartość w regularnych odstępach czasu. Napięcie schodkowe może być zatem dodatnie lub ujemne.

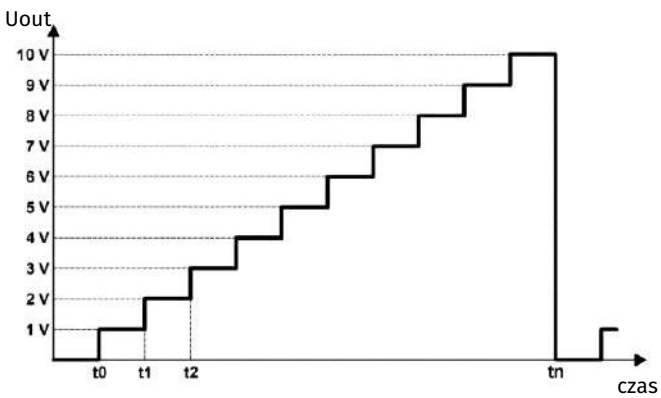
Do czasu t0 napięcie wynosi 0 V. W chwili t0 napięcie nagle wzrasta o 1 V. Pozostaje tak do czasu t1. Wówczas napięcie wzrasta o kolejny 1 V i tym samym wynosi 2 V. Wyjście pozostaje stabilne do czasu t2, kiedy to napięcie wzrasta do 3 V. Oczywiście nie może to trwać w nieskończoność, stąd po tn napięcie spada do 0 V i można rozpocząć nowy cykl.

Zastosowanie napięć schodkowych

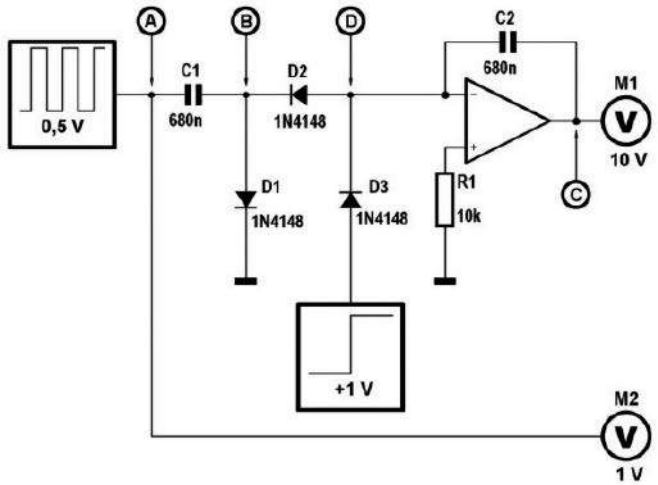
Takie napięcia schodkowe stosuje się na przykład przy przesyłaniu kilku sygnałów jednym przewodem oraz przy pomiarach różnych charakterystyk tranzystora. Mając generator napięć schodkowych, możesz przyrostowo zwiększać prąd bazy. Jeśli przy każdym schodku zapiszesz na ekranie oscyloskopu zależność między napięciem emiter – kolektor a prądem kolektora, otrzymasz zestaw charakterystyk tranzystora. Hobbyści spotykają się z tego typu sygnałem na przykład w muzycznych dzwonkach do drzwi, gdzie napięcie schodkowe napędza generator o zmiennej częstotliwości, a każdy schodek odpowiada jednej nucie muzycznej.

Schemat generatora napięcia schodkowego

Schemat, który umożliwia wygenerowanie napięcia schodkowego, jest pokazany na **rysunku 2**. Rozpoznasz na nim podstawowy układ integratora. Kondensator C2 jest włączony pomiędzy wejściem odwracającym a wyjściem op-ampa. Na wejście podajesz przebieg fali prostokątnej o amplitudzie około 0,5 V.



Rysunek 1. Przebieg dodatniego napięcia schodkowego (Jos Verstraten)



Rysunek 2. Schemat eksperymentalnego generatora napięcia schodkowego (Jos Verstraten)

Po włączeniu napięcia zasilania napięcie na wyjściu op-ampa będzie miało wartość zero woltów. Z każdym ujemnym skokiem napięcia wejściowego zobaczysz na mierniku, że wyjście staje się o około 1 V bardziej dodatnie i pozostaje przy tej wartości aż do następnego ujemnego skoku na wejściu. Możesz regulować wielkość stopni na wyjściu, zmieniając amplitudę przebiegu prostokątnego na wejściu. Im mniejsze jest to napięcie, tym bardziej zbliżone są do siebie poszczególne stopnie przebiegu schodkowego na wyjściu.

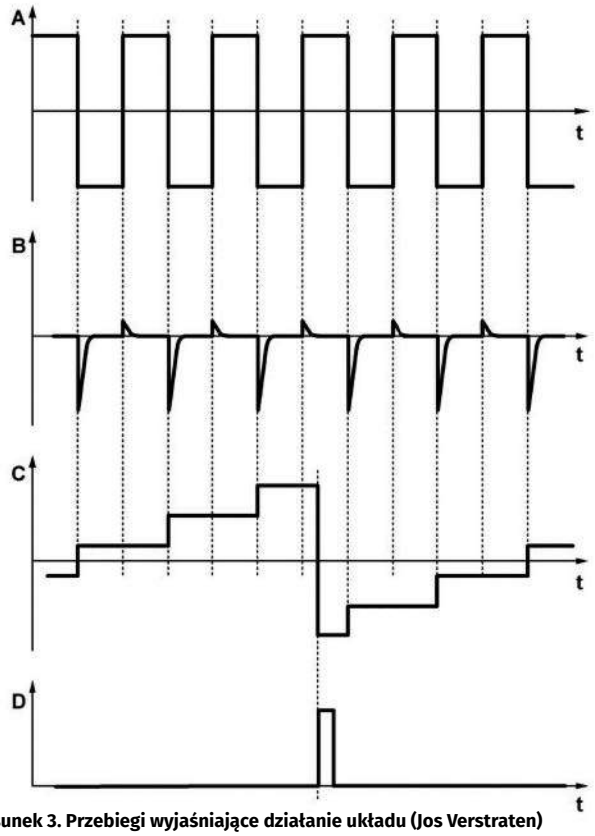
Działanie układu

Wykresy z **rysunku 3** wyjaśniają kilka rzeczy. Fala prostokątna generatora funkcyjnego jest różniczkowana przez kondensator C1. To znaczy, że ten element przepuszcza tylko nagłe zmiany napięcia od +0,5 V do −0,5 V (i odwrotnie). W końcu kondensator ma pewną rezystancję przy napięciu przemiennym. Im wyższa częstotliwość sygnału, tym mniejszy opór stawia kondensator dla przejścia tego sygnału. Wahania napięcia odpowiadają sygnałowi o bardzo wysokiej częstotliwości, a kondensator umożliwi niezakłócony przepływ tych części sygnału.

Inaczej jest w przypadku płaskich części fali prostokątnej. Reprezentują one bardzo niską częstotliwość, a rezystancja kondensatora jest tak duża, że sygnał ten jest całkowicie blokowany. Wniosek: fala prostokątna z generatora funkcyjnego jest zamieniana przez kondensator na krótkie dodatnie i ujemne piki, tzw. impulsy szpilkowe. Teraz jednak do gry wchodzi dioda D1. Element ten zaczyna przewodzić, jeśli anoda jest bardziej dodatnia niż katoda. Tak jest w przypadku dodatniego impulsu szpilkowego. Jest on zatem zwarty do masy przez przewodzącą diodę. W punkcie B powstaje w ten sposób przebieg napicia, który ma postać wąskich ujemnych impulsów szpilkowych z każdym ujemnym skokiem fali prostokątnej na wejściu.

Bardzo małe dodatnie impulsy, które widzisz na rysunku, są spowodowane napięciem przewodzenia 0,7 V diody D1 i są pozostałością po dodatnich zboczach fali prostokątnej przechodzących przez kondensator.

eprasa.pl a1aeb00a11



Rysunek 3. Przebiegi wyjaśniające działanie układu (Jos Verstraten)

Następnie do głosu dochodzi dioda D2. Ta dioda również zaczyna przewodzić, gdy anoda staje się bardziej dodatnia od katody. Dzieje się tak w przypadku ujemnej szpilki w punkcie B. Ujemne wejście op-ampa jest wtedy połączone przez przewodzącą diodę z napięciem w punkcie B. Wygląda to wtedy tak, jakbyś przez bardzo krótki czas napędzał integrator ujemnym napięciem.

Jak dowiedziałeś się we wcześniejszym odcinku tego kursu, integrator reaguje na to liniowym ładowaniem kondensatora. Napięcie na wyjściu staje się wtedy dodatnie (ponieważ integrator inwertuje). Teraz to ładowanie jest bardzo szybkie: przecież między ujemnym wejściem a napięciem w punkcie B nie ma żadnego rzeczywistego oporu. Dioda ma oczywiście niewielki opór wewnętrzny, ale jest on pomijalny. Prąd I, który płynie z punktu B przez przewodzącą diodę D2 i kondensator C2 do wyjścia op-ampa jest bardzo duży, a zatem napięcie na kondensatorze również będzie rosło bardzo szybko. Po wzroście napięcia na C2 o około 1 V, ujemny impuls szpilki w punkcie B spada. Dioda D2 zaczyna się odwracać, prąd ładowania C2 staje się zerowy, a tym samym napięcie na wyjściu integratora pozostaje stałe.

Przy kolejnym ujemnym impulsie D2 i C2 znów bardzo krótko popłynie dość duży prąd, powodując gwałtowny wzrost napięcia wyjściowego o taką samą wartość. Osiągnięto kolejny stopień napięcia stopniowego.

Zakończenie cyklu

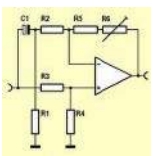
Oczywiście proces ten nie powtarza się w nieskończoność. Po pewnej liczbie impulsów prądowych kondensator zostaje naładowany do dodatniego napięcia zasilania i przy kolejnych impulsach ujemnych wyjście op-ampa pozostaje na poziomie +10 V. Obwód jest zakleszczony na poziomie dodatniego napięcia zasilania.

Jeśli teraz na krótko przyłożysz dodatni impuls do ujemnego wejścia op-ampa poprzez diodę D3, to biegunowość napięcia wejściowego integratora zostanie odwrócona, odwracając prąd ładowania C2. Napięcie spada teraz bardzo szybko z +10 V do około -8 V, skrajnie ujemnej granicy op-ampa.

Uwaga

W „prawdziwym" generatorze napięcia schodkowego to, co robisz ręcznie w tym eksperymencie, czyli zakończenie cyklu napięcia schodkowego, jest oczywiście wykonywane elektronicznie. Jest to dość proste: używając komparatora porównujesz wartość napięcia schodkowego do pewnego stałego napięcia. Jeśli napięcie schodkowe chciałoby stać się większe od tego poziomu odniesienia, komparator generuje napięcie wyjściowe. Napięcie to steruje układem, który chwilowo podaje dodatni impuls na ujemne wejście op-ampa. Wyjście układu staje się maksymalnie ujemne, można rozpocząć kolejny okres napięcia schodkowego. ■

31. Filtr tętnień



Czasami na mierzonym napięciu pojawia się denerwujące tętnienie. Jeśli chcesz usunąć to tętnienie z sygnału, możesz użyć ostatniego układu, który omawiamy w tym kursie op-ampów: filtra tętnień.

Tętnienia w sygnałach z czujników

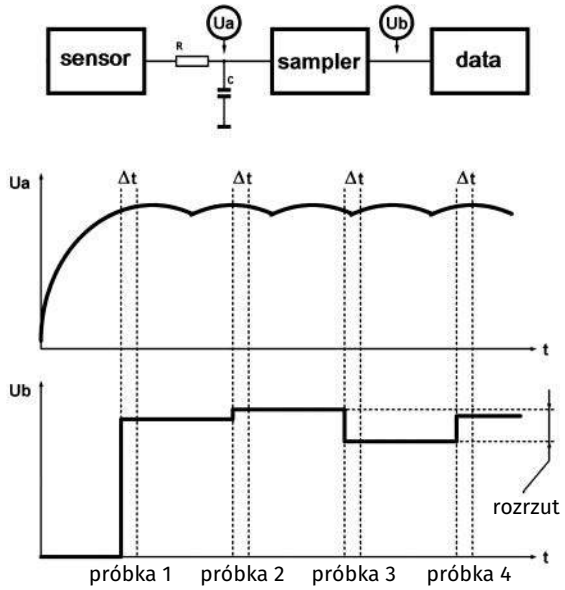
Jeśli używasz rejestratora do zapisu napięcia wyjściowego jakiegoś czujnika, to z pewnością przekonałeś się, że mogą pojawić się problemy z powodu tętnień sygnału na wyjściu czujnika. Może to mieć miejsce, jeśli czujnik jest podłączony do rejestratora za pomocą długiego kabla. Tętnienia na rejestrowanym napięciu mogą wystąpić na przykład z powodu obecności napięć zakłócających wprowadzanych do tego kabla z sieci 230 V.

Rejestratory zawsze pracują zgodnie z metodą próbkowania. W układzie, pokazanym na **rysunku 1**, pobierana jest próbka sygnału z czujnika Ua przez niewielki czas Δt. Za pomocą przetwornika analogowo-cyfrowego wielkość tej próbki jest zamieniana na liczbę, która jest odczytywana przez rejestrator i przechowywana w jego pamięci. Odczytując następnie te próbki lub przekształcając je na wykres, uzyskuje się ładną graficzną prezentację przebiegu mierzonego napięcia z czujnika.

Tętnienia zakłócają pomiary

Jeśli jednak na napięciu czujnika występują tętnienia, na mierzonych próbkach może pojawić się rozrzut wartości sięgający nawet dziesiątek miliwoltów. Jest to zjawisko znane jako „jitter amplitudowy". Próbka 2 jest pobierana w momencie, gdy napięcie wyjściowe czujnika jest bliskie maksimum. Natomiast próbka 3 jest pobierana w momencie, gdy napięcie wyjściowe jest minimalne. Pomiędzy tymi dwoma pomiarami występuje różnica napięć równa wielkości napięcia tętnień. Teraz można próbować sprawić, by tętnienia były jak najmniejsze, zwiększając wartości elementów R i C. Poprawia się wtedy tłumienie sygnału

eprasa.pl a1aeb00a11



Rysunek 1. Tętnienie zakłóca próbkowanie napięcia wyjściowego z czujnika (Jos Verstraten)

tętnień, ale wzrost lub spadek napięcia na kondensatorze do wartości nowego napięcia czujnika trwa znacznie dłużej. Innymi słowy, układ staje się wolniejszy.

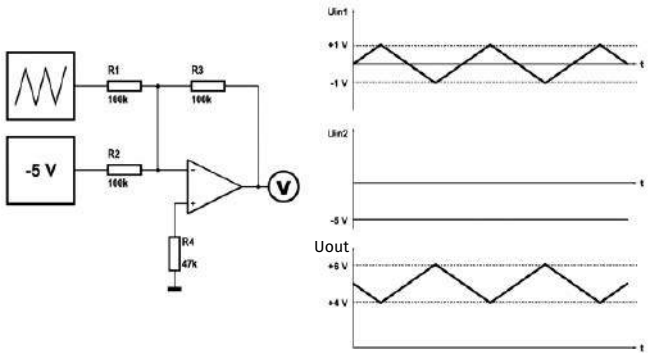
Generowanie napięcia tętniącego

Używając prostego obwodu z op-ampem, można zbudować idealny filtr tętnień, wolny od jakiejkolwiek znaczącej bezwładności. Zanim jednak zaczniesz eksperymentować z tym układem, musisz oczywiście wygenerować napięcie z tętnieniami. To również można zrobić za pomocą op-ampa zgodnie ze schematem na **rysunku 2**. Jest to nic innego jak wzmacniacz mieszający z inwersją, opisany wcześniej w naszym kursie.

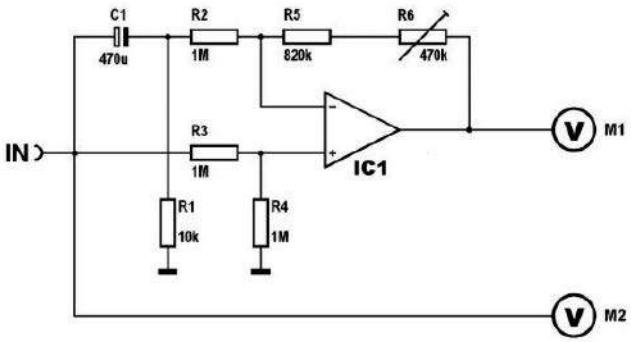
Jedno wejście jest podłączone do napięcia stałego o wartości −5 V, drugie do wyjścia generatora funkcyjnego generującego sygnał trójkątny o wartości od szczytu do szczytu 2 V. Układ miesza oba napięcia, tak że na wyjściu otrzymujemy napięcie stałe o wartości +5 V z tętnieniem 2 V. Napięcie wyjściowe układu waha się między +6 V a +4 V, co stanowi bardzo duże tętnienie. Ustaw częstotliwość sygnału trójkątnego na maksymalną wartość!

A teraz filtr tętnień

Schemat jest pokazany na **rysunku 3**. Z pewnością rozpoznasz opisany wcześniej w tym kursie wzmacniacz różnicowy. Cztery jednakowej wielkości rezystory (R3, R4, R2 i R5 + R6), rozmieszczone wokół op-ampa w sposób właściwy dla wzmacniaczy różnicowych. Są jednak dwa punkty różnicy: oba wejścia są wysterowane jednym napięciem, a pomiędzy wejściem a jednym z wejść wzmacniacza różnicowego znajduje się obwód RC. Elementy tego obwodu RC, C1 i R1, muszą być tak obliczone, aby przepuszczać napięcie tętniące bez tłumienia. Drugim wymaganiem jest to, aby wartość R1, w porównaniu z rezystorami wzmacniacza różnicowego, była jak najmniejsza. W narysowanym przykładzie zachowany jest stosunek 1 do 100.



Rysunek 2. Użycie mieszacza do symulacji napięcia stałego z tętnieniami (Jos Verstraten)



Rysunek 3. Obwód filtra tętnień (Jos Verstraten)

Jak działa układ

Jak działa ten układ? To bardzo proste!!! Napięcie wejściowe składa się z dwóch składowych, napięcia stałego o wartości +5 V oraz nałożonego na nie napięcia zmiennego o wartości 2 V. To drugie napięcie pojawia się na obu wejściach wzmacniacza różnicowego. Natomiast napięcie stałe pojawia się tylko na wejściu dodatnim. Napięcie wyjściowe wzmacniacza różnicowego jest równe:

$$U_{out} = [U+] - [U-]$$

Na dodatnim wejściu filtru przeciwzakłóceniowego znajduje się napięcie stałe Udc oraz napięcie tętnień Uac. Na wejściu ujemnym występuje tylko napięcie tętnień Uac. Napięcie wyjściowe układu jest więc równe:

$$U_{out} = [Udc + Uac] - Uac$$
$$U_{out} = Udc$$

Napięcie tętnień zniknęło z napięcia wyjściowego!

Eksperymentuj samodzielnie

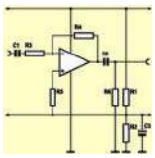
Podłącz wyjście generatora napięcia tętniącego do wejścia filtru tętnień. Porównaj napięcia w punkcie testowym M2 (napięcie wejściowe) i w punkcie testowym M1 (napięcie wyjściowe). Obracaj potencjometrem regulacyjnym R6, aż napięcie tętnień zostanie odfiltrowane do wyjścia. Zmieniaj wielkość tętnień i napięcia stałego. Wyjście podąża (z pewną bezwładnością, ze względu na duży kondensator elektrolityczny) za napięciem stałym, ale nie reaguje na tętnienia. ■

REKLAMA

EP.com.pl Odwiedź stronę z mnóstwem doskonałych projektów

eprasa.pl a1aeb00a11

32. Na zakończenie tego kursu



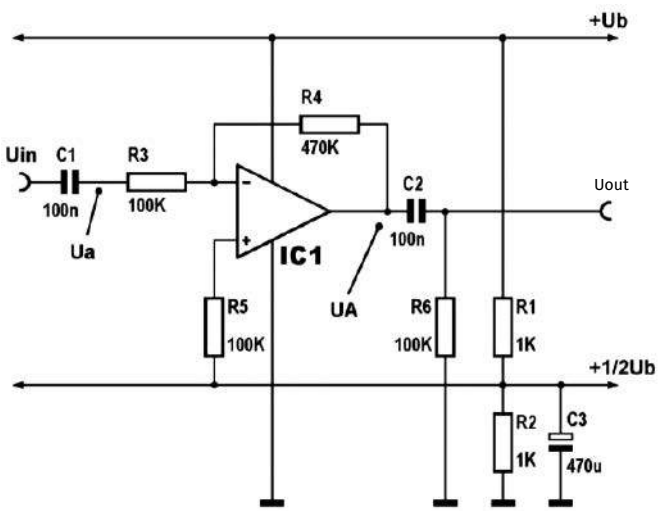
W trzydziestu eksperymentach pokazaliśmy zastosowania wzmacniaczy operacyjnych, które często przydadzą się w Twojej praktyce projektowej. Teraz kończymy ten kurs kilkoma pomocnymi uwagami podsumowującymi.

W trzydziestu eksperymentach nauczyłeś się stosować op-amp 741 w tylu podstawowych układach, od prostego wzmacniacza buforowego do idealnego prostownika, od komparatora z histerezą do generatora sinusoidalnego, od integratora do multiwibratora monostabilnego. Nie został jednak uwzględniony ważny obszar zastosowań op-ampa: filtry analogowe. Filtry dolnoprzepustowe, filtry górnoprzepustowe, filtry pasmowe, filtry antyaliasowe, współczesna elektronika analogowa pęka w szwach od zastosowań filtrów, do których coraz częściej stosuje się wzmacniacze operacyjne. Jednak możliwości naszych prostych układów eksperymentalnych nie pozwalają na budowanie i testowanie tego typu układów. Przede wszystkim ograniczała nas bardzo mała częstotliwość sygnałów w naszych eksperymentach.

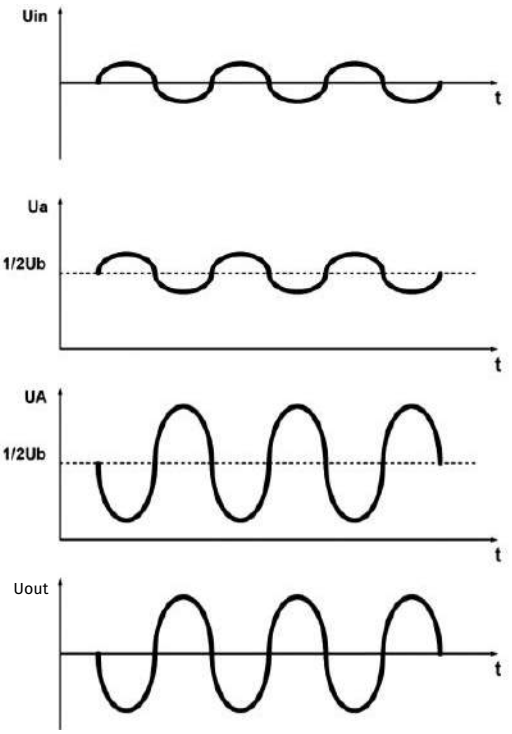
Jeśli będziesz projektował układy pracujące przy wyższych częstotliwościach, będziesz musiał zastosować wzory o znacznie niższych wartościach dla kondensatorów. W końcu w praktyce spotkasz bardzo niewiele układów pracujących z ekstremalnie niskimi częstotliwościami. Mamy jednak nadzieję, że dzięki tej serii eksperymentów daliśmy Ci dobrą podstawę do samodzielnego eksperymentowania. Generator funkcyjny i oscyloskop są jednak wtedy bardzo potrzebne!

Op-ampy w praktyce – zasilanie asymetryczne

Wszystkie układy w tym kursie są zasilane symetrycznie: dodatnim napięciem zasilającym +10 V i ujemnym -10 V. W praktyce jednak często istnieje dostęp tylko do jednego dodatniego napięcia zasilającego. Większość z omawianych układów można łatwo przerobić na zasilanie jednym napięciem. Przykładem jest pokazany na **rysunku 1** wzmacniacz odwracający. Ujemny zacisk zasilania układu scalonego jest podłączony do masy, dodatni trafia do dostępnego +Ub. Używając dzielnika napięcia R1, R2, dwóch rezystorów o jednakowej wielkości, uzyskujemy napięcie pomocnicze równe połowie dostępnego napięcia



Rysunek 1. Przykład zastosowania op-ampa, gdy dostępne jest tylko jedno dodatnie napięcie zasilania (Jos Verstraten)



Rysunek 2. Objaśnienie działania układu (2019 Jos Verstraten)

zasilania. Staje się ono wtedy nową „masą" układu, zwaną też „wirtualną" masą.

Wygląda to wtedy tak, jakbyś podzielił +Ub na dwa równej wielkości napięcia cząstkowe. Jeśli +½Ub jest ustawione równe 0 V, to „masa" równa się -½Ub, a +Ub równa się +½Ub. Przywrócony zostaje stan symetryczny. Wszystkie komponenty, które w rozpatrywanych schematach są połączone do masy, powinny być teraz podłączone do nowo utworzonego wirtualnego potencjału masy.

Objaśnienie działania

Z wykresów na **rysunku 2** można zrozumieć działanie tego układu. Dodatnie wejście op-ampa jest podłączone do +½Ub poprzez rezystor R5 i przy braku sygnału na wejściu, to napięcie jest również na ujemnym wejściu i na wyjściu. Rzeczywiście, dzięki zastosowaniu kondensatora separującego C1, to zadane napięcie jest w węźle Ua i op-amp działa jako wtórnik napięcia. Napięcie zmienne na wejściu jest przekazywane przez C1 do wejścia ujemnego. Napięcie w punkcie Ua zacznie się zmieniać wokół napięcia zadanego. Przez R3 popłynie więc prąd zmienny. Jednak op-amp utrzymuje napięcie na wejściu ujemnym takie samo jak na wejściu dodatnim. Prąd przez R3 przepływa również przez R4. Na tym ostatnim rezystorze powstaje napięcie (zmieniające się w okolicach ½Ub), które jest odzwierciedlone na wyjściu. Napięcie zadane jest utrzymywane w układzie poprzez C2. Na wyjściu jest odwrócone i wzmocnione wejściowe napięcie zmienne.

Wadą tego układu jest konieczność stosowania kondensatorów sprzęgających pomiędzy poszczególnymi stopniami układu. Dlatego napięcia stałe nie mogą być przetwarzane bezbłędnie! Okazuje się, że obwód R1-R2-C1 wystarczy zbudować tylko raz. Możesz ustawić wszystkie op-ampy w układzie tym jednym napięciem pomocniczym. ■

Jos Verstraten

eprasa.pl a1aeb00a11

Czujniki NDIR



NDIR to skrót od „Non Dispersive Infra Red" co można przetłumaczyć jako nierozpraszająca podczerwień. Czujniki tego typu są w stanie w prosty sposób zmierzyć stężenie gazów w powietrzu. Jednym z głównych zastosowań jest pomiar stężenia CO_2.

Pomiar dwutlenku węgla

Dwutlenek węgla został odkryty w 1750 roku przez szkockiego chemika Josepha Blacka. Ta substancja chemiczna ma wzór CO_2, więc jedna cząsteczka składa się z jednego atomu węgla i dwóch atomów tlenu. Jest to bezbarwny i bezwonny gaz wydzielany przez wszystkie oddychające istoty. Gaz ten jest czasami nazywany dwutlenkiem węgla.

Chociaż ludzie emitują stosunkowo mało CO_2, jego stężenie w powietrzu może nadal być zbyt wysokie. Jest to szczególnie prawdziwe w zamkniętych przestrzeniach, w których przebywa wiele osób, takich jak sale lekcyjne i restauracje itp. Jeśli w powietrzu znajduje się zbyt dużo CO_2, może to prowadzić do problemów zdrowotnych, takich jak bóle głowy i słaba koncentracja. Ponadto twierdzi się, że zbyt duża ilość dwutlenku węgla w powietrzu powoduje szybsze rozprzestrzenianie się korona wirusa. Krótko mówiąc, bardzo ważne jest, aby stężenie tego gazu w powietrzu mieściło się w dopuszczalnych granicach. Dobrym rozwiązaniem do pomiaru tego parametru jest zakup lub wykonanie własnego urządzenia do pomiaru CO_2. Pozwala ono mierzyć jakość powietrza i zapobiegać niezdrowemu środowisku życia.

Jak mierzy się ilość CO_2?

Aby zmierzyć ilość czegoś, potrzebujesz jednostki. Jednostka ppm służy do wyrażania stężenia gazu w powietrzu. To skrót od „części na milion". Stężenie 1 ppm oznacza, że jedna część objętościowa substancji chemicznej występuje w milionie części objętościowych powietrza. Jeden ppm jest dziesięć tysięcy razy mniejszy niż jeden procent. Należy więc pamiętać, że są to bardzo małe liczby, które trudno zmierzyć!

CO_2 (ppm)	Jakość powietrza
2100	BARDZO ŹLE, silnie zanieczyszczone, konieczna wentylacja
2000	
1900	
1800	
1700	
1600	
1500	ŹLE, silnie zanieczyszczone, zalecana wentylacja
1400	
1300	
1200	
1100	
1000	Jest w porządku
900	
800	Dobra
700	
600	Doskonała
500	
400	

Rysunek 1. Wartości stężenia CO_2 w powietrzu i towarzyszące temu skutki (Jos Verstraten)

Stężenia w powietrzu

Aby dać Ci wyobrażenie o jakich małych liczbach powinieneś pomyśleć, podajemy kilka przykładów. W 2020 r. w powietrzu znajdowało się średnio 417 ppm CO_2. Jak wiadomo, stężenie to powoli, ale systematycznie rośnie, a wzrost ten powoduje wzrost średniej temperatury na Ziemi.

W dobrze wentylowanych pomieszczeniach stężenie CO_2 wynosi od 450 ppm do 800 ppm. W ruchliwych, słabo wentylowanych obszarach stężenie wzrasta do 1500 ppm. Konieczne jest wietrzenie! Jeśli stężenie wzrośnie do 2000 ppm, mózg nie otrzymuje wystarczającej ilości tlenu i nie można wykluczyć problemów zdrowotnych. Podsumowaliśmy to wyraźnie na **rysunku 1**.

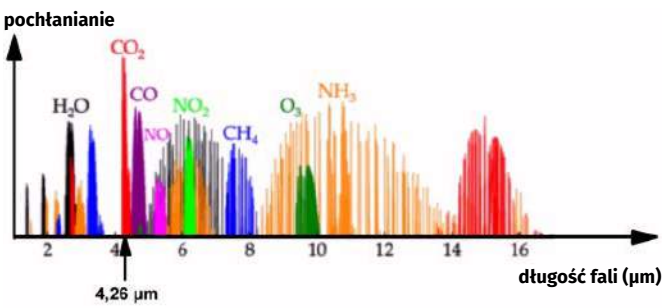
Ważna właściwość dwutlenku węgla

Jak każdy gaz, CO_2 ma również właściwość pochłaniania pewnych długości fal z widma elektromagnetycznego i umożliwiania pozostałym falom przejście praktycznie bez tłumienia. Dla dwutlenku węgla pasmo absorpcji wynosi około 4,26 µm. Jak pokazuje **rysunek 2**, pasmo absorpcji tego gazu jest bardzo wąskie. Dzięki temu można łatwo wykryć tę absorpcję. Długość fali 4,26 µm należy do pasma tzw. średniej podczerwieni, które można łatwo odfiltrować z całkowitego widma emitowanego przez lampę za pomocą specjalnych filtrów.

Jak działają czujniki NDIR

Teoretycznie pomiar stężenia CO_2 w powietrzu nie jest taki trudny. Źródło światła podczerwonego promieniuje przez probówkę wypełnioną mierzonym powietrzem. Wnętrze tej tuby jest odblaskowe, więc promieniowanie podczerwone nie jest tracone. Po drugiej stronie rurki znajduje się specjalny filtr, który przepuszcza jedynie promieniowanie o długości fali 4,26 µm. Za tym filtrem znajduje się detektor podczerwieni, który mierzy ilość promieniowania. Jeśli w rurze nie ma CO_2, promieniowanie o długości fali 4,26 µm nie jest pochłaniane. Im więcej CO_2 znajduje się w próbce powietrza w rurce, tym więcej promieniowania o długości fali 4,26 µm zostanie pochłonięte przez gaz.

Oprócz detektora podczerwieni na 4,26 µm, za filtrem znajduje się drugi identyczny detektor dla długości fali, która absolutnie nie jest absorbowana przez gazowy CO_2. Ten detektor służy jako sygnał odniesienia. Stężenie dwutlenku węgla w probówce można obliczyć



Rysunek 2. Długości fal absorpcji gazów

eprasa.pl a1aeb00a11



Rysunek 3. Zasada działania czujnika NDIR

z różnicy sygnałów wyjściowych obu detektorów. Zostało to zaprezentowane na **rysunku 3**.

Prawo Lamberta-Beera

Prawo Lamberta-Beera wiąże absorpcję światła z właściwościami materiału, przez który światło przechodzi. To prawo naturalne zostało sformułowane przez Augusta Beera w 1852 roku i bazuje również na pracach Johanna Heinricha Lamberta. Jeżeli wiązka światła o natężeniu I_0 przechodzi przez materiał pochłaniający, po opuszczeniu materiału wiązka będzie miała mniejsze natężenie I_1. Prezentuje to **rysunek 4**. Różnica między I_0 i I_1 polega na tym, że część promieniowania jest absorbowana przez gaz. Różnica ta zależy od substancji chłonnej, stężenia c tej substancji chłonnej i grubości d materiału. Prawo w formie wzoru brzmi:

$$I_1/I_0=e^{-cd\varepsilon}$$

W tym wzorze e jest współczynnikiem absorpcji gazowego dwutlenku węgla. Liczba e jest stałą Napiera i jest równa 2,718281828459.....

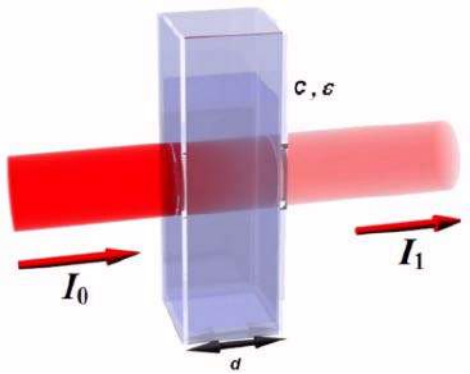
Pierwszy czujnik NDIR, typu liniowego

Amerykański naukowiec Charles Keeling po raz pierwszy zastosował zasadę NDIR w 1958 r. do pomiaru stężenia gazów w emisjach z wulkanu Mauna Loa na Hawajach. Ponieważ nawet stężenie 2000 cząstek na 1 000 000 cząstek jest niezwykle niskie do wykrycia z punktu widzenia pomiaru, rurka próbkująca tego pierwszego czujnika miała długość nie mniejszą niż 40 cm.

Te liniowe czujniki NDIR są nadal w użyciu i zostały zaprezentowane na **rysunku 5**. Mogą mierzyć dokładnie, ale nie są zbyt praktyczne ze względu na długość. Ponadto są bardzo drogie i dlatego nadają się tylko do użytku profesjonalnego.

Czujnik SenseAir

Przełom techniczny nastąpił w 1993 roku, kiedy SenseAir opatentował konstrukcję czujników CO_2 o znacznie mniejszych wymiarach.



Rysunek 4. Graficzna interpretacja prawa Lamber-Beer



Rysunek 5. Liniowy czujnik NDIR



Rysunek 6. Czujnik NDIR z komorą próbną w kształcie banana

Czujniki te rozwiązują problem rozmiaru, stosując złożony kształt (zwany „falowodem") jako komorę próbki. Aby pomieszczenie w kształcie banana spełniało swoje zadanie, jest ono wyposażone od wewnątrz w warstwę odbijającą promieniowanie podczerwone. Ta wysoce odblaskowa powłoka zapewnia, że cząsteczki CO_2 w komorze próbki pochłaniają taką samą ilość światła, jak w przypadku tradycyjnej prostej probówki.

Stosując zaawansowaną optykę, nowe konstrukcje falowodów umożliwiły stosowanie coraz mniejszych czujników o wyższej czułości. Na przykład w 2003 roku czujnik CO_2 K20 firmy SenseAir używał falowodu w kształcie banana. Został on zaprezentowany na **rysunku 6**. Czujnik ten był używany przez wiele lat w czujnikach CO_2 do produktów konsumenckich.

Nowoczesne czujniki NDIR

Najnowsza generacja czujników CO_2 ma jeszcze bardziej zoptymalizowane falowody, co pozwala na złożenie optycznej ścieżki światła w jeszcze mniejsze wymiary. Nowoczesny czujnik NDIR taki jak K30 posiada komorę próbki o wymiarach 8×33×20 mm. Został on zaprezentowany na **rysunku 7**.

Okrągłe czujniki NDIR

Ostatnim osiągnięciem są subminiaturowe okrągłe czujniki NDIR opracowane przez różne firmy. Typowym przykładem jest **rysunek 8** prezentujący COZIR-A firmy Gas Sensing Solutions. Czujnik ten ma



Rysunek 7. Nowoczesny czujnik NDIR z miniaturową komorą próbkową

eprasa.pl a1aeb00a11



Rysunek 8. Subminiaturowy czujnik NDIR

średnicę zaledwie 40 mm, zasilany jest napięciem 5 Vdc i pobiera średnio zaledwie 1,5 mA prądu. Aby osiągnąć tak niską moc, nie stosuje się oświetlenia ciągłego komory próbki lecz oświetlenie pulsacyjne. Dioda IR LED emituje bardzo krótki impuls świetlny dwa razy na sekundę.

Od żarówki po wąskopasmową diodę IR

Pierwsza generacja czujników NDIR stosowała żarówkę z filtrem IR do generowania niezbędnego promieniowania podczerwonego. W rezultacie czujniki te zużywały sporo energii. Naturalnie obecnie stosowane są zintegrowane diody podczerwieni IR, dzięki czemu czujniki NDIR mogą pracować przy znacznie niższych poziomach mocy. W połączeniu z fotodiodą pełniącą funkcję detektora światła, te czujniki półprzewodnikowe oferują również znacznie dłuższą żywotność. Na przykład wiele nowoczesnych czujników zużywa obecnie tylko 3 mW mocy, podczas gdy typowe żarowe czujniki podczerwieni zużywają od 50 mW do 200 mW. Niski pobór mocy sprawia, że nowoczesne czujniki NDIR mogą pracować miesiącami na jednej baterii lub na energii słonecznej.

Ponadto możliwe jest opracowanie źródeł światła LED, które emitują światło tylko w bardzo wąskim paśmie wokół długości fali absorpcji dwutlenku węgla. Upraszcza to konstrukcję czujnika, ponieważ nie wymaga to filtrowania.

Kalibracja czujników NDIR

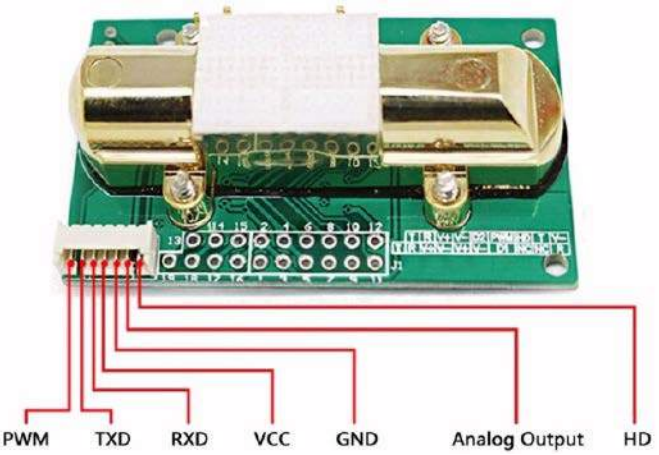
Czujniki NDIR bazują się na stabilnej pracy źródła światła podczerwonego i detektora podczerwieni do pomiaru liczby cząsteczek CO_2 w probówce. Z biegiem czasu zarówno źródło światła, jak i detektor ulegają pogorszeniu, co powoduje spadek mierzonych wartości. Aby skompensować dryf czujnika, należy regularnie kalibrować czujnik NDIR. Odbywa się to poprzez wystawienie czujnika na działanie znanego źródła gazu. Następnie wykonuje się wiele pomiarów, z których obliczana jest wartość średnia. Różnica pomiędzy nowym pomiarem, a pierwotnym pomiarem, kiedy czujnik był pierwotnie skalibrowany w fabryce, jest przechowywana w pamięci EPROM. Ta wartość przesunięcia jest następnie automatycznie dodawana lub odejmowana od wszystkich kolejnych pomiarów.

Teoretycznie zalecaną metodą kalibracji czujnika NDIR jest zanurzenie czujnika w czystym azocie. Głównym problemem tej metody jest koszt. Będziesz potrzebować szczelnej obudowy kalibracyjnej, zbiornika czystego azotu i specjalnego oprogramowania kalibracyjnego.

Mniej dokładną metodą jest kalibracja w czystym powietrzu zewnętrznym. Zamiast kalibracji na 0 ppm CO_2 jest kalibrowany na 400 ppm CO_2. Przyjmuje się wówczas, że stężenie dwutlenku węgla w czystym powietrzu zewnętrznym jest w przybliżeniu równe tej wartości. Jednak rosnące wykorzystanie paliw kopalnych powoduje szybki wzrost, w wyniku czego stężenie CO_2 w Holandii wynosi obecnie około 412 ppm.

Czujniki NDIR w praktyce

Na rynku dostępnych jest kilkadziesiąt modeli czujników NDIR wyspecjalizowanych w detekcji i pomiarze dwutlenku węgla. Oczywiście nie będziemy omawiać ich wszystkich. Ograniczamy się do najtańszych modeli,



Rysunek 9. Czujnik MH-Z14A Winsen Electronics

które są łatwo dostępne dla hobbystów. Większość czujników ma wyjście cyfrowe i analogowe. Wyjścia cyfrowe są albo z modulacją szerokości impulsu (PWM), albo pracują z protokołem szeregowym. Wymaga to zastosowania mikrokontrolera ze specjalistycznym programem do odczytu czujnika. Ponieważ wymaga to umiejętności programowania takich układów, a nie każdy hobbysta taką umiejętność posiada, zwracamy także uwagę na odczyt wyjścia analogowego. Użycie tego wyjścia we własnym obwodzie wymaga oczywiście znacznie mniejszej wiedzy z zakresu elektroniki.

MH-Z14A firmy Winsen Electronics

Ten czujnik chińskiej firmy Zhengzhou Winsen Electronics Technology Co został zaprezentowany na **rysunku 9**. Jest on dostarczany na płytce drukowanej o wymiarach 57,5×34,7 mm i waży 15 gramów. Ma zakres pomiarowy od 0 ppm do 2000, 5000 lub 10 000 ppm CO_2. Zasilany jest napięciem stałym 5 V i pobiera średni prąd 60 mA z prądami szczytowymi do 150 mA. Moduł ma trzy wyjścia:

- port szeregowy (UART, poziom TTL),
- wyjście z modulacją szerokości impulsu,
- wyjście analogowe od 0,4 V do 2,0 V.

Dokładność wynosi ±(50 ppm + 3% wartości mierzonej) w zakresie do 5000 ppm. Przy wyższych stężeniach dokładność wynosi ±10% zmierzonej wartości. MH-Z14A jest łatwo dostępny w znanych chińskich sklepach.

Kalibrowanie

Aby skalibrować do 400 ppm, podłącz pin HD do masy na co najmniej siedem sekund. Przyjmuje się, że stężenie CO_2 w czystym powietrzu zewnętrznym wynosi obecnie 400 ppm. Przed kalibracją czujnik należy umieścić w powietrzu zewnętrznym na co najmniej dwadzieścia minut.

Wyjście analogowe

Ma on wysoką impedancję wyjściową i bezwzględnie konieczne jest zakończenie go buforem. Kalibracja jest zgodna z poniższym wzorem:

$$\text{liczba ppm} = (V_{out} - 0{,}4) \times (\text{pełna skala} / 1{,}6)$$

Wyjście z modulacją szerokości impulsu

Wyjście to zawiera falę prostokątną o bardzo niskiej częstotliwości i okresie 1004 ms, przy czym czas, w którym impuls ten osiąga wartość „H", jest proporcjonalny do zmierzonej wartości ppm. Przy zmierzonym stężeniu 0 ppm szerokość impulsu „H" wynosi 2 ms. Przy stężeniu 20000 ppm szerokość ta wynosi 1002 ms.

MH-Z16 firmy Winsen Electronics

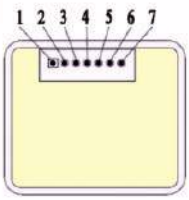
Czujnik MH-Z16 chińskiej firmy Zhengzhou Winsen Electronics Technology Co został zaprezentowany na **rysunku 10**. Jest to liniowy czujnik NDIR o wymiarach 97×20×17 mm. Waży 21 gramów, zasilany

eprasa.pl a1aeb00a11



Rysunek 10. Czujnik MH-Z16 z Winsen Electronics

PIN No.	Description
PIN 4	Vin (Voltage Input)
PIN 3	GND
PIN 2	Vout (0.4~2V)
PIN 7	PWM
PIN 1	HD (Zero calibration, keep low electrical level for more than 7 seconds)
PIN 5	UART (RXD) TTL electrical level data input
PIN 6	UART (TXD) TTL electrical level data output



Rysunek 11. Szczegóły połączenia czujnika MH-Z16

jest napięciem 5 V DC i pobiera prąd o natężeniu 85 mA. Ma zakres pomiarowy od 0 ppm do 2000 lub do 5000 ppm. Dokładność wynosi ±(100 ppm + 6% wartości mierzonej). Czujnik ten ma trzy wyjścia:

- port szeregowy (UART, poziom TTL),
- wyjście z modulacją szerokości impulsu,
- wyjście analogowe od 0,4 V do 2,0 V,

Na płytce drukowanej znajduje się złącze z siedmioma pinami. Szczegóły połączeń tego złącza podsumowano na **rysunku 11**.

Wyjście analogowe

Ma ono wysoką impedancję wyjściową i bezwzględnie konieczne jest zakończenie go buforem. Kalibracja wagi jest zgodna z poniższym wzorem:

$$\text{liczba ppm} = (V_{out} - 0{,}4) \times (\text{pełna skala} / 1{,}6)$$

Wyjście z modulacją szerokości impulsu

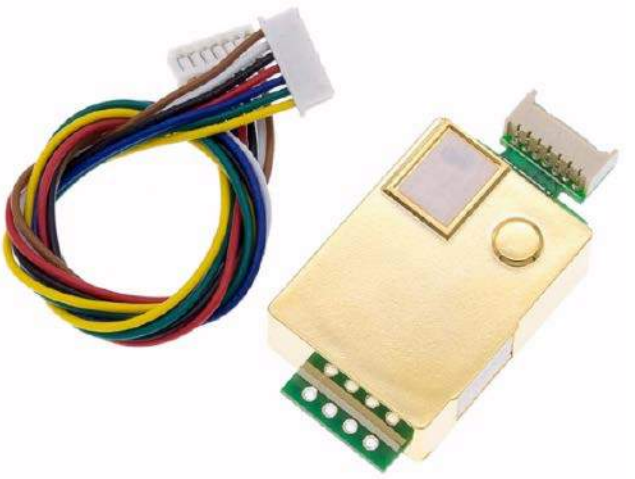
Wyjście to zawiera falę prostokątną o bardzo niskiej częstotliwości i okresie 1004 ms, przy czym czas, w którym impuls ten osiąga wartość „H", jest proporcjonalny do zmierzonej wartości ppm. Przy zmierzonym stężeniu 0 ppm szerokość impulsu „H" wynosi 2 ms. Przy stężeniu 20000 ppm szerokość ta wynosi 1002 ms.

Kalibrowanie

Aby skalibrować do 400 ppm, podłącz pin HD do masy na co najmniej siedem sekund. Przyjmuje się, że stężenie CO_2 w czystym powietrzu zewnętrznym wynosi obecnie 400 ppm. Przed kalibracją czujnik należy umieścić w powietrzu zewnętrznym na co najmniej dwadzieścia minut.

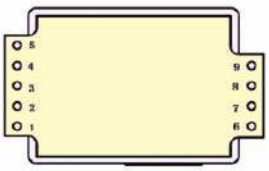
MH-Z19 firmy Winsen Electronics

Ten nieliniowy miniaturowy czujnik chińskiej firmy Zhengzhou Winsen Electronics Technology Co został zaprezentowany na **rysunku 12**. MH-Z19 jest dostarczany na płytce drukowanej o wymiarach 33,0×20,0×9,0 mm. Waży 21 gramów. Ma zakres pomiarowy od 0 ppm do 2000 lub 5000 ppm CO_2. Zasilany jest napięciem stałym 5 V i pobiera średni prąd 18 mA. Moduł ma dwa wyjścia:



Rysunek 12. Czujnik MH-Z19 Winsen Electronics

PIN	Description
Pin 6	Vin (voltage input)
Pin 7	GND
Pin 1	Vout (output voltage 3.3V, output current lower than 10mA)
Pin 9	PWM
Pin 5	HD (zero calibration, low level above 7 seconds) (Factory Reserved)
Pin 2	UART (RXD) 0~3.3V digital input
Pin 3	UART (TXD) 0~3.3V digital output
Pin 4	SR (Factory Reserved)
Pin 8	AOT (Factory Reserved)



Rysunek 13. Szczegóły połączenia MH-Z19

- port szeregowy (UART, poziom TTL),
- wyjście z modulacją szerokości impulsu.

Płytka PCB ma cztery piny połączeniowe po jednej stronie i pięć po drugiej. Szczegóły połączeń tych złączy zaprezentowano na **rysunku 13**. Dokładność wynosi ±(50 ppm + 5% wartości mierzonej) w zakresie do 5000 ppm.

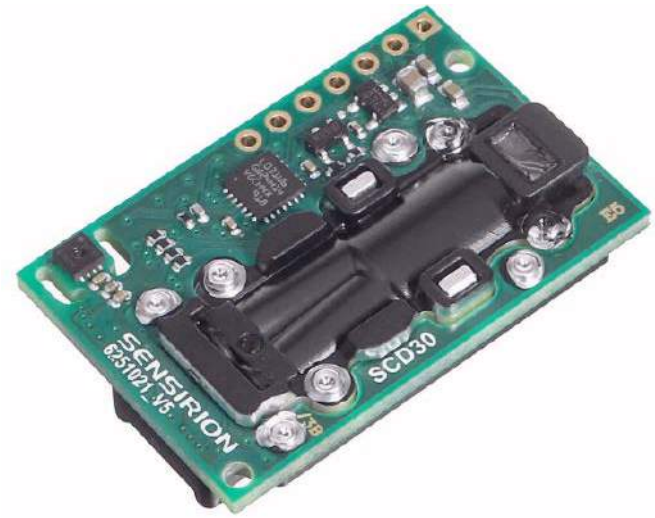
Wyjście z modulacją szerokości impulsu

Wyjście to zawiera falę prostokątną o bardzo niskiej częstotliwości i okresie 1004 ms, przy czym czas, w którym impuls ten osiąga wartość „H", jest proporcjonalny do zmierzonej wartości ppm. Przy zmierzonym stężeniu 0 ppm szerokość impulsu „H" wynosi 2 ms. Przy stężeniu 20000 ppm szerokość ta wynosi 1002 ms.

REKLAMA



eprasa.pl a1aeb00a11



Rysunek 14. Czujnik SCD30 Sensirion

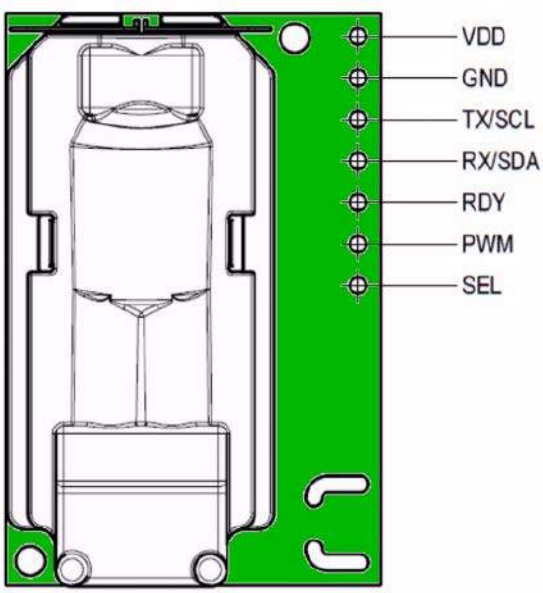
Kalibrowanie

Aby skalibrować do 400 ppm, podłącz pin HD do masy na co najmniej siedem sekund. Przyjmuje się, że stężenie CO_2 w czystym powietrzu zewnętrznym wynosi obecnie 400 ppm. Przed kalibracją czujnik należy umieścić w powietrzu zewnętrznym na co najmniej dwadzieścia minut.

SCD30 od Sensirion

Czujnik SCD30 szwajcarskiej firmy Sensirion został zaprezentowany na **rysunku 14**. Zawiera oprócz czujnika NDIR do pomiaru stężenia CO_2, także czujniki temperatury i wilgotności względnej. Dzięki temu modułowi możesz wizualizować cały klimat panujący w pomieszczeniu. Czujnik NDIR jest zamontowany na płytce PCB o wymiarach 35×23 mm i ma tylko 7 mm wysokości.

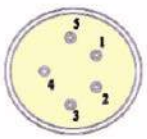
Zakres pomiarowy wynosi od 0 ppm do 40 000 ppm z dokładnością ±(30 ppm + 3% wartości mierzonej). Moduł zasilany jest z napięcia od 3,3 Vdc do 5,0 Vdc i pobiera średni prąd zaledwie 19 mA przy jednym pomiarze co dwie sekundy. Prąd szczytowy podczas pomiaru wynosi 75 mA. SCD30 mierzy temperaturę w zakresie od –40°C do +70°C z dokładnością ±0,3°C oraz wilgotność względną w zakresie od 0%RH do 100%RH z dokładnością ±2%RH.



Rysunek 15. Szczegóły połączenia czujnika SCD30



Rysunek 16. Czujnik MH-410D Winsen Electronics



Name of Pin	Explanation
Pin 2	Vin Voltage input
Pin 1	GND
Pin 4	Vout (0.4~2 V)
Pin 3	UART（RXD） 0~3.0 V data input
Pin 5	UART（TXD） 0~3.0 V data output

Rysunek 17. Szczegóły połączenia czujnika MH-410D

Odczyt danych pomiarowych

Ten czujnik nie ma wyjść analogowych, a jedynie interfejs Modbus, interfejs I^2C i wyjście PWM. Na płytce PCB znajduje się siedem pól przyłączeniowych o funkcjach zaprezentowanych na **rysunku 15**.

SCD30 nie ma wyjścia analogowego. Poziom logiczny na wejściu SEL umożliwia ustawienie modułu na I^2C lub Modbus. Jeśli podłączysz ten pin do masy, protokół I^2C zostanie aktywowany. Szczegółowy opis protokołów można znaleźć w karcie katalogowej.

MH-410D firmy Winsen Electronics

Ten subminiaturowy czujnik chińskiej firmy Zhengzhou Winsen Electronics Technology Co, zaprezentowany na **rysunku 16**, został umieszczony w okrągłej obudowie o średnicy zaledwie 20 mm i wysokości zaledwie 21,4 mm. Ten czujnik waży 35 gramów. Ma zakres pomiarowy od 0 ppm do 2000 lub 6000 ppm CO_2. Zasilany jest napięciem stałym od 3,6 V do 5 V i pobiera średni prąd 85 mA. Dokładność wynosi ±(50 ppm + 5% wartości mierzonej) w zakresie do 6000 ppm.

Szczegóły połączenia

Czujnik ten ma dwa wyjścia:

- port szeregowy (UART, poziom TTL),
- wyjście analogowe od 0,4 V do 2,0 V.

Szczegóły podłączenia tego czujnika podsumowano na **rysunku 17**.

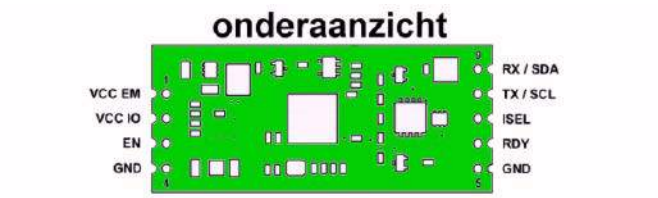
Napięcie na wyjściu analogowym jest wprost proporcjonalne do zmierzonego stężenia CO_2. Współczynnik skali:

- 400 ppm → 0,4 V,
- 2000 ppm → 2,0 V.



Rysunek 18. Czujnik EE895 z E-E Elektronik

eprasa.pl a1aeb00a11



Pin	Name	Type	Comment
1	VCC_EM	Power supply	Power supply emitter infra-red lamp (IR-L)
2	VCC_IO	Power supply	Power supply for the microcontroller
3	EN	Input	Enable the module. Tie to Vcc_IO for normal operation
4	GND	Power supply	Ground[1]
5	GND	Power supply	Ground[1]
6	RDY	Output	Data ready (open drain output)
7	ISEL	Input	Interface selection
8	TX / SCL	I/O	Transmission line (TX) / Serial Clock (SCL)
9	RX / SDA	I/O	Receive line (RX) / Serial Data (SDA)

1) pins 4 and 5 shall be connected to the same potential

Rysunek 19. Szczegóły połączenia czujnika EE895. E + E.E

Jeśli wewnętrzna kontrola wykryje błąd, na wyjściu analogowym pojawi się napięcie 0,0 V.

Kalibrowanie

Kalibrację MH-410D można przeprowadzić wyłącznie poprzez UART, wysyłając określone polecenia. Jest to wyjaśnione w arkuszu danych.

EE895 firmy E+E Elektronik

Ten czujnik austriackiej firmy E+E Elektronik został zaprezentowany na **rysunku 18**. Mierzy on nie tylko stężenie CO_2, ale także temperaturę i ciśnienie powietrza. Dane pomiarowe tych trzech wielkości są wyprowadzane poprzez interfejs I²C lub UART. Czujnik ma w pełni automatyczny tryb kalibracji. EE895 można zaprogramować w trzech zakresach: 2000 ppm, 5000 ppm i 10 000 ppm. Dokładność jest największa w najniższym zakresie, czyli ±(50 ppm + 2% wartości mierzonej).

Zakres pomiaru temperatury wynosi od –40°C do +60°C z dokładnością ±0,5°C. Ciśnienie powietrza mierzone jest w zakresie od 700 mbar do 1100 mbar (hektopaskal) z dokładnością ± 2 mbar.

EE895 zasilany jest napięciem od 3,3 Vdc do 5,0 Vdc przy średnim natężeniu prądu 1,6 mA przy odstępie pomiarowym wynoszącym piętnaście sekund. Podczas pomiaru prąd szczytowy wynosi 67 mA. Interwał pomiaru można ustawić za pomocą interfejsu w zakresie od dziesięciu sekund do jednej godziny. W tym ostatnim przedziale średni prąd spada do zaledwie 177 µA.

Czujnik znajduje się na płytce PCB o wymiarach 35×15×7 mm.

Szczegóły połączenia

Szczegóły podłączenia tego czujnika podsumowano na **rysunku 19**. Dostępne wyjście przełącza się pomiędzy protokołami I²C i UART, zmieniając poziom logiczny na wyprowadzeniu ISEL:

- „L”: protokół I²C,
- „H”: protokół UART.



Rysunek 20. Czujnik T6713 Amphenol



Rysunek 21. Dane dotyczące połączenia czujnika T6713

T6713 firmy Amphenol „TelAire”

Czujnik T6713, zaprezentowany na **rysunku 20**, jest sprzedawany pod marką TelAire, ale pochodzi od Amphenol Advanced Sensors. Dzięki wymiarom 30×15,6×8,6 mm czujnik ten słusznie można nazwać subminiaturowym. Mierzy stężenie CO_2 w zakresie od 0 ppm do 5000 ppm z dokładnością ±(30 ppm + 3% wartości zmierzonej). Czujnik ma w pełni automatyczny tryb kalibracji. T6713 zasilany jest napięciem 5,0 Vdc przy średnim poborze prądu 20 mA przy odstępie pomiarowym wynoszącym pięć sekund. Podczas pomiaru prąd szczytowy wynosi 155 mA.

Szczegóły połączenia

Dane pomiarowe są dostępne poprzez interfejs I²C lub UART. Jest też wyjście PWM. Szczegóły podłączenia tego czujnika podsumowano na **rysunku 21**.

Wyjście PWM działa przy szerokości impulsu 1002 ms lub 40 µs. Wyboru dokonuje się poprzez podłączenie wyprowadzenia 6 bezpośrednio do masy (40 µs) lub pozostawienie go otwartego (1002 ms). Arkusz danych do pobrania opisuje obwód, za pomocą którego przekształcasz sygnał PWM na napięcie analogowe.

Protokoły cyfrowe zostały szczegółowo opisane w arkuszu danych. ■

Jos Verstraten

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 a1aeb00a11

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

Wykład 13

Elementy o nieliniowej rezystancji

Rezystory liniowe

Zwykłe rezystory stałe, takie jak dobrze znane rezystory węglowe lub metalowe, są elementami liniowymi. Oznacza to, że istnieje liniowa zależność pomiędzy napięciem przyłożonym do rezystora a prądem przepływającym przez rezystor. Tę liniową zależność zaprezentowano na **rysunku 1**. Krzywa pokazująca zależność pomiędzy napięciem i prądem jest linią prostą. Jeśli napięcie na rezystorze podwoi się z 10 V do 20 V, prąd również się podwoi. W końcu związek między prądem, a napięciem wynika z prawa Ohma:

$$U = I \times R$$

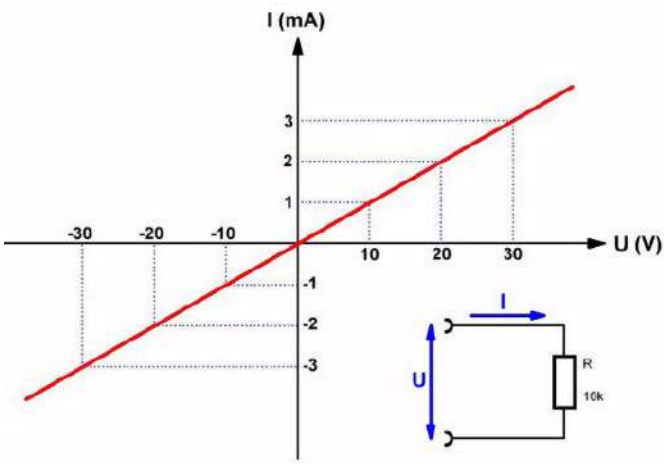


Klasyczne rezystory zachowują linową zależność pomiędzy przyłożonym napięciem, a prądem płynącym przez nie (jest to prawdą, jeśli pominiemy zmiany parametrów pod wpływem zmian temperatury). Ale w przypadku wielu elementów taka zależność nie jest zachowana. VDR, NTC, PTC, LDR i MDR to komponenty o nieliniowej rezystancji – jej wartość warunkują różne czynniki.

Rezystory nieliniowe

Opracowano wiele typów rezystorów, w których zależność między prądem i napięciem nie jest liniowa. Ta nieliniowość wynika z faktu, że rezystancja nie ma stałej wartości, lecz zależy od pewnych czynników zewnętrznych. Trzy główne typy to:

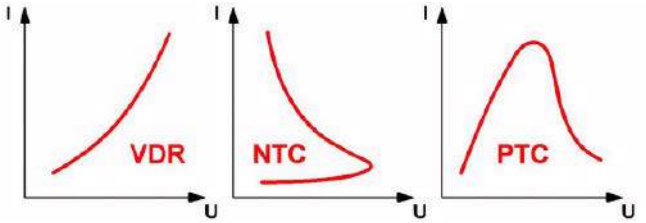
- VDR – rezystor zależny od napięcia. Jego rezystancja maleje wraz ze wzrostem napięcia na elemencie. W rezultacie prąd wzrasta bardziej niż liniowo wraz ze wzrostem napięcia na części.
- NTC – rezystancja z ujemnym współczynnikiem temperaturowym, gdzie rezystancja maleje wraz ze wzrostem temperatury elementu. Ponieważ temperatura rezystora zależy oczywiście również od mocy rozproszonej, tj. od prądu i napięcia, bezpośrednią konsekwencją jest to, że zależność między I i U nie jest liniowa.
- PTC – rezystancja z dodatnim współczynnikiem temperaturowym, gdzie rezystancja wzrasta w miarę



Rysunek 1. Liniowa zależność między prądem i napięciem dla zwykłego rezystora (Jos Verstraten)

eprasa.pl a1aeb00a11

nagrzewania się części. Z tego samego powodu, co w przypadku NTC, zjawisko to powoduje nieliniową zależność pomiędzy napięciem i prądem.



Rysunek 2. Nieliniowa charakterystyka VDR, NTC i PTC (Jos Verstraten)

Charakterystyka nieliniowa

Typowe nieliniowe charakterystyki trzech wymienionych komponentów podsumowano na **rysunku 2**. Dziwne cechy NTC i PTC są wynikiem szeregu nieliniowości, które się kumulują. Ponieważ prąd i napięcie nie są liniowe, nie ma liniowej zależności między tymi wielkościami, a mocą rozproszoną w rezystorze. Co więcej, związek między mocą rozproszoną, a temperaturą części również nie jest liniowy. Koło jest zamknięte, ponieważ zależność między temperaturą, a oporem również nie jest liniowa.

LDR i MDR

Oprócz trzech wspomnianych rezystorów nieliniowych istnieją dwa inne typy, które również można sklasyfikować jako rezystory nieliniowe. W rzeczywistości nie jest to prawidłowe, ponieważ jeśli rezystancja tych elementów jest utrzymywana na stałym poziomie, zachowują się one jak normalny opór, tj. z liniową zależnością między napięciem i prądem. Ponieważ jednak we wszystkich publikacjach i encyklopediach rezystory te są uważane za rezystory nieliniowe, zostaną omówione w tym rozdziale:

- LDR – rezystor zależny od światła. Ma rezystancję, która maleje, gdy część jest oświetlona.
- MDR – rezystor zależny od pola magnetycznego. Ma rezystancję zależną od strumienia magnetycznego w którym się znajduje.

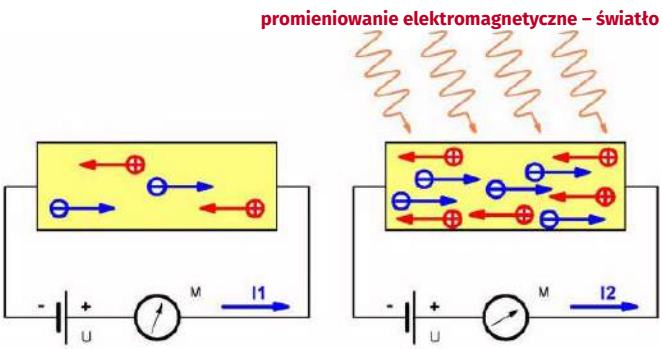
Rezystory LDR

Elementy oznaczane skrótem LDR to rezystory, których wartość rezystancji maleje wraz ze wzrostem ilości światła padającego na rezystor. Dzięki LDR-om w bardzo prosty sposób zaprojektujesz bariery świetlne lub wyłączniki zmierzchowe.

Rezystory światłoczułe mogą być wykonane z różnych materiałów. W większości przypadków stosuje się spiekany selenek kadmu lub siarczek kadmu, przy czym preferowany jest ten ostatni związek, ponieważ ma maksymalną czułość przy długości fali, przy której ludzkie oko również ma maksymalną czułość. Jednakże stosowane są również niektóre półprzewodniki, takie jak german, krzem, arsenek galu i antymon indu.

Wrażliwość na światło

Światłoczułość można wytłumaczyć faktem, że wspomniane materiały zawierają dość dużo ruchomych nośników ładunku, dziur i elektronów. Mobilność może wzrosnąć, jeśli nośniki ładunku pochłoną energię z promieniowania elektromagnetycznego padającego na materiał. Jednak, aby wytworzyć „parę", czyli kombinację dziura/elektron, wymagana jest minimalna energia. Ta minimalna energia zależy od materiału. Energia, jaką może emitować promieniowanie elektromagnetyczne, zależy między innymi od długości fali. Energię tę wyraża się w elektronowoltach eV. Dlatego czujniki LDR nie są jednakowo wrażliwe na wszystkie rodzaje światła.



Rysunek 3. Działanie LDR wyjaśnione fizycznie (Jos Verstraten)

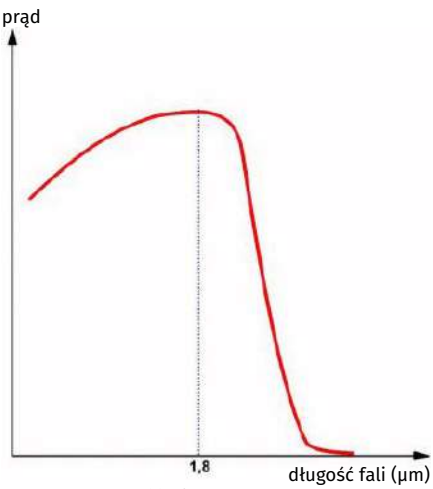
Efekt fizyczny

Na **rysunku 3** pokazano, co dzieje się w LDR, gdy element jest podłączony do źródła napięcia U. Jeśli LDR nie jest podświetlony (po lewej), przez obwód będzie przepływał bardzo mały prąd. Opór nienaświetlonego LDR jest zatem bardzo wysoki. Prąd ten powstaje w wyniku spontanicznego ruchu nośników ładunku, częściowo w wyniku termicznego ruchu cząsteczek w materiale.

Jeśli oświetlisz LDR (po prawej), liczba wolnych nośników ładunku w materiale gwałtownie wzrośnie. Dziury migrują do ujemnego bieguna źródła napięcia, aby przyjąć elektron. Elektrony przemieszczają się do dodatniego bieguna źródła napięcia, aby połączyć się z jonem dodatnim. W wyniku tego działania przez obwód przepływa większy prąd, co jest najlepszym dowodem na to, że rezystancja LDR spadła.

Czułość widmowa LDR

Jak już napisano, czułość LDR zależy między innymi od materiału, z którego wykonana jest część oraz od długości fali światła. Na **rysunku 4** zaprezentowano krzywą czułości germanowego LDR. Maksimum dotyczy promieniowania świetlnego o długości fali 1,8 µm.



Rysunek 4. Czułość widmowa germanowych LDR (Jos Verstraten)

Poniżej zestawiono maksymalną czułość widmową i minimalną energię dla różnych podstawowych materiałów:

- German – minimalna energia: 0,7 eV, maksymalna czułość widmowa: 1,8 µm,
- Krzem – minimalna energia: 1,1 eV, maksymalna czułość widmowa: 1,0 µm,
- InSb – minimalna energia: 0,23 eV, maksymalna czułość widmowa: 6,0 µm,
- GaAs – minimalna energia: 1,35 eV, maksymalna czułość widmowa: 0,85 µm,
- CdS – minimalna energia: 1,20 eV, maksymalna czułość widmowa: 0,55 µm.

eprasa.pl a1aeb00a11

Rezystancja w funkcji natężenia oświetlenia

Opór LDR wyraża się wzorem:

$$R = A \times E^{-\alpha}$$

w którym:

- R to rezystancja w omach,
- E to natężenie oświetlenia jest podawane w luksach,
- natomiast A i α są stałymi materiału.

LDR w codziennej praktyce laboratoryjnej

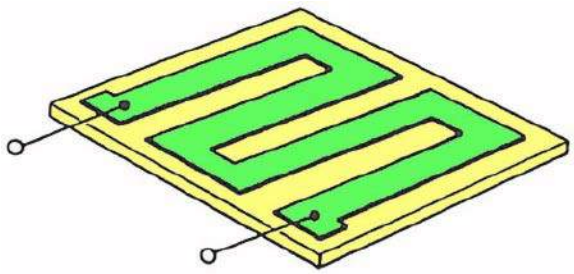
Projektując obwody, prawdopodobnie będziesz miał do czynienia tylko z LDR wykonanymi z siarczku kadmu (CdS). Na **rysunku 5** pokazano trzy wersje tych komponentów.

Specyfikacja LDR z siarczku kadmu będzie następująca (lub podobna):

- oporność nieoświetlonego elementu: ok. 100 MΩ,
- rezystancja przy oświetleniu 1000 luksów: od 300 Ω do 75 Ω,
- czas regeneracji: ok. 200 kΩ/s,
- maksymalne napięcie: ok. 150 V,
- pojemność pasożytnicza: ok. 6 pF.



Rysunek 5. Praktyczne przykłady elementów LDR z siarczku kadmu

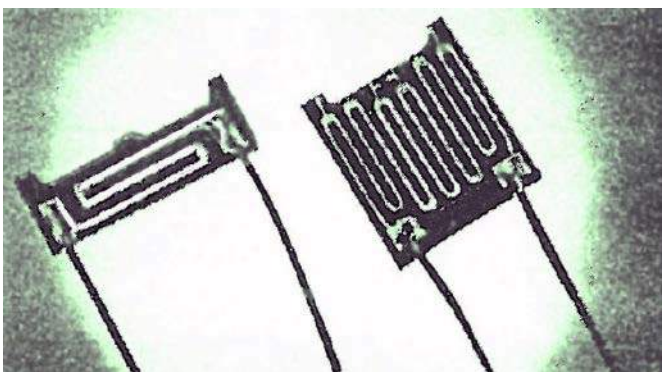


Rysunek 6. Konstrukcja MDR firmy Siemens

Rezystory MDR

Elementy oznaczone MDR to rezystory o oporności zależnej od pola magnetycznego w którym zostały umieszczone. Im silniejsze pole magnetyczne, tym większy staje się opór elektryczny. Można zastosować MDR-y na przykład w konstrukcji tachometrów, gdzie magnes trwały na obracającym się wale zapewnia zmianę rezystancji.

Działanie tych elementów opiera się na efekcie Gaussa. Jeśli umieścisz przewodnik z prądem prostopadle do pola magnetycznego, pole to będzie próbowało odchylić nośniki ładunku od ich ścieżki w przewodniku. Powoduje to przesunięcie ścieżki prądu w przewodniku, zmniejszenie przekroju przewodzącego i zwiększenie rezystancji. Oczywiście ten efekt fizyczny nie będzie występował jednakowo w przypadku wszystkich materiałów. Czyste metale nie mają na to większego wpływu. Udało się jednak opracować związki, na które efekt Gaussa maksymalnie wpływa. Bardzo przydatnym surowcem jest materiał półprzewodnikowy InSb/NiSb (antymonek indu/antymonek niklu).



Rysunek 7. Dwa MDR, które można znaleźć w obwodach (Siemens)

Technologia MDR

Większość producentów wykorzystuje wspomniany materiał do produkcji swoich MDR-ów, które nanoszone są na podłoże ceramiczne w formie meandrów. Ten podstawowy kształt pokazano na **rysunku 6**.

Niektórzy producenci oferują macierze, w których cztery identyczne MDR są umieszczone na jednym podłożu i połączone jako mostek Wheatstone'a. Powoduje to nie tylko większą czułość, ale także sprawia, że system jest mniej wrażliwy na wpływy temperatury otoczenia i sprawia, że charakterystyka jest bardziej liniowa.

MDR w codziennej praktyce laboratoryjnej

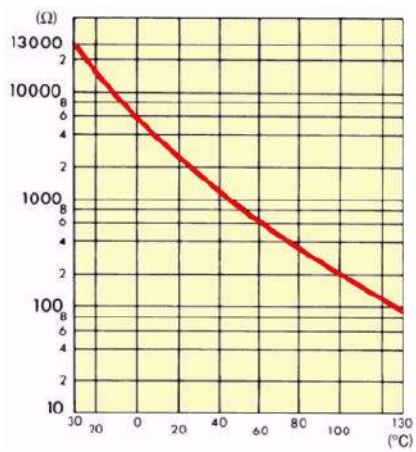
W praktyce możesz mieć do czynienia z MDR-ami takimi, jak na **rysunku 7**. Elementy te mają zaledwie kilka milimetrów wielkości i dlatego idealnie nadają się do montażu we wszelkiego rodzaju zastosowaniach. Lewy MDR ma numer typu FP17-D500E i ma rezystancję bazową 500 Ω. Maksymalna zmiana rezystancji wynosi 15, maksymalne dopuszczalne napięcie na elemencie wynosi 100 V.

Rezystory NTC

NTC to rezystory, których wartość rezystancji maleje wraz ze wzrostem temperatury rezystora. Na przykład NTC umożliwiają projektowanie obwodów, które wyłączają zasilanie wzmacniacza mocy, jeśli temperatura radiatora staje się zbyt wysoka. Czujniki NTC są również przydatne przy projektowaniu termostatów, które nie są zbyt dokładne.

Produkcja

Jako surowiec do produkcji rezystorów NTC stosuje się tlenki metali, w szczególności żelaza, chromu, kobaltu, manganu i niklu. Chociaż substancje te same w sobie mają bezużytecznie wysoką rezystywność, użyteczny surowiec uzyskuje się przez



Rysunek 8. Rozwój rezystancji typowego NTC w funkcji temperatury (Jos Verstraten)

eprasa.pl a1aeb00a11

zmieszanie ich z dobrymi przewodnikami, takimi jak lit i tytan. Do sproszkowanych tlenków dodaje się środki wiążące i mieszaninę przekształca w krążki lub pręty przy użyciu technik ceramicznych. Połączenia elektryczne uzyskuje się poprzez napylanie powierzchni metalowych.

NTC, czasami nazywane termistorami, mają duży ujemny współczynnik temperaturowy. Wartość rezystancji znacznie spada po podgrzaniu części. Wykres na **rysunku 8** pokazuje zależność pomiędzy temperaturą i wartością rezystancji, pokazuje również, że zależność nie jest liniowa. Zwróć uwagę na logarytmiczną oś oporu!

A teraz matematycznie!

Zależność między oporem a temperaturą jest wykładnicza według wzoru:

$$Rt = Rn \times e^{B(1/T - 1/Tn)}$$

w którym:

- Rt jest rezystancją NTC w temperaturze t,
- Rn to rezystancja NTC w temperaturze 25°C,
- B jest stałą określoną przez wymiary NTC,
- T to temperatura otoczenia wyrażona w stopniach Kelvina,
- e równa się 2,718.

Linearyzacja charakterystyki

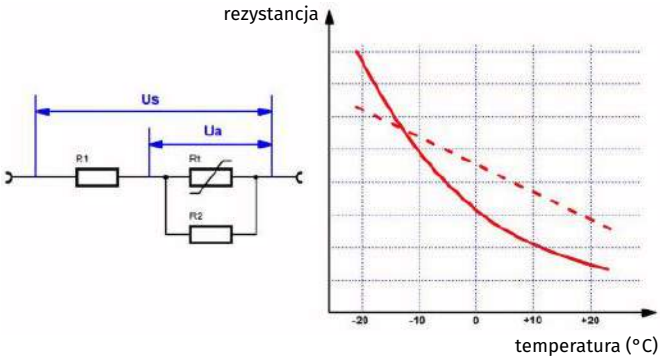
NTC są często stosowane w praktyce do pomiaru temperatur. Jeśli jednak odczyt odbywa się cyfrowo, musi istnieć liniowa zależność pomiędzy temperaturą, a zmianami rezystancji. Dlatego konieczna jest linearyzacja NTC. Trzeba powiedzieć, że nie jest to możliwe w całym użytecznym zakresie temperatur. Maksymalny zakres wynosi od 50 do 100 stopni, w zależności od ustawionych limitów liniowości. W praktyce zawsze będziesz musiał wybrać mały obszar i linearyzować zależność między oporem, a temperaturą wokół tego obszaru. **Rysunek 9** prezentuje standardową metodę. NTC jest zawarty w obwodzie szeregowo/równoległym R1/Rt/R2. Stosunek napięcia Us w całym obwodzie do napięcia Ua na NTC wyraża się wzorem:

$$Ua = Us / [R1 (1 / Rt + 1 / R2) + 1]$$

gdzie:

- Rt to rezystancja NTC w środku zakresu, który ma być linearyzowany,
- R1 to rezystor szeregowy, którego wartość jest równa Rt,
- R2 to rezystancja równoległa, której wartość wynosi 10 × Rt.

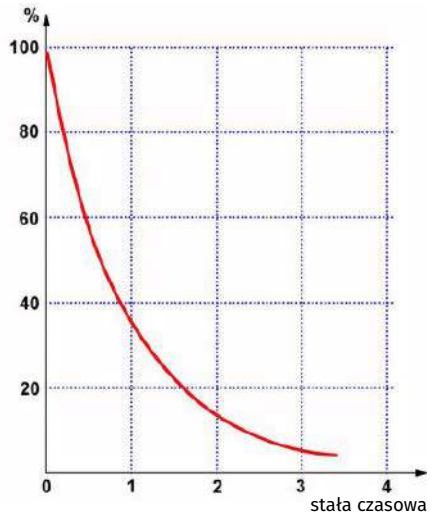
Efekt takiej linearyzacji pokazano na prawym wykresie. Wykres ciągły pokazuje normalną krzywą rezystancji NTC, wykres przerywany oznacza tę samą krzywą po linearyzacji.



Rysunek 9. Obwód linearyzacyjny dla NTC (Jos Verstraten)

Termiczna stała czasowa

W przypadku nagłej zmiany temperatury zewnętrznej ustabilizowanie się czujnika NTC w nowych warunkach może zająć pewien czas. Aby zdefiniować to zjawisko, wprowadzono pojęcie „termicznej stałej czasowej". Wielkość ta wskazuje okres czasu, w którym różnica temperatur pomiędzy otoczeniem a NTC wynosi nadal 38%. **Rysunek 10** prezentuje zależność pomiędzy procentowym przybliżeniem temperatury NTC w porównaniu do temperatury otoczenia, a liczbą termicznych stałych czasowych, jakie przyjmuje ten proces.



Rysunek 10. Pojęcie termicznej stałej czasowej wyjaśnione graficznie (Jos Verstraten)

NTC w codziennej praktyce laboratoryjnej

Rezystory NTC oferowane są w różnych formach, przykładowe elementy tego typu pokazano na **rysunku 11**.



Rysunek 11. Przykłady elementów NTC (Jos Verstraten)

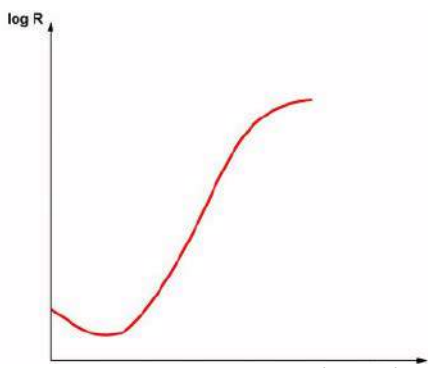
NTC charakteryzują się maksymalną mocą rozpraszaną wynoszącą 1 W przy maksymalnej temperaturze roboczej 120°C, a termiczna stała czasowa wynosi 60 s. Produkowane są w zakresie wartości od 2,2 Ω do 60 kΩ (rezystancja w temperaturze 25°C).

Rezystory PTC

PTC to rezystory, których rezystancja rośnie wraz ze wzrostem temperatury rezystora. Ponieważ w pewnej temperaturze rezystancja nagle staje się bardzo wysoka, można zastosować takie rezystory do zaprojektowania bezpieczników termicznych, które włączają się i wyłączają automatycznie.

PTC z tytanianu baru

Klasyczny PTC jest wykonany na bazie tytanianu baru i charakteryzuje się pewnym „skokiem rezystancji". Oznacza to, że w określonej temperaturze rezystancja wzrośnie bardzo

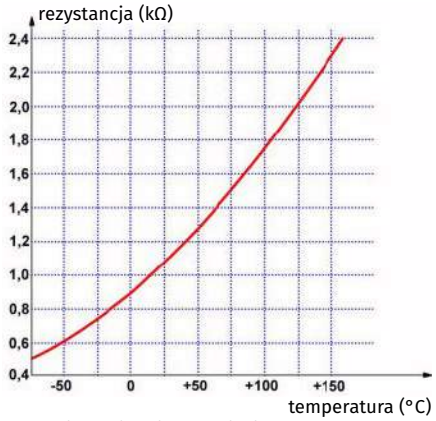


Rysunek 12. Zależność między temperaturą i rezystancją PTC, gdzie wartości rezystancji wyrażone są na osi logarytmicznej (Jos Verstraten)

eprasa.pl a1aeb00a11

szybko, 1000 razy. Poza tym obszarem charakterystyka jest dość płaska. Wykres rezystancji w funkcji temperatury pokazano na **rysunku 12**. Wykres nie wskazuje na silny wzrost oporu, ale jeśli weźmiemy pod uwagę, że skalowanie osi oporu jest logarytmiczne, wszystko stanie się jasne!

Ten skok rezystancji, zwany także efektem PTC, jest wynikiem dość skomplikowanego procesu fizycznego. Najważniejsze jest to, że w określonej temperaturze tlen uwięziony podczas spiekania jest absorbowany na powierzchni ziaren kryształu. To znacznie zwiększa odporność materiału.

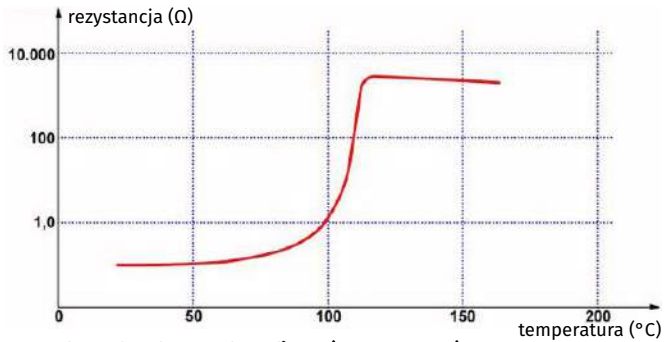


Rysunek 13. Charakterystyka krzemowego PTC (Jos Verstraten)

Krzemowe PTC

Skokowa zmiana rezystancji PTC powyżej określonej temperatury służy do ochrony obwodów przed nadmiernymi temperaturami. Istnieją jednak również zastosowania, w których ceniony jest liniowy postęp pomiędzy temperaturą, a wartością rezystancji. W tym celu opracowano krzemowe PTC. Części te są wykonane z krystalicznego krzemu, który został zanieczyszczony określoną substancją w celu uzyskania pożądanych właściwości temperaturowych. **Rysunek 13** prezentuje wykres temperatury i rezystancji takiego PTC.

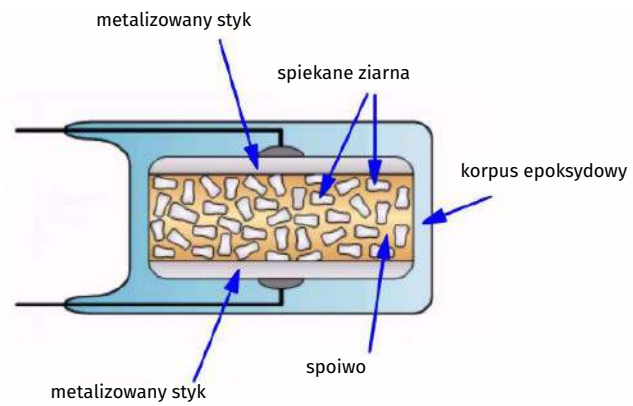
Półprzewodnikowe czujniki PTC są dostarczane w zakresie temperatur roboczych od −8°C do +200°C. Wadą tych części są ich duże tolerancje: ±20% nie są niczym niezwykłym, podczas gdy PTC z tytanianu baru są produkowane z tolerancjami ±0,5%.



Rysunek 14. Charakterystyka poli-PTC (Jos Verstraten)

Poli-PTC

Jak już napisano, efekt PTC elementu z tytanianu baru można doskonale stosować we wszelkiego rodzaju zabezpieczeniach temperaturowych. Jednak efekt szoku w przebiegu oporu można znacznie poprawić poprzez opracowanie tak zwanych „poli-PTC". Jak pokazuje **rysunek 14**, przejście od niskiej do wysokiej rezystancji w tych elementach ma kształt niemal kwadratowy. Poniżej temperatury krytycznej opór jest dość stały i dość niski. Powyżej tej temperatury wartość rezystancji wzrasta 100 000 razy, a następnie pozostaje dość stała wraz ze wzrostem temperatury. Te PTC są wytwarzane z jednorodnej masy składającej się z węgla i określonego polimeru. Poniżej temperatury krytycznej cząsteczki polimeru są małe. Cząstki węgla przylegają zatem do siebie, a rezystywność materiału jest niska. Powyżej temperatury krytycznej cząstki polimeru pęcznieją. Powoduje to rozbicie cząstek węgla, przez co znacznie wzrasta rezystywność materiału.



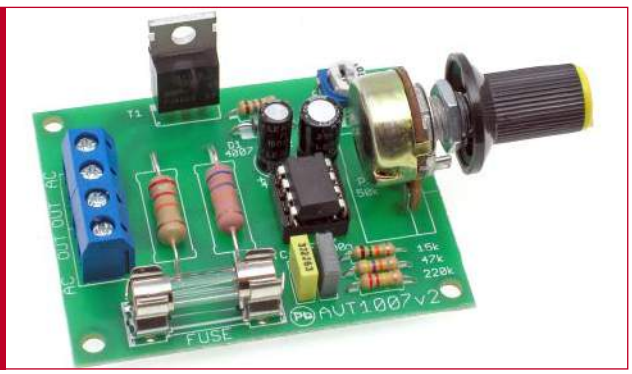
Rysunek 15. Przekrój przez VDR (Jos Verstraten)

PTC w codziennej praktyce laboratoryjnej

W praktyce będziesz miał do czynienia głównie z tradycyjnymi PTC z tytanianu baru. Oferowane są w postaci części w kształcie krążka o średnicy 7,5 mm. Maksymalna moc, jaką te elementy mogą odprowadzić to 0,5 W. Tarcze charakteryzują się jednym kolorem. Istnieją również PTC o średnicy 10 mm. Mają one maksymalne napięcie 50 V, temperaturę skoku około 100°C i współczynnik rezystancji od 1/20 do 1/400.

REKLAMA

AVT1007
Regulator obrotów silnika elektrycznego
sklep.avt.pl



eprasa.pl a1aeb00a11

Rezystory VDR

VDR to rezystory, których wartość zależy od napięcia na rezystorze. Opór maleje wraz ze wzrostem napięcia na elemencie. Za pomocą VDR można chronić komponenty i obwody przed skokami napięcia, na przykład na zasilaczu.

VDR, zwane także warystorami, są wykonane z proszku tlenków metali, takich jak tlenek cynku, tlenek tytanu lub węglik krzemu. Proszek ten jest spiekany i prasowany pomiędzy dwiema elektrodami. Przekrój VDR pokazano na **rysunku 15**.

Efekt fizyczny

Nieliniową zależność pomiędzy prądem i napięciem można wyjaśnić w następujący sposób. Rezystywność tlenku jest bardzo niska. Jednak pomiędzy granicami ziaren znajduje się spoiwo, które ma wysoką odporność właściwą. Napięcie przebicia między dwoma ziarnami jest dość niskie, mianowicie około 3 V. Wraz ze wzrostem napięcia na VDR coraz więcej granic pomiędzy ziarnami ulega uszkodzeniu. Przerwanie granicy oznacza lokalne zmniejszenie rezystywności materiału. Powoduje to zmniejszenie oporu VDR.

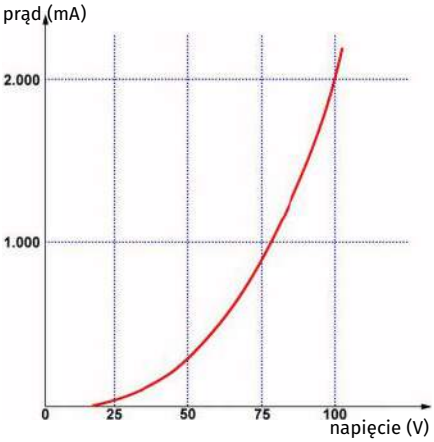
Charakterystyka prądowo-napięciowa

Zależność pomiędzy prądem płynącym, a napięciem na VDR pokazano na **rysunku 16**. Cechę tę reguluje wyrażenie:

$$U = C \times I^{\beta}$$

w którym:

- U to napięcie na VDR,
- jestem prądem płynącym przez VDR,
- C to napięcie na VDR, gdy przepływa przez niego prąd o natężeniu 1 A,
- β stała materiałowa.



Rysunek 16. Typowy przebieg charakterystyki we/wy rejestratora VDR (Jos Verstraten)



Rysunek 17. W codziennej praktyce najczęściej stosowane są rejestratory VDR w kształcie dysku (Jos Verstraten)

VDR w codziennej praktyce laboratoryjnej

W praktyce będziesz miał do czynienia głównie z VDR-ami w kształcie dysku. Na przykład często stosuje się je w zasilaczach impulsowych urządzeń, głównie w obwodach ochronnych. Zostały one pokazane na **rysunku 17**. Istnieją różne serie:

- o średnicy około 14,5 mm, które mogą rozproszyć 0,8 W i są dostępne o napięciach C od 18 V do 900 V,
- o średnicy około 42,5 mm, które mogą rozproszyć 3 W i są dostępne o napięciach C od 14 V do 980 V. ■

Jos Verstraten



Op-ampy

Rozwiązanie znajdziesz na www.elportal.pl/quizy

Generator napięcia schodkowego na op-ampie jest zbudowany na bazie:
☐ Układu prostownika
☐ Układu całkującego
☐ Generatora fali prostokątnej

Tętnienia powodują, że na mierzonych próbkach może pojawić się rozrzut wartości:
☐ Jest to dryft temperaturowy
☐ Jest to jitter amplitudowy
☐ Jest to efekt histerezy

Filtr tętnień na op-ampie jest zbudowany na bazie:
☐ Wzmacniacza różnicowego
☐ Wzmacniacza sumującego
☐ Układu całkującego

Co to jest wirtualna masa (lub sztuczna masa)?
☐ Napięcie ujemne względem masy zasialnia
☐ Napięcie o wartości 1 V względem masy
☐ Napięcie pomocnicze równe połowie dostępnego napięcia zasilania

Jakie jest wzmocnienie op-ampa w otwartej pętli?
☐ Wynosi 1 V/V
☐ Bardzo duże
☐ 0 dB

Offset napięciowy op-ampa to:
☐ Napięcie na wyjściu przy wejściach zwartych do masy
☐ Napięcie na wyjściu przy wejściach zwartych ze sobą
☐ Napięcie na wyjściu przy wejściach niepodłączonych

Pasmo układu analogowego ze wzmacniaczem operacyjnym, definiuje się jako częstotliwość:
☐ Przy której wzmocnienie spada o 3 dB względem wartości maksymalnej
☐ Przy której wzmocnienie spada o 10 dB względem wartości maksymalnej
☐ Przy której wzmocnienie spada do wartości 0 dB

Który układ op-ampa jest wyposażony w wejścia z tranzystorami JFET?
☐ TL061
☐ OP07
☐ NE5532

Który wzmacniacz operacyjny oferuje największy prąd na wyjściu?
☐ ADA4870
☐ L272
☐ OPA549

Co oznacza określanie wzmacniacz programowalny (lub PGA)?
☐ Wzmacniacz z programowanym wzmocnieniem
☐ Wzmacniacz z wyjściem cyfrowym
☐ Wzmacniacz z pamięcią EEPROM

eprasa.pl a1aeb00a11

Zasilanie zegara z wykorzystaniem superkondensatora i małego panelu solarnego

Panele fotowoltaiczne produkują energię tylko jak słońce świeci. Oświetlenie jest z kolei potrzebne przede wszystkim nocą. To stwarza konieczność magazynowania energii, do czego obecnie wykorzystywane są głównie akumulatory litowo-jonowe.

Baterie tego typu mają jednak swoje ograniczenia. Po pierwsze, ich koszt rośnie z roku na rok. To ogranicza ich wykorzystanie w zaawansowanych urządzeniach, gdzie koszt baterii jest sprawą drugorzędną. Trudno je zastąpić w pojazdach elektrycznych lub w smartfonach. W mniej wymagających, przede wszystkim w stacjonarnych aplikacjach, należy szukać innych alternatyw.

Po drugie, akumulatory litowo-jokowe mają ograniczoną ilość cykli ładowania/rozładowania. Choć liczba ta sięga kilku tysięcy, w wielu aplikacjach to stanowi ograniczenie żywotności i akumulatory muszą być wymieniane po kilku latach użytkowania.

Po trzecie, utylizacja i recykling akumulatorów litowo-jonowych jest sprawą trudną i kosztowną. W przypadku takiego kraju jak Indie, dochodzi dodatkowy czynnik braku złóż litu, co stwarza pełną zależność od importu tego surowca.

Po czwarte, akumulatory litowo-jonowe wykorzystują także takie materiały jak nikiel i kobalt. To sprawia, iż nie są one przyjazne dla środowiska naturalnego. Ponadto, potrzeba wielu kopalni dla pozyskania tych metali w ilości jakie stwarza współczesny przemysł.

Te czynniki stwarzają potrzebę poszukiwania innego sposobu magazynowania energii elektrycznej. Obiecującym polem w tym zakresie są superkondensatory. W bieżącym projekcie wykorzystamy superkondensator w zakresie niewielkich mocy, aczkolwiek w aplikacjach liczonych w wielu milionach sztuk.

Superkondensatory (lub ultrakondensatory) nazywane są też kondensatorami dwuwarstwowymi. Zawierają karbonowe elektrody, które dzięki swojej porowatości mają bardzo dużą powierzchnię. Magazynują energię w postaci pola elektrycznego jak zwykłe kondensatory, co odróżnia je od akumulatorów które wykorzystują zjawiska elektro-chemiczne. Pojemności superkondensatorów liczone są w wielu faradach, aczkolwiek ich dopuszczalne napięcia są niskie. Typową wartością jest napięcie 2,7 V.

Jest jeszcze parę kwestii natury nietechnicznej które należy rozważyć. Na dzień dzisiejszy, ceny superkondensatorów są względnie wysokie. Mimo dużych pojemności, dla zakumulowania kilku watogodzin energii, trzeba mimo wszystko użyć kilku do kilkunastu kondensatorów. To sprawia, że koszt systemu nawet niewielkiej mocy jest względnie wysoki. Jednak, istnieje wiele czynników mogących poprawić tę sytuację. Na kilka z nich zwrócimy uwagę.



Rysunek 1. Prototyp zasilania zegara z wykorzystaniem solarnego panelu FV i superkondensatora

Pierwszym czynnikiem wydaje się być duże zapotrzebowanie, które uruchomi masową produkcję superkondensatorów. W odróżnieniu od akumulatorów, nie potrzeba tu drogich i deficytowych surowców. Dlatego, ich wysoka cena na dzień dzisiejszy wydaje się, iż wynika z małej skali produkcji. Zatem, korzystnym jest znalezienie szerokiego zastosowania tych elementów. Jak zapotrzebowanie i produkcja wzrośnie, koszty produkcji i cena powinny automatycznie obniżyć się zdecydowanie.

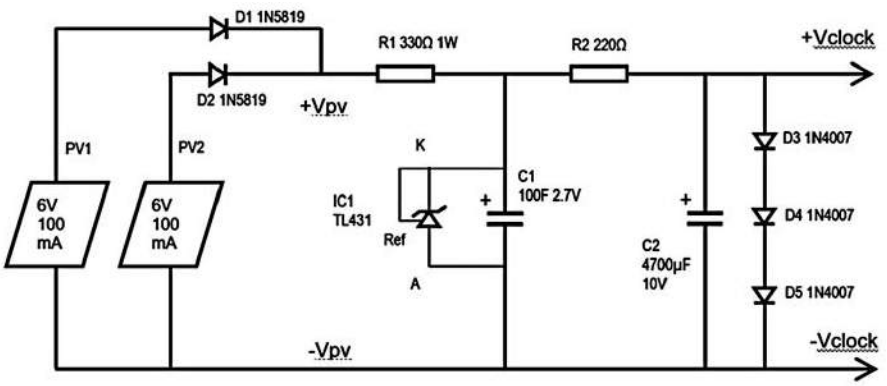
Wykaz elementów:

Półprzewodniki:
IC1: TL431 – shunt regulator
D1, D2: 1N5819 – dioda Schottky'ego
D3, D4, D5: 1N4007 – dioda prostownicza

Rezystory: (wszystkie 0,25 W, ±5%) jeśli nie zaznaczono inaczej
R1: 330 Ω/1 W
R2: 220 Ω

Kondensatory:
C1: 100 F/2,7 V – superkondensator
C2: 4700 µF/10 V – elektrolityczny

Inne:
PV1, PV2: 6 V/100 mA – panel solarny
płytka uniwersalna niewielkiej powierzchni dla montażu rezystorów i kondensatorów



Rysunek 2. Schemat ideowy obwodu zasilania zegara

eprasa.pl a1aeb00a11

Innym czynnikiem jest przeprojektowanie nieco konstrukcji samego superkondensatora. Wiele aplikacji nie wymaga wysokoprądowych cykli ładowania/rozładowania. Tymczasem obecnie dostępne supercapacitory opracowane są na taką możliwość. To sprawia, że wyposażone są w grube wyprowadzenia i elektrody. Aplikacje z wykorzystaniem niewielkich paneli solarnych zadowolą się niewielkimi prądami, w zakresie miliamperów. To pozwoli na przeprojektowanie samego superkondensatora, co uczyni go prostszym i tańszym, a równocześnie pewnie mniejszym gabarytami.

Aplikacją spełniającą wyżej wymienione założenia, jest niewątpliwie zegar, niezależnie jakich rozmiarów by on był. Mechanizm zegarowy choć pobiera znikomą ilość energii, jednak zasilany musi być, i zwykle jest to bateryjka alkaliczna rozmiarów AA. Choć zasilanie z takiej baterii starcza na względnie długo, jednak mniej więcej raz do roku musi być ona wymieniona. W każdym domu jest przeważnie kilka zegarów tak zasilanych. To w sumie daje dużą ilość zużytych baterii które trzeba utylizować. A z uwagi na stosowane chemikalia, baterie są elementami bardzo kłopotliwymi z tego punktu widzenia. Fakt ten nie pozostaje bez wpływu dla środowiska i dla naszego zdrowia.

Autor wykonał zasilanie dla zegara który nie potrzebuje takiego źródła zasilania. To typowy projekt kategorii energy harvesting, który czerpie energię „z otoczenia". Wykorzystano niewielki panel FV i superkondensator. Prototyp wykonany przez autora pokazuje zdjęcie na **rysunku 1**. Autor projektu zakłada, iż zegar będzie chodził przez co najmniej 15 lat przy dowolnych warunkach pogodowych. To zaoszczędzi 15 bateryjek AA i przyczyni się nieco do ochrony środowiska. Jeśliby takie rozwiązanie stało się powszechne, to sumaryczny efekt powinien być już całkiem wymierny.

Schemat obwodu zasilania zegara jest bardzo prosty i pokazano go na **rysunku 2**.

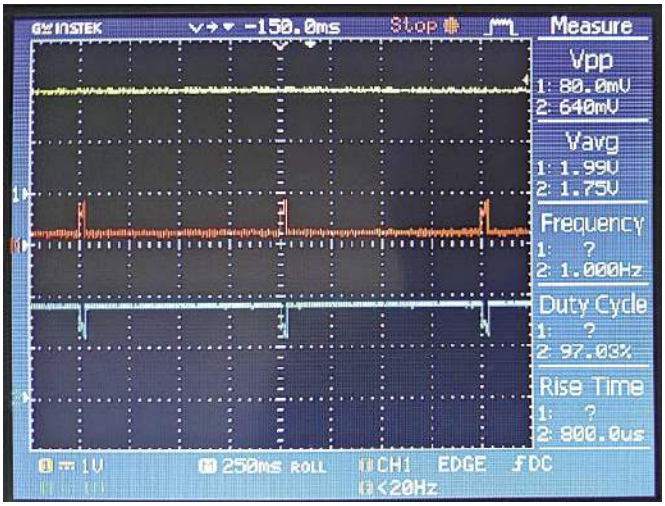
W układzie wykorzystano dwa panele 6 V/100 mA (PV1 i PV2), dwie diody Schottky'ego 1N5819 (D1 i D2), trzy diody prostownicze 1N4007 (D3, D4 i D5), układ scalony „shunt regulatora" TL431 (IC1), superkondensator 100 F/2,7 V (C1), zwykły kondensator elektrolityczny 4700 µF/10 V (C2) i jeszcze kilka prostych i tanich elementów biernych.

W takim projekcie, podstawą jest zrobienie rzetelnego bilansu energetycznego. Zacznijmy od parametrów panelu FV. Są one następujące:

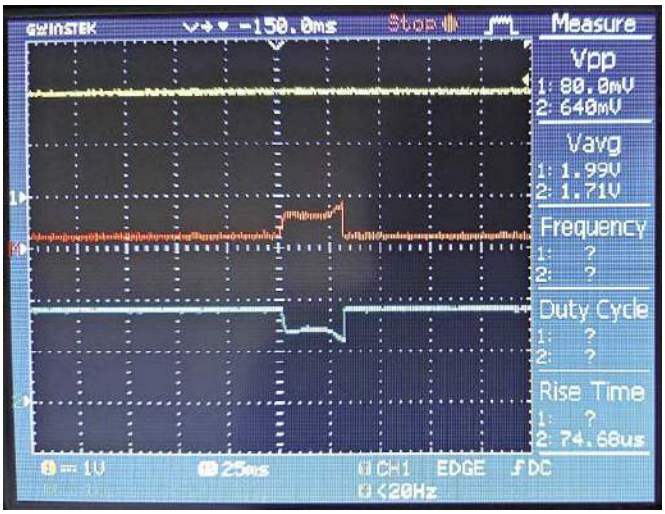
- napięcie w punkcie maksymalnej mocy Vmp=5 V (ten punkt charakterystyki nie jest stały i zależy od intensywności nasłonecznienia panelu),
- prąd w punkcie maksymalnej mocy Imp=100 mA,
- napięcie na panelu w warunkach braku obciążenia (przy pełnym oświetleniu) Voc=6 V,
- rozmiar panelu=70 mm × 70 mm.

Zastosowano dwa jednakowe panele o parametrach jak wyżej. Połączono je równolegle, jednak z wykorzystaniem dwóch diod Schottky'ego. Na diodzie takiej nie ma dużej straty, spadku napięcia, a blokują one wzajemne obciążanie się paneli w sytuacji nie jednakowego oświetlenia. Napięcie zza „sumy logicznej" diod Vpv doprowadzone jest do superkondensatora C1 przez rezystor ograniczający prąd R1. Równolegle do C1 włączono „shunt regulator" ograniczający napięcie do wartości 2,5 V. Znamionowe, dopuszczalne napięcie supercapacitora to 2,7 V. Zatem ww. ograniczenie do 2,5 V wydaje się wydajnym i w pełni bezpiecznym. Diody D1 i D2 są potrzebne nie tylko ze względu na zastosowanie dwu paneli. Blokują one tzw. „nocne cofanie się prądu", kiedy C1 byłby rozładowywany przez sam panel w warunkach braku jego oświetlenia.

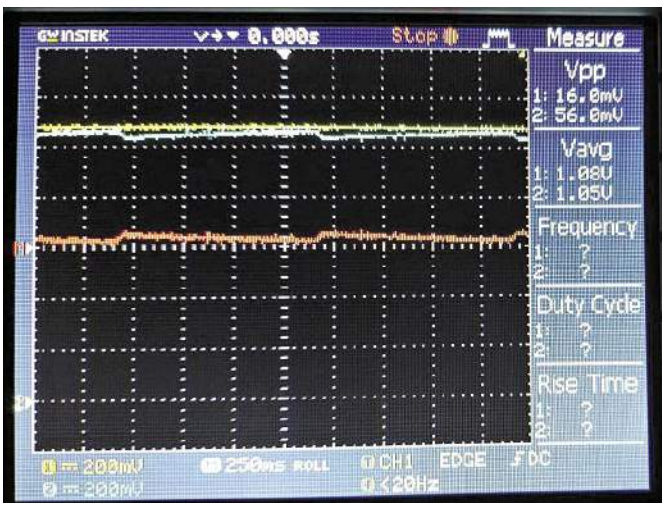
Napięcie z superkondensatora C1 zasila zegar przez rezystor R2 stanowiący ograniczenie prądu. Na wyprowadzeniach zasilania mechanizmu zegarowego zastosowano dodatkowo trzy diody



Rysunek 3. Przebiegi napięcia: Ch1 (przebieg żółty) – napięcie na kondensatorze C1; Ch2 (przebieg niebieski) – napięcie na +Vclock; M (przebieg czerwony) – różnica Ch1-Ch2; (warunki pomiaru: R2=100 Ω, C2 – nie zamontowany)



Rysunek 4. Przebiegi napięcia z rozciągniętą skalą czasu; warunki pomiaru i podłączenie sond (kanałów) jak na rysunku 3



Rysunek 5. Przebiegi napięcia z filtracją zasilania mechanizmu zegarowego; Ch1 (przebieg żółty) – napięcie na kondensatorze C1; Ch2 (przebieg niebieski) – napięcie w punkcie +Vclock; M (przebieg czerwony) – różnica kanałów Ch1-Ch2; warunki pomiaru: R2=220 Ω, C2 – zamontowany

eprasa.pl a1aeb00a11

D3, D4 i D5. Ich szeregowe połączenie daje ograniczenie napięcia do 3×0,65 V=1,95 V. Zakres napięcia pracy mechanizmu zegarowego mieści się w przedziale od 1 V do 2 V, zatem ograniczenie 1,95 V wydaje się rozsądne i efektywne. Zegar pobiera prąd impulsami co 1 sekundę, gdy powoduje obrót sekundnika o jeden skok (prawdopodobnie nie wszystkie mechanizmy zegarów działają w ten sam sposób – przypis red.). Dlatego zastosowano dodatkowy równoległy kondensator C2, który „na siebie weźmie" impuls prądowy.

Dla zobrazowania pracy projektu, na rysunkach 3 do 5 zdjęto oscylogramy pokazujące jakie obciążenie faktycznie stanowi wykorzystany tu mechanizm zegarowy.

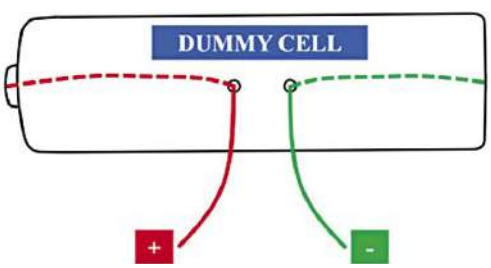
Rysunek 3 pokazuje napięcie na superkondensatorze C1 oraz na zegarze +Vclock. Przebiegi zdjęto z wymontowanym C2 oraz z R2 zredukowanym do wartości 100 Ω. Widać, iż napięcie na C1 utrzymuje stabilną wartość 1,99 V. Tymczasem na +Vclock obserwujemy „ugięcie", które obrazuje jak pobierany jest prąd. Trzeci przebieg na oscylogramie z rysunku 3 pozyskano funkcją matematyczną jaką oferuje wykorzystany oscyloskop. To różnica przebiegów z kanałów Ch1 i Ch2. Zatem, przebieg M (czerwony) obrazuje prąd płynący przez rezystor R2. Oscylogram na **rysunku 4** obrazuje ten sam przebieg, jedynie rozciągnięty w czasie. Z tego przebiegu łatwo jest policzyć jakie prądy tu płyną.

Składowa stała prądu przez R2 (która płynie przez diody D3, D4, D5) wynosi=0,2 V:100 Ω=2 mA. Składowa średnia prądu w czasie impulsu=0,6 V:100 Ω=6 mA. Zatem faktyczny prąd czerpany przez mechanizm zegarowy, to impuls prądowy 6 mA–2 mA=4 mA. To impuls o szerokości 30 milisekund powtarzany co 1 sekundę. Tym samym średnia wartość prądu pobieranego przez zegar wynosi=4 mA ×30 ms/1000 ms=0,12 mA. Napięcie na zegarze odczytujemy=1,71 V. Zatem, średnia moc pobierana przez zegar wynosi 0,12 mA×1,71 V=0,2 mW. W ciągu 24-ech godzin zegar „skonsumuje" energię=0,2 mW×24 h=4,8 mWh.

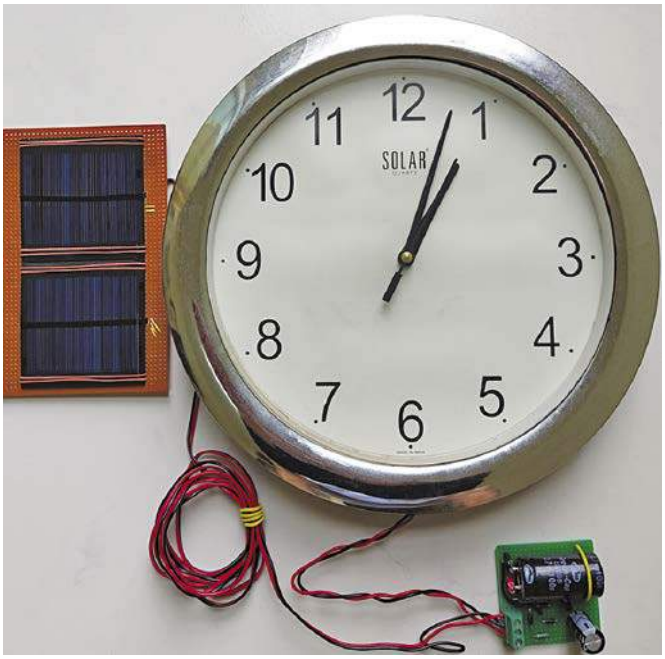
Teraz policzmy, jaką energię magazynuje superkondensator. 1/2CU2 przy C=100 F i U=1,99 V daje wartość=198 J (dżuli). Przeliczając to na miliwat-godziny trzeba podzielić przez 3600 (sekund w godzinie) i pomnożyć przez 1000 (miliwat w 1 W). Podstawiając te wartości stwierdzamy, iż C1 gromadzi energię 55 mWh.

Z powyższych kalkulacji wynika, iż superkondensator gromadzi energię w ilości jedenasto-krotnego zapotrzebowania przez zegar na jedną dobę. Zapewne błędem byłoby stwierdzenie, iż energii tej wystarczy na 11 dni. Są straty wynikające z samorozładowania kondensatora, straty w R2 jak i w diodach. Bezpiecznie będzie powiedzieć, że na 2–3 dni energii powinno na pewno wystarczyć. Taki zakładamy współczynnik bezpieczeństwa, aby zegar nie zatrzymał się podczas deszczowych i pochmurnych dni, kiedy panel FV produkuje bardzo mało energii lub „wcale na niego nie można liczyć".

Przebieg na **rysunku 5** zdjęto w nieco innych warunkach aniżeli oscylogramy z rysunków 3 i 4. Wrócono do schematu ideowego z rysunku 2. Czyli wlutowano C2 i R2 wrócił do wartości 220 Ω, ograniczając prąd upływu diod D3–D5. Widać, iż „ugięcie" napięcia na +Vclock jest



Rysunek 6. Zastępcza „proteza baterii" z wyprowadzonymi przewodami pozwala na szybkie i łatwe podłączenie zasilania do mechanizmu zegarowego



Rysunek 7. Zegar wraz z zasilaczem solarnym

mniejsze od 200 mV. Przebiegi na rysunku 5 „uchwycono" przy napięciu na C1=1,08 V. Widać stąd, iż zegar poprawnie pracuje z zasilaniem obniżonym do poziomu 1 V.

Wykonany obwód zastępczego zasilania zegara, oczywiście nie mieści się w przestrzeni przewidzianej na bateryjkę rozmiaru AA. Na **rysunku 6** pokazano zastępczą „dummy cell" wykonaną tak, aby łatwo podpiąć się do każdego zegara. Zastępczą „protezę baterii" należy wykonać tak, aby wyeliminować prawdopodobieństwo pomyłki biegunowości podczas montażu. Z „dummy cell" wyprowadzamy dwa przewody, które należy podłączyć do biegunów +Vclock i –Vclock naszego „zasilacza".

Zegary ścienne w naszych domach rzadko „narażone są" na bezpośrednie nasłonecznienie. Podobnie zegary na naszych biurkach. Mając to na uwadze i zwiększając „współczynnik bezpieczeństwa" autor zastosował dwa panele FV. Eksperymentalnie stwierdzono, iż wyprodukują one wystarczającą ilość energii nawet podczas pochmurnych dni i nie muszą być one ustawione na bezpośrednie „operowanie" promieni słonecznych. Wystarczy rozproszone światło dzienne. Choć panel FV niekoniecznie musi być montowany przy samym zegarze, opcja jego oddalenia może być niewygodna z uwagi na kłopot z ukryciem przewodów. Wystarczy upewnić się, że panel FV „widzi" wystarczającą ilość rozproszonego światła dziennego. Również montowanie dwóch paneli solarnych jak na schemacie i w modelu, nie zawsze jest konieczne. Jeśli zegar jest umiejscowiony tak, że przez kilka godzin w ciągu dnia „widzi słońce", wtedy jeden panel w zupełności wystarczy. A jedynie w nielicznych sytuacjach może być konieczne przewieszenie zegara bliżej okna, gdzie otrzyma więcej światła.

Zmontowany „zasilacz solarny" wraz z zegarem, w prototypowym wykonaniu autora widzimy na **rysunku 7**. Usunięcie jednego panelu redukuje koszty. Jednakże poprawność działania powinna być przetestowana przez kilka dni bez nasłonecznienia.

Bieżący projekt pokazuje wykorzystanie superkondensatora do magazynowania niedużej ilości energii i zastąpienie nim „źródeł chemicznych".

W kraju takim jak Indie, są w użyciu dziesiątki milionów takich zegarów. Choć „jedna jaskółka wiosny nie czyni", sumarycznie jest to pokaźny potencjał pozwalający na redukcję niebezpiecznych dla

eprasa.pl a1aeb00a11

środowiska odpadów. Równocześnie, rozpowszechnienie tego typu projektów, będzie skutkować dużym zapotrzebowaniem na superkondensatory, co przyczyni się do obniżenia ich kosztów produkcji i w konsekwencji cen detalicznych. Nie tylko zegary, wiele podobnych zastosowań nowych elementów jakimi są superkondensatory, przyczyni się także do uniezależnienia Indii od importu deficytowych surowców jak lit i podobne metale. Choć w skali jednego domu czy rodziny, ilość wyprodukowanej „czystej energii" jest niewielka, ich sumaryczny wkład w skali dużego państwa jest znaczący. ■

Dr Vijay Deshpande

Ten artykuł był wcześniej opublikowany na łamach „EFY", luty 2023 (efymag.com)

Od Red. EdW: W układzie tym najważniejszy jest bilans energetyczny. Nie pod względem sprawności, nie pod względem ilości wydzielanego ciepła (jak zwykle w elektronice). Istotnym jest, aby zegar nie zatrzymał się w czasie kilku kolejnych pochmurnych dni, gdy panel FV nie podładuje superkondensatora. Wydaje się, iż autor przeprowadził rzetelnie ten bilans przyjmując wystarczający margines bezpieczeństwa. Mimo, iż współczynnik ten trzeba przyjąć „ad hock" dokładne rachunki mają sens. Ale, czy są one w pełni poprawne? Autor liczy energię na superkondensatorze i porównuje ją z mocą pobieraną przez zegar. Należałoby raczej policzyć różnicę energii w pełni naładowanego C1 (czyli do 2,5 V) i rozładowanego do 1 V, kiedy (jak stwierdziliśmy w redakcji) ciężar wskazówki sekundnika w pozycji ok. godziny 9.00 sprawia, iż mechanizm zegarowy nie ma siły jej podnieść. Jednym słowem, 1 V to minimalne napięcie zasilania poniżej którego zegar zaczyna spóźniać lub się zatrzyma. Ta uwaga jednak nie wnosi dużej poprawki, skoro energia na kondensatorze jest funkcją kwadratu panującego na nim napięcia. Bilans energetyczny musi zakładać najgorszy scenariusz, aby był wiarygodny. Aby nie trzeba było spoglądać na drugi zegarek by upewnić się, czy „ten" pokazuje „dobry czas". Zegar „niewiarygodny" może okazać się „psu na budę".

W tym kontekście inna rzecz w układzie budzi obawy. Ograniczenie napięcia na mechanizmie zegara wykonano za pomocą trzech szeregowo połączonych diod 1N4007. Autor oblicza 3×0,65 V=1,95 V. Faktycznie, standardowo przyjmuje się na krzemowym złączu p-n spadek napięcia 0,6 V–0,7 V. Ale charakterystyka złącza p-n spolaryzowanego w kierunku przewodzenia nie jest progowa. To bardzo niewygodna charakterystyka zbliżona do krzywej wykładniczej. Tu trudno znaleźć jakikolwiek próg. Krzywa wykładnicza wygląda tak samo przy każdym powiększeniu. Czy zatem to proste rozwiązanie zastosowane przez autora należy uznać za błędne? Bliższe przyjrzenie się problemowi uwidacznia, że trudno znaleźć rozwiązanie lepsze. Nie wchodzą w grę żadne dzielniki rezystancyjne, a nie ma diod Zenera (o ostrej charakterystyce) w zakresie napięcia poniżej 2 V. Są wersje „shunt regulatora" 431 z napięciem bramki 1,25 V. Czy to byłby dobry element zamiast trzech diod prostowniczych? Też dyskwalifikacja. 1,25 V to za mało. Zegar potrzebuje napięcia co najmniej 1 V, więc bilans energetyczny z zapasem 0,25 V przedstawia się dość kiepsko. Ale przecież na '431' można wykonać dowolną zenerkę o napięciu wyższym od referencyjnego. Więc na 2 V także! Czy to jest dobrym pomysłem? Do zaprogramowania napięcia wyższego niż REF, potrzeba dzielnika rezystancyjnego, co dyskwalifikuje ten pomysł.

Ograniczenie napięcia na superkondensatorze elementem 431 skonfigurowanym jako dioda Zenera 2,5 V wydaje się strzałem w dziesiątkę. Ale dalsze ograniczenie napięcia na zegarze do 2 V budzi już wątpliwości. Prąd upływu katoda-anoda TL431 przy napięciu bramki poniżej 2,5 V liczony jest w nanoamperach. Nie ma więc obawy o rozładowanie superkondensatora tą drogą. Ale prąd w gałęzi trzech diod prostowniczych nie zatrzyma się na 1,95 V, ani na wartości niższej. Będzie się „sączył i sączył" rozładowując superkondensator z cennej energii, gdy przez kilka pochmurnych dni panel solarny go nie podładuje. Co zatem zaproponować zamiast tych diod? To jeden z tych problemów które wydają się banalne, a po bliższym przyjrzeniu się – wręcz przeciwnie. Zadowalającym remedium wydaje się jedynie opcja, jeśliby diody te były niepotrzebne wcale. Sprawdzenie, czy podanie napięcia 2,5 V jest dla mechanizmu zegara bezpieczne. Ale to też nie jest rozwiązanie. Projekt który nie trzyma się danych katalogowych, jest złym projektem! Wracamy więc do schematu który autor zaproponował na rysunku 2. Jednak ze świadomością problemu, i równocześnie wierząc, że autor sprawdził, iż po kilku pochmurnych zimowych dniach nie okaże się, iż zegar spóźnia się o kilka godzin.

Zastanawiając się, czy faktycznie nie ma nic lepszego od trzech szeregowo połączonych diod prostowniczych, można zasugerować jeden niesprawdzony pomysł. Shunt regulator z napięciem referencyjnym 1,25 V i między REF i katodę zwykła dioda katodą do REF. Ale w tym przypadku nie ma sensu pozostawiać IC1 wg schematu autora i proponowanym obwodem zastępować D3, D4 i D5. Praktyczne na to samo wyjdzie, jeśli „nowym" shunt regulatorem zastąpimy IC1, a z diod prostowniczych zrezygnujemy.

Autor w swoim tekście kilkakrotne podkreśla aspekt ekologiczny tego projektu, co wydaje się już ewidentną przesadą.

Autor jest hindusem i zakończył swój tekst zdaniem, iż tego typu rozwiązania przyczynią się do „Atmanirbhar and Swachh Bharat". Co jest zwrotem lansowanym przez rząd Indii, i oznacza jej niezależność, samowystarczalność i rozsądną gospodarkę odpadami. Można policzyć, iż w skali Świata zaoszczędzonych bateryjek będzie jeszcze więcej. Ale bardzo wątpliwym jest, aby uratowało to „Ten Świat" zmierzający do zagłady. Smutna to pointa, ale w tym kontekście tylko taka się nasuwa tłumaczowi tego jak najbardziej wartościowego projektu w kontekście wykorzystania nowych elementów jakimi są superkondensatory.

REKLAMA



eprasa.pl a1aeb00a11

Urządzenie wykrywające promieniowanie radioaktywne

Promieniowanie radioaktywne jest jednym z najniebezpieczniejszych zabójców organizmów żywych. Może pochodzić nawet z odległej detonacji broni jądrowej i prowadzi do skażenia dużego obszaru. Zabija nie tylko ludzi i inne organizmy żywe, ale powoduje także skażenie środowiska naturalnego. Najważniejszym działaniem zaradczym jest jak najwcześniejsze wykrycie zagrożenia.

W przypadku zagrożenia, jakie niesie promieniowanie radioaktywne, bardzo ważne jest przedsięwzięcie środków łagodzących masową destrukcję ludzi i środowiska. Środki bezpieczeństwa powinny być podjęte zarówno w przypadku zagrożenia wojną z użyciem broni masowej zagłady jak i w przypadku awarii reaktora jądrowego. Na takie okoliczności i zagrożenia wykonamy detektor promieniowania: alfa, beta i gamma. Detektor ten nie tylko wskaże wartość promieniowania, ale zaalarmuje nas wystarczająco wcześnie jak tylko bezpieczny poziom zostanie przekroczony.

Budowa urządzenia

W układzie zastosowano Tubę Mullera oraz licznik Geigera, który jest sercem tego projektu i zmierzy poziom promieniowania. Prototyp wykonany przez autora pokazano na **rysunku 1**. **Rysunek 2** pokazuje schemat ideowy urządzenia. To schemat zbliżony do blokowego, gdyż widzimy tu tylko 4 podzespoły: tuba Mullera GM, moduł licznika Geigera, wyświetlacz OLED SSD1306 oraz płytkę mikrokontrolera ESP32S.

Spis użytych podzespołów:

- GM Muller tube – M4011GM tube,
- moduł licznika Geigera-Mullera 5 V,
- wyświetlacz OLED z kontrolerem SSD1306,
- płytka mikrokontrolera ESP32S.

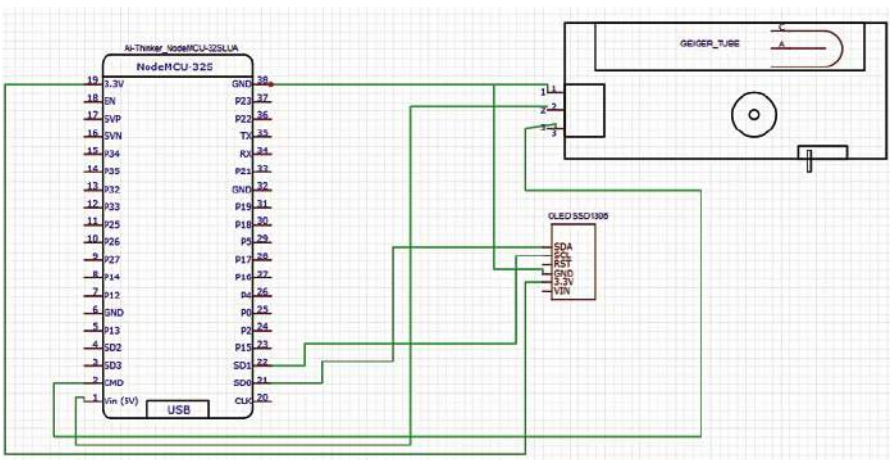
Oprogramowanie

Układ zawiera mikrokontroler i ważne zadanie odgrywa część software-owa projektu. Najpierw należy zainstalować płytkę ESP32 w środowisku Arduino z użyciem darmowego oprogramowania Arduino IDE. Instrukcje zawarte są w linku pod adresem: https://espressif-docs.readthedocs-hosted.com/projects/arduino-esp32/en/latest/installing.html.

Następnie należy zainstalować bibliotekę dla użytego modułu Geigera (w prototypie autora użyto DF robot Geiger, więc dla tego modułu zainstalowano bibliotekę). W kodzie źródłowym należy poprawnie wpisać numer pinu z którego mikrokontroler odczytuje dane



Rysunek 1. Prototyp autora



Rysunek 2. Schemat detektora promieniowania radioaktywnego

```
sketch_nov14a §

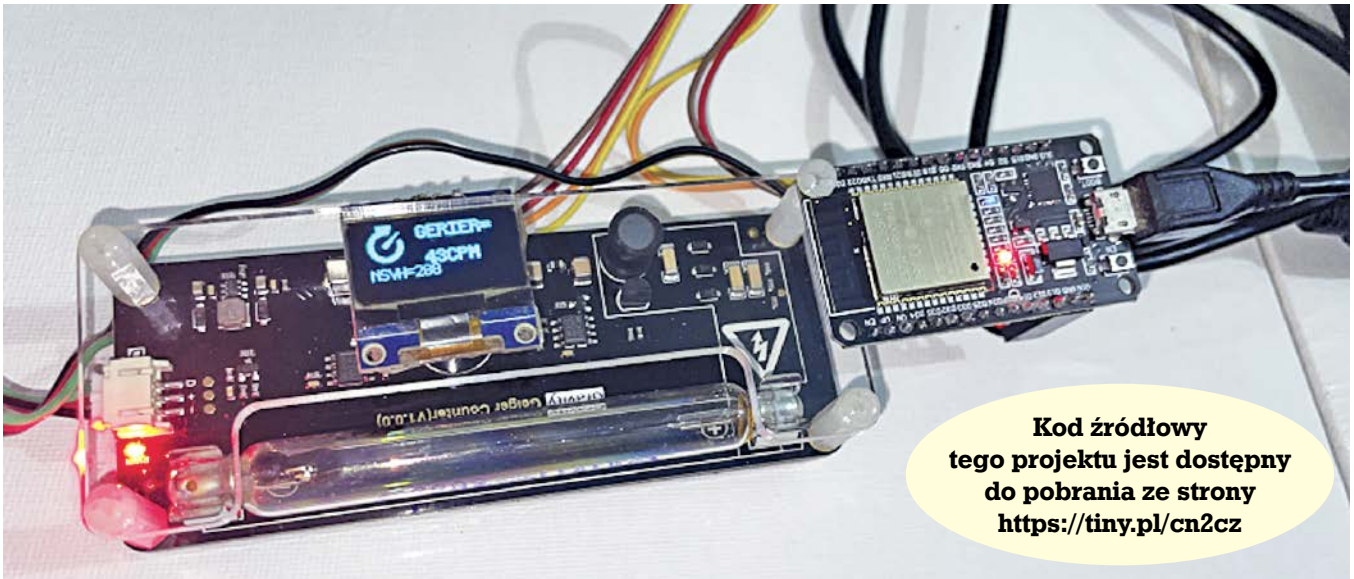
#include <DFRobot_Geiger.h>
#if defined ESP32
#define detect_pin 2
#else
#define detect_pin 3
#endif
#include <Arduino.h>
#include <U8g2lib.h>

#ifdef U8X8_HAVE_HW_SPI
#include <SPI.h>
#endif
#ifdef U8X8_HAVE_HW_I2C
#include <Wire.h>
#endif
U8G2_SSD1306_128X64_NONAME_F_HW_I2C u8g2(U8G2_R0, /* reset=*/ U8X8_PIN_NONE, /* clock=*/ 22, /* data=*/ 21);   // ESP32 Thing, HW I2C with pin remapping

/**
   @brief Constructor
   @param pin   External interrupt pin
*/
DFRobot_Geiger geiger(detect_pin);
```

Rysunek 3. Fragment kodu źródłowego

eprasa.pl a1aeb00a11



Kod źródłowy tego projektu jest dostępny do pobrania ze strony https://tiny.pl/cn2cz

Rysunek 4. Detektor promieniowania radioaktywnego w czasie testów

z licznika Geigera (w prototypie jest to pin GPIO2). Następnie należy doinstalować moduł biblioteki OLED i dokonać ustawień w bloku setup (**rysunek 3**).

Do płytki mikrokontrolera trzeba załadować kod źródłowy, szkic o nazwie: *sketch_nov10b.ino*. Następnie należy połączyć płytki (komponenty) zgodnie ze schematem z rysunku 2. Finalny wygląd układu zmontowanego przez autora widzimy na **rysunku 4**.

Po podłączeniu zasilania układ powinien natychmiast działać i na wyświetlaczu pokazać wynik poziomu promieniowania. Jeśli przekroczona jest ustalona maksymalna wartość uznana za bezpieczną, powinien zostać włączony alarmujący sygnał dźwiękowy z buzzera.

Działanie układu można sprawdzić w pobliżu materiałów, które wykazują naturalną radioaktywność, np marmur, skały uranowe czy innych napromieniowane kamienie. Urządzenie powinno pokazać wartość zmierzonego promieniowania i ewentualnie włączyć ostrzegawczy sygnał dźwiękowy. To samo możesz sprawdzić zbliżając detektor w pobliże bomby atomowej! ■

Ashwini Kumar Sinha

Ten artykuł był wcześniej opublikowany na łamach „EFY”, styczeń 2023 (efymag.com)



Know-How

Rozwiązanie znajdziesz na www.elportal.pl/quizy

Czy za pomocą woltomierza możemy określić wartość prądu płynącego przez rezystor?
☐ Nie, prąd mierzymy za pomocą amperomierza, nie woltomierza
☐ Tak, znając napięcie na rezystorze i jego rezystancję obliczymy prąd
☐ Tak, ale tylko wtedy, gdy jest to bocznik pomiarowy

Czym jest bocznik pomiarowy?
☐ Transformator o jednym zwoju, służący do pomiaru prądu
☐ Rezystor o małej rezystancji i dużej mocy, służący do pomiaru prądu
☐ Rezystor o bardzo precyzyjne określonej rezystancji

Jaka będzie rezystancja zastępcza 10 rezystorów 10 Ω/10 W połączonych równolegle?
☐ 100 Ω
☐ 10 Ω
☐ 1 Ω

Czym jest rezystancja wewnętrzna akumulatora?
☐ Określa prąd samorozładowania akumulatora
☐ Określa wydajność prądową akumulatora
☐ Służy do pomiaru prądu pobieranego z akumulatora

Gdy akumulator jest rozładowany to:
☐ Jego rezystancja wewnętrzna wzrasta
☐ Jego rezystancja wewnętrzna maleje
☐ Jego rezystancja wewnętrzna się nie zmienia

Rezystor typu shunt resistor to:
☐ Rezystor metalizowany
☐ Bocznik pomiarowy
☐ Potencjometr

Mała wartość współczynnika TWR rezystora oznacza:
☐ Niewielki maksymalny prąd rezystora
☐ Niewielkie zmiany rezystancji przy zmianie temperatury rezystora
☐ Niewielki dopuszczalny zakres temperatury pracy rezystora

Rezystor o oznaczeniu 33R2 ma rezystancję, która wynosi:
☐ 66 Ω
☐ 33 Ω/2 W
☐ 33,2 Ω

Co oznacza czwarty, ostatni pasek w kolorze brązowym w oznaczeniu barwnym rezystora?
☐ Tolerancję 1%
☐ Moc 1 W
☐ TWR 100 ppm/K

Czy wartość prądu stałego (DC), płynącego w przewodzie, można zmierzyć metodą „bezkontaktową”?
☐ Nie, tylko wartość prądu przemiennego (AC) można zmierzyć metodą bezkontaktową
☐ Tak, wartość prądu stałego (DC) można zmierzyć za pomocą miernika cęgowego
☐ Tak, pod warunkiem, że jest to przewód z dodatniego bieguna źródła zasilania

eprasa.pl a1aeb00a11

Niskoszumny zasilacz z czterema stabilizatorami połączonymi równolegle

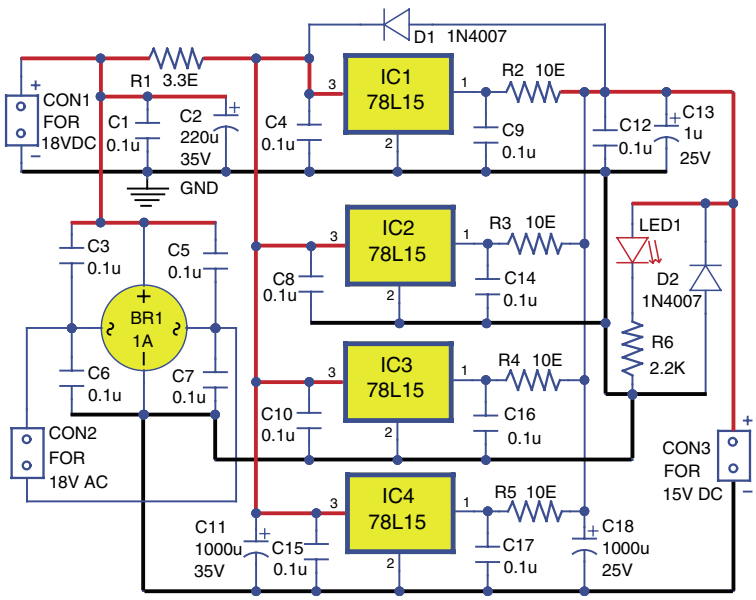
Bieżący projekt zawiera 4 układy scalone typu 78L15 pracujące równolegle. Zasilacz ten wytwarza napięcie wyjściowe 15 VDC, a jego kluczową cechą są niskie szumy towarzyszące wyjściowemu napięciu DC. Mimo wielu zalet współczesnej elektroniki, jej zmorą jest generowanie różnorodnych zakłóceń. Źródłem tego szumu często są zasilacze, szczególnie pracujące impulsowo. Problemy związane z szumami są szczególnie dokuczliwe w wysokiej klasy układach audio, a także w technice pomiarowej. W artykule zaprezentowaliśmy konstrukcję zasilacza, który sprawdzi się w takich zastosowaniach.

Jeśli potrzebujesz zasilacza o napięciu +15 V z tolerancją ±10% i z szumami nie przekraczającymi 10 µVrms, możesz zastosować popularne stabilizatory typu 78L15. Są to elementy niedrogie, łatwo i powszechnie dostępne. Parametry prądowe nie są wygórowane (100 mA), ale zawarte są w małej obudowie TO-92, a oprócz niedużej tolerancji napięcia wyjściowego zawierają wewnętrzne ograniczenie prądowe, a także zabezpieczenie termiczne.

Większość stabilizatorów typu 78L15 oferuje prąd na poziomie 40 mA, natomiast do praktycznych zastosować wymagany jest prąd na poziomie 160...250 mA. Można by użyć stabilizatorów serii M – 78M15, które pozwalają na obciążenie prądem do 0,5 A. Odrzucamy tę opcję, ponieważ wymagałoby to kłopotliwej filtracji wyjścia dla uzyskania zadowalająco niskich szumów. Ponadto, wersje 78M15 zamknięte są w obudowach TO-220 które w niektórych aplikacjach mogą być niewygodne w montażu.

Jednym ze sposobów uzyskania większego prądu wyjściowego przy użyciu wersji 78L15, jest praca równoległa kilku takich stabilizatorów. Dodatkową korzyścią jest bezpieczeństwo pracy polegające na tym, że w przypadku uszkodzenia jednego stabilizatora, pozostałe przejmą zadanie stabilizacji napięcia wyjściowego.

Należy rozwiązać jeszcze jeden problem związany z szumami własnymi zastosowanych stabilizatorów. Katalog gwarantuje, iż seria 78LXX może wykazywać skuteczną wartość szumu w paśmie 10 Hz do 100 kHz na poziomie 100 µVrms. Można przyjąć, iż szum rozłożony jest równomiernie w całym paśmie częstotliwości (czyli, że jest szumem białym). Można zastosować technikę redukcji szumu polegającą na zawężeniu pasma częstotliwości równocześnie uzyskując redukcję tolerancji napięcia wyjściowego. Idealnie, należałoby metodę tę zastosować dla bardzo dużej ilości równolegle połączonych źródeł o charakterze stabilizacji napięcia wyjściowego.



Rysunek 1. Schemat niskoszumnego zasilacza z zastosowaniem czterech stabilizatorów napięcia

Aczkolwiek metoda ta jest także skuteczna, gdy dysponujemy jedynie niewielką liczbą takich źródeł. Zobaczmy jakie efekty przyniesie realizacja zasilacza na bazie wyżej nakreślonej metody.

Opis układu i jego działanie

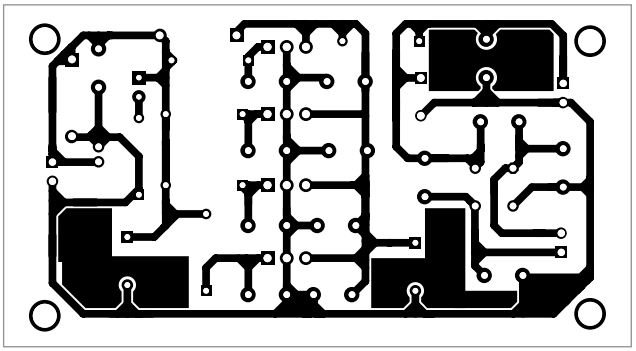
Schemat niskoszumnego zasilacza z zastosowaniem czterech stabilizatorów 78L15 pracujących równolegle, pokazano na **rysunku 1**. Układ zbudowano z użyciem mostka Graetza BR1, czterech stabilizatorów 78L15 (IC1 do IC4), dwóch diod 1N4007 (D1 i D2), diody LED (LED1) i niewielu dodatkowych prostych elementów biernych.

Układ może być zasilany z napięcia zmiennego 18 VAC, jak również można go zasilić napięciem stałym o wartości zbliżonej do 18 VDC. Dla filtracji składowej zmiennej jak i szumów od strony wejścia, zastosowano

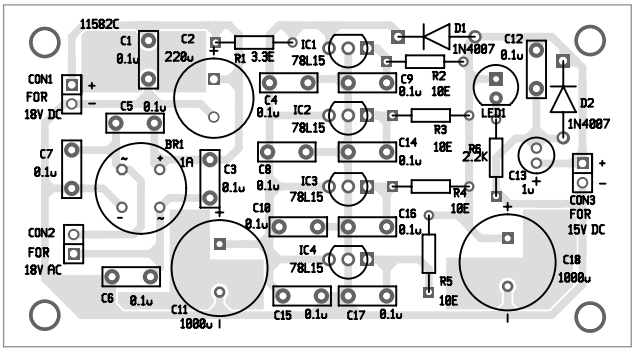
Tabela 1. Parametry zmierzone w zasilaczu z czterema 78L15; Uwej=18 VDC i R2...R5 = 10 Ω

Parametr	R_{OBC} = 100 Ω	R_{OBC} = 80 Ω	R_{OBC} = 60 Ω
V1	15,02 V	15,03 V	15,03 V
V2	15,08 V	15,09 V	15,09 V
V3	15,06 V	16,06 V	15,04 V
V4	15,03 V	15,09 V	15,03 V
Uout (total)	14,62 V	14,55 V	14,40 V
Iout (sumaryczne)	146 mA	182 mA	240 mA
Iout (średnio na stab)	36,5 mA	45 mA	60 mA
Nap. śr. na R2-R5	0,37 V	0,45 V	0,60 V

eprasa.pl a1aeb00a11



Rysunek 2. Płytka PCB niskoszumnego zasilacza



Rysunek 3. Ułożenie elementów na PCB

filtrację dolnoprzepustowym filtrem RC. W przypadku zasilania napięciem stałym, w filtracji tego napięcia biorą udział elementy R1, C1, C2 i C11. W przypadku zasilania 18 VAC istotne są elementy: prostownik BR1 i kondensatory C1,C2, C3, C5, C6, C7 i C11. Skuteczność filtracji wyprostowanego napięcia zmiennego zależy od impedancji wyjściowej zastosowanego źródła napięcia AC oraz od charakterystyki diod w mostku Graetza.

W celu stabilizacji Uwy zastosowano cztery układy 78L15, aczkolwiek ich napięcia wyjściowe mogą się różnić (wykazują pewną tolerancję). Dlatego na ich wyjściach dodano rezystory „wyrównujące" (R2 do R5). Wartość tych rezystorów powinna być znacznie większa od impedancji wyjściowej stabilizatorów 78L15. W prototypowym układzie przyjęto wartość 10 Ω, aczkolwiek czasem można zalecić wartość nieco większą.

Na wejściu i wyjściu każdego ze stabilizatorów zaleca się zamontować dodatkowe kondensatory niewielkiej pojemności przyczyniające się do stabilnej pracy jak również do redukcji szumów w zakresie wyższych częstotliwości. W schemacie na rysunku 1 to kondensatory C4, C9, C8, C14, C10, C16 oraz C17.

Dobór wartości rezystorów „wyrównujących" oraz wyjściowego filtru RC

W zastosowanym rozwiązaniu, napięcie na wyjściu zasilacza jest zależne od czerpanego prądu oraz od wartości zastosowanych rezystorów R2 do R5. Wyższa wartość tych rezystancji skutkuje lepszym wyrównaniem prądów płynących w pracujących równolegle stabilizatorach, jak również lepszą filtracją szumów obecnych na wyjściu zasilacza. Jednak równocześnie przyczynia się do wzrostu impedancji wyjściowej, czego objawem jest zależność napięcia wyjściowego od aktualnie czerpanego prądu. Innymi słowy, lepsza filtracja i „efekt wyrównawczy" prądów okupiony jest gorszym „load regulation".

W naszej aplikacji zakładamy, iż ważniejsze są parametry szumowe. Dlatego zalecana wartość rezystorów wyrównawczych powinna mieścić się w przedziale 10 do 30 Ω. W **tabeli 1** zebrano parametry zasilacza przy trzech wartościach obciążenia i rezystorach R2 do R5 wartości 10 Ω.

Rezystory R2 do R5 biorą czynny udział nie tylko w zadaniu wyrównania prądów stabilizatorów pracujących równolegle. Wraz z kondensatorami C12, C13 i C18 tworzą



Porady

Rozwiązanie znajdziesz na www.elportal.pl/quizy

Jaką jednostką wyrażamy stężenie gazu w powietrzu?
☐ %
☐ ppm
☐ µg

Co to jest pasmo absorpcji gazu?
☐ Właściwość pochłaniania pewnych długości fal z widma elektromagnetycznego
☐ Zdolność do pochłaniania innych gazów
☐ Zdolność pochłaniania promieniowania podczerwonego

Jaką granicę stężenia CO_2 przyjmuje się za dopuszczalną w pomieszczeniach?
☐ 400 ppm
☐ 800 ppm
☐ 1000 ppm

Stężenie dwutlenku węgla można określić:
☐ Badając ile promieniowania o długości fali 4,26 µm zostanie pochłonięte przez gaz
☐ Badając ile światła czerwonego zostanie pochłonięte przez gaz
☐ Badając zmianę długości fali promieniowania po przejściu przez gaz

W jaki sposób rozwiązano problem dużej długości komory pomiarowej czujnika CO_2?
☐ Stosując źródło promieniowania w postaci diody LED IR
☐ Stosując złożony kształt komory pomiarowej w postaci falowodu
☐ Stosując podwójny detektor

Oprócz stężenia CO_2, na jakość powietrza wpływa parametr VOC, czyli:
☐ Stężenie lotnych związków organicznych
☐ Ilość pyłów zawieszonych
☐ Wilgotność względna powietrza

Czujniki, które nie mierzą bezpośrednio stężenia CO_2, tylko eCO_2 (lub CO_2eq):
☐ Wyznaczają stężenie CO_2 na podstawie pomiaru stężenia tlenu
☐ Wyznaczają stężenie CO_2 na podstawie pomiaru stężenia wodoru
☐ Wyznaczają stężenie CO_2 na podstawie pomiaru stężenia VOC

Nowoczesne czujniki gazów typu MOX (z tlenkiem metalu):
☐ Wykrywają stężenie pyłów zawieszonych PM
☐ Wykrywają większość lotnych związków organicznych oraz CO_2
☐ Wykrywają większość lotnych związków organicznych, ale nie CO_2

Jakie jest pasmo absorpcji trującego tlenku węgla CO?
☐ 9,61 µm
☐ 6,21 µm
☐ 4,61 µm

Wartość 72 ppb (parts per billion) to:
☐ 0,000 00 7 2%
☐ 0,000 000 072%
☐ 0,000 072%

eprasa.pl a1aeb00a11

Wykaz elementów:
Rezystory: (wszystkie 0,25 W, ±5%)
R1: 3,3 Ω
R2...R5: 10 Ω
R6: 2,2 kΩ

Kondensatory:
C1, C3...C10, C12, C4...C17: 0,1 µF ceramiczny
C2: 220 µF/35 V elektrolityczny
C11: 1000 µF/35 V elektrolityczny
C13: 1 µF/25 V elektrolityczny
C18: 1000 µF/25 V elektrolityczny

Półprzewodniki:
IC1...IC4: 78L15 – regulator 15 V w obudowie TO-92
BR1: mostek prostowniczy 1 A
LED1: LED 5 mm
D1, D2: 1N4007 – dioda prostownicza

Inne:
CON1-CON3: złącze 2-pinowe

filtr dolnoprzepustowy przede wszystkim dla szumów. Mimo to, iż zakładamy szum biały samych stabilizatorów, przy zasilaniu z sieci AC najbardziej dokuczliwa jest składowa zakłóceń o częstotliwości sieci, czyli 50 lub 60 Hz. Dlatego zalecana 3-decybelowa częstotliwość odcięcia filtru RC powinna leżeć w okolicy lub poniżej 20Hz. Przy wartościach R=10 Ω i C=1000 µF próg ten lokuje się na częstotliwości 15,9 Hz, co daje skuteczne tłumienie dla składowej 50 Hz oraz wszystkich wyższych harmonicznych obecnych po pierwotnej (wejściowej) stronie zasilacza.

Konstrukcja zasilacza i jego testowanie

Na **rysunku 2** pokazano projekt ścieżek płytki PCB naszego niskoszumnego zasilacza. a na **rysunku 3** schemat montażowy ułożenia elementów. Po zmontowaniu elementów zgodnie ze schematem, podłącz napięcie 18 VDC do złącza CON1 lub 18 VAC do CON2. Na CON3 powinieneś uzyskać stabilizowane 15 VDC.

W bieżącym artykule pokazano niskoszumny zasilacz z użyciem czterech stabilizatorów 78L15 pracujących równolegle. Na wyjściu uzyskano napięcie 14,4 V pod obciążeniem 0,25 A. Średni prąd pojedynczego regulatora wynosi poniżej 75 mA, co bezpiecznie mieści się w deklarowanej przez katalog (dla serii 78L15) wartości 100 mA (faktycza średnia wartość prądu przypadająca na jeden stabilizator jest równa 62,5 mA, co daje sumarycznie 4×62,5 mA=250 mA).

Zastosowane regulatory mają wbudowane ograniczenie prądowe jak również zabezpieczenie przed zwarciem wyjścia. W rezultacie nie jest wymagana żadna regulacja ani dostrajanie, aby układ ten pracował poprawnie. Ze względu na specyfikę układu powinniśmy użyć stabilizatorów o możliwie wąskiej tolerancji napięcia wyjściowego. 78L15 gwarantują tolerancję w zakresie ±4%. Równocześnie wartości rezystorów wyrównujących powinny być możliwie duże, na ile aplikacja zasilacza pozwoli.

Należy dodać, iż w bieżącym projekcie jest nieunikniony kompromis między load regulation i parametrami szumowymi, jak również jednakowym obciążeniem równolegle pracujących stabilizatorów. Tutaj założyliśmy, iż najważniejszym zadaniem jest, to aby zasilacz cechowały niskie szumy na jego wyjściu. ■

Petre Tzv Petrov

Ten artykuł był wcześniej opublikowany na łamach „EFY", styczeń 2021 (efymag.com)

Od Redakcji EdW: Równoległe łączenie zasilaczy to jest kłopotliwa sprawa. Łączenie wyjść zasilaczy wprost, to jest wręcz sprzeczne z zasadami sztuki. Od zasilacza napięcia oczekujemy jak najniższej impedancji wyjściowej. Przy zerowej impedancji wyjścia, połączone równolegle zasilacze nigdy nie podzielą się równo prądem. Nawet przy małej tolerancji Uwy łączonych zasilaczy, jeden weźmie na siebie cały prąd, a pozostałe mogą w ogóle nie pracować. Nie oznacza to, że technika zwielokrotnienia prądu wyjściowego przez równoległe łączenie źródeł o tym samym napięciu jest zupełnie przekreślona. Ale trzeba inaczej pozamykać pętle ujemnego sprzężenia zwrotnego. Generalnie jest tak, że tylko jeden zasilacz powinien śledzić Uwy, a w pozostałych feedback należy zamknąć tak, aby śledziły prąd a nie napięcie. Wyrównywanie prądów wyjściowych metodą rezystorów wyjściowych jak w tym projekcie, jest łagodnie mówiąc – rozwiązaniem niedobrym.

Drugą kwestią są szumy. Zawężenie pasma z użyciem filtrów dolnoprzepustowych zmniejsza wypadkową gęstość szumu. Ale jak zasilacz ma mieć dobrą dynamikę i szybko reagować na zmiany obciążenia, to... – nie tędy droga.

Na koniec dla ciekawości dodajmy, iż na potrzeby zasilaczy serwerowych opracowano i opatentowano bardzo ciekawy sposób łączenia równoległego zasilaczy uzyskując zaskakująco duże prądy wyjściowe bez degradacji parametrów należnych zasilaczowi ze stabilizacją napięcia, nie prądu. Potrzebna jest tylko jedna dodatkowa linia którą łączone są wszystkie zasilacze biorące udział w pracy równoległej. Okazuje się, że wystarczy dedykowany pin połączyć jednym drutem bez żadnych szczególnych wymagań. Nie każdej konstrukcji zasilacz nada się dla takiej pracy. A jak to działa? Może warto temu tematowi poświęcić obszerny artykuł na łamach EdW.

W temacie szumów sprawa jest nie mniej ciekawa. Zakłócenia i szumy są zmorą w układach pracujących impulsowo. A przecież zasilacze-przetwornice niemal zupełnie wyparły swych starszych kuzynów pracujących liniowo. O ile są bezkonkurencyjne pod (prawie) każdym względem, to w zakresie szumów i zakłóceń EMI prawdopodobnie nigdy nie dorównają zasilaczom liniowym. W każdym razie temat ten jest równie szeroki i ciekawy. I pewnie też zasługuje na szerokie i porządne opracowanie.

REKLAMA



eprasa.pl a1aeb00a11

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.

Wzmacniacz audio mono klasy D o mocy 20 W

Zaprezentowany układ to wysokowydajny, monofoniczny wzmacniacz audio klasy D o mocy 20 W, zaprojektowany w konfiguracji mostkowej, przystosowany do zasilania głośników o impedancji zaledwie 4 Ω. Ze względu na niskie straty mocy i wysoką sprawność sięgającą 90%, moduł nie wymaga radiatora. Projekt zbudowany jest z zastosowaniem układu PAM8320, który ma zabezpieczenie przeciwzwarciowe, termiczne, zabezpieczenie przed przepięciem i blokadę podnapięciową.



Przetwornica step up z wejściem 5 V i wyjściem 12 V

Ta wysokowydajna przetwornica DC/DC o częstotliwości pracy 520 kHz pracująca trybie prądowym może bardzo efektywnie wytwarzać napięcie 12 V z napięć wejściowych od 3,6 V do 5,5 V. Projekt zbudowany jest na bazie układu PAM2423, który zawiera zintegrowany klucz MOSFET mocy obsługujący prąd szczytowy do 5,5 A. Układ scalony zawiera prostą pętlę sprzężenia zwrotnego, umożliwiając optymalizację doboru komponentów, kosztów i wydajności prądowej w szerokim zakresie zastosowań. Dodatkowe funkcje to programowalna zewnętrznie funkcja miękkiego startu ułatwiającą kontrolę prądu rozruchowego, wewnętrzne zabezpieczenie przed przepięciem (OVP), zabezpieczenie nadprądowe, blokadę przy zbyt niskim napięciu i wyłączenie termiczne.



Niektóre projekty aktualnie dostępne tylko dla prenumeratorów EdW w rubryce DIY PLUS na www.elportal.pl:

1. 20-segmentowy wyświetlacz słupkowy w rozmiarze jumbo
2. Stacja pogodowa lilygo ttgo t5-4.7 z wyświetlaczem typu e-papier
3. Półprzewodnikowy przekaźnik mocy DC z prądowym sprzężeniem zwrotnym
4. Wyłącznik nadprądowy – przekaźnik wyłączający nadprądowy
5. Uniwersalny konwerter napięcia AC – wyjście 18 V DC z wejścia 85...265 V AC
6. Moduł procesora echa głosu – urządzenie opóźniające do efektów dźwiękowych, echo, reverb
7. Najlepszy sposób na próbkowanie dźwięku za pomocą ESP32
8. Choinka z Arduino i pikselowymi diodami
9. RPi – stacja pogodowa IoT
10. Niskobudżetowy monitor jakości powietrza IoT oparty o RaspberryPi 4
11. Automatyczny system ogrodniczy z NodeMCU i Blynk, ArduFarmBot 2
12. TinyML – Rozpoznawanie ruchu przy pomocy Raspberry Pi Pico
13. Wzmacniacz piezoelektryczny do gitary i skrzypiec
14. Wysokowydajny i niezawodny sterownik bipolarnego silnika krokowego
15. Sterownik silnika prądu stałego z wykorzystaniem przekaźnika i mosfetu – interfejs Arduino
16. Przedwzmacniacz do mikrofonu MEMS
17. Super prosty czuły wykrywacz metali
18. Stymulator czaszkowy Arduino (Bio-BrainTuner)
19. Generator sygnałów AD9833
20. Obserwacja charakterystyk tranzystora
21. Wyświetlacz EKG z użyciem Arduino
22. Łatwy do zbudowania robot kroczący
23. Sonarowy theremin MIDI
24. Zamek elektroniczny na kod
25. Prosty tester tranzystorów
26. Zegar binarny z użyciem Microbit
27. Przetwornik częstotliwości na napięcie (tachometr) – przetwornik częstotliwości na napięcie z czujnikiem magnetycznym o zmiennej reluktancji
28. Izolowany obwód wykrywania napięcia 250 V AC z pojedynczym wyjściem (wejście 250 V prądu przemiennego, wyjście 5 V)

Miesięcznik „**Elektronika dla Wszystkich**” (12 numerów w roku) jest wydawany we współpracy z kilkoma redakcjami zagranicznymi

Wydawnictwo:
AVT-Korporacja Sp. z o.o.
03-197 Warszawa, ul. Leszczynowa 11
tel. 22 257 84 99, e-mail: avt@avt.pl

Wydawca:
Wiesław Marciniak

Adres redakcji:
03-197 Warszawa, ul. Leszczynowa 11
e-mail: edw@elportal.pl, www.elportal.pl

Redaktor merytoryczny
Paweł Sujko

Dział Reklamy:
Katarzyna Gugała
katarzyna.gugala@elportal.pl, tel. 22 257 84 64

Szef Pracowni Konstrukcyjnej:
Jakub Sobański
jakub.sobanski@elportal.pl

DTP, okładka, redakcja strony internetowej www.elportal.pl:
MAD Sp. z o.o.

Prenumerata:
W Wydawnictwie AVT, e-mail: prenumerata@avt.pl
tel. 22 257 84 22, (godz. 10:00–14:00)

W RUCH S.A., e-mail: prenumerata@ruch.com.pl
tel. 801 800 803, 22 717 59 59, www.prenumerata.ruch.com.pl

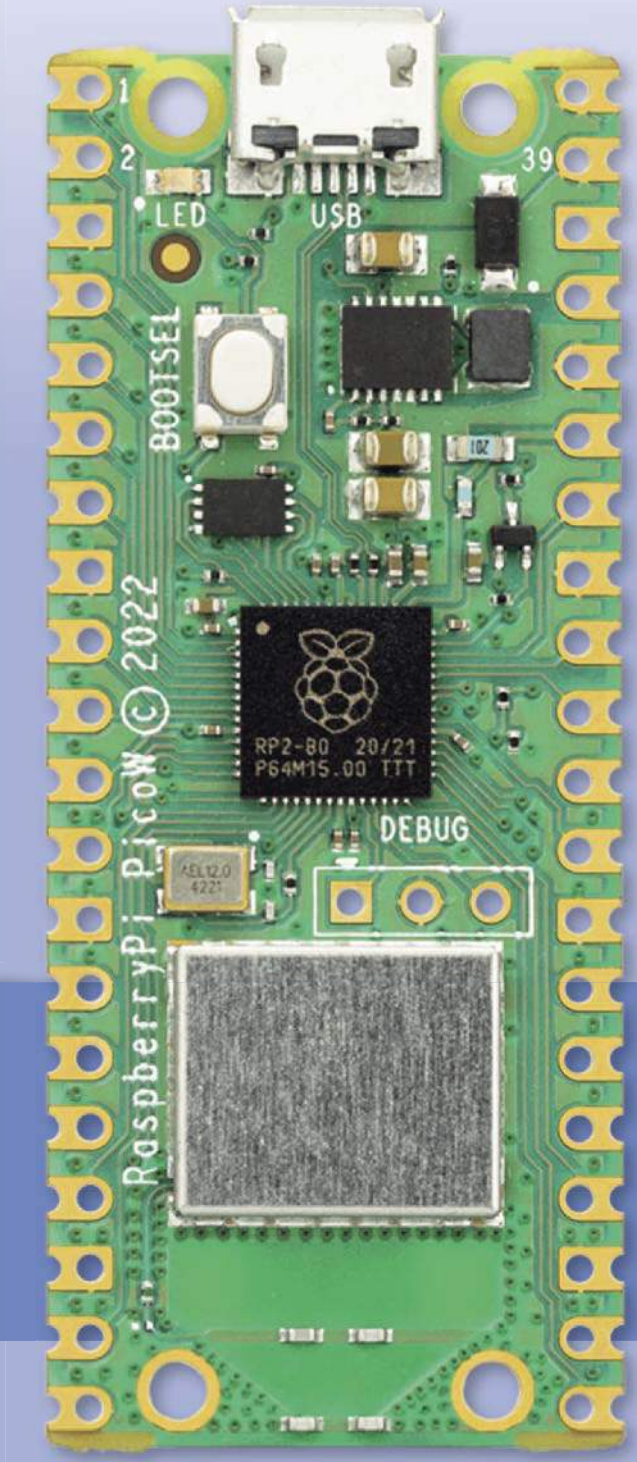
Copyright AVT-Korporacja Sp. z o.o., Warszawa, ul. Leszczynowa 11. Projekty publikowane w „Elektronice dla Wszystkich” mogą być wykorzystywane wyłącznie do własnych potrzeb. Korzystanie z tych projektów do innych celów, zwłaszcza do działalności zarobkowej, wymaga zgody redakcji „Elektroniki dla Wszystkich”. Przedruk oraz umieszczanie na stronach internetowych całości lub fragmentów publikacji zamieszczanych w „Elektronice dla Wszystkich” jest dozwolone wyłącznie po uzyskaniu pisemnej zgody redakcji. Redakcja nie odpowiada za treść reklam i ogłoszeń zamieszczanych w „Elektronice dla Wszystkich”.

eprasa.pl a1aeb00a11

Subscribe to Elektor's newsletter and get the chance to

WIN

a Raspberry Pi Pico W board



www.elektor.com/eda



Subscribe to Elektor's newsletter, get a €5 coupon code and get the chance to WIN a Raspberry Pi Pico W board

Be one of the 10 fortunate winners!



elektor
design > share > earn

eprasa.pl a1aeb00a11