Edukacja w EdW dla szkół i uczelni:
Wykład 26 – rezonatory i generatory kwarcowe


JUNIOR
strona 83

ELEKTRONIKA dla wszystkich

nr 1/2025 (348) • styczeń • www.elportal.pl

DIY PLUS
tylko dla prenumeratorów

Precyzyjny generator sygnału AM-FM DDS



PROJEKTY dla elektroników

- Sterownik LED Buck-Boost o dużej mocy
- Wzmacniacz mocy z układem scalonym TDA7293 do pomiarów elektroakustycznych
- Bezpieczna i niskonapięciowa zgrzewarka kondensatorowa CD Welder, część 2

DIY dla wszystkich

- Elektroniczny kalejdoskop
- Tester przetworników ADC i DAC mikrokontrolera ATmega 328P
- Elektryczny wolnowar – kuchenka do gotowania prosa

TUTORIALE

- Audio OUT: Wokoder analogowy, część 4. Wzmacniacz sterujący
- Chirurgia obwodowa: Wzmacniacze operacyjne logarytmiczne i wykładnicze, część 1
- Ekscytacje Maxa: Migające diody LED i śliniący się inżynierowie, część 16

Generator przebiegów na Arduino Nano

ISSN 1425-1698 Indeks 33362X
0 1 >
9 771425 169252
18,90 zł (w tym 8% VAT)

Pomocna dłoń

automatykaB2B.pl

EP.com.pl
Największy portal dla elektroników konstruktorów

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



eprasa.pl 1afb95dbdc

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



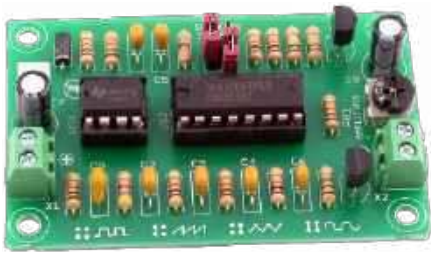
AVT5540 Radio FM z RDS
https://sklep.avt.pl/avt5540.html



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



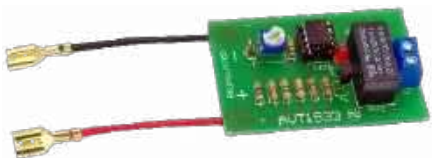
AVT1459 Uniwersalny układ czasowy
https://sklep.avt.pl/avt1459.html



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



AVT1597/3 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 1afb95dbdc

–20%
NA START
181,40 zł

–30%
po pierwszym roku prenumeraty
158,80 zł

–40%
po drugim roku prenumeraty
136,10 zł

–50%
po trzecim roku nieprzerwanej prenumeraty
113,40 zł

Odkryj korzyści z prenumeraty drukowanej – większe oszczędności z każdym rokiem!

Rozpocznij swoją przygodę z *Elektroniką dla Wszystkich*. Decydując się teraz na roczną prenumeratę drukowaną, otrzymasz nie tylko dostęp do najnowszych wydań, ale i **znakomity start dzięki zniżce 20%** na pierwsze zamówienie!

Prenumerata to nie tylko wygoda dostępu do treści, ale także sposób na znaczące oszczędności. Dołącz do grona naszych stałych czytelników i ciesz się coraz lepszymi warunkami.

Im dłużej jesteś z nami, tym więcej oszczędzasz:
- po roku nieprzerwanej prenumeraty zapewnimy Ci **30% rabatu** na kolejny rok,
- po dwóch latach wierności zaoferujemy **40% rabatu**,
- po trzech latach lojalności osiągniesz **najwyższy poziom rabatu – 50%!**

Jak otrzymać rabat za lojalność?
Zaloguj się na swoje konto prenumeratora na **www.UlubionyKiosk.pl** i zamów prenumeratę, korzystając z przycisku PRZEDŁUŻ w zakładce „Prenumeraty".

Przeglądaj wcześniej, płać mniej – postaw na e-prenumeratę!

Wybierz prenumeratę cyfrową PDF i ciesz się dostępem do czasopisma nawet 7 dni przed oficjalną premierą w kioskach. Oszczędzaj czas i pieniądze – skorzystaj z **rabatu 30%** na roczną e-prenumeratę w cenie 126,90 zł.

Dodatkowa oferta dla prenumeratorów wersji drukowanej: jeśli już subskrybujesz wersję papierową, możesz dokupić równoległe e-wydania w cenie 36,20 zł/rok – z niesamowitym **rabatem 80%**.

Zyskaj nieograniczony dostęp do zasobów dla pasjonatów elektroniki!

Tylko prenumeratorzy mają pełny dostęp do:
- cyfrowego archiwum *Elektroniki dla Wszystkich* na www.elportal.pl/archiwum
- projektów DIY+ na www.elportal.pl/diy

Zamów prenumeratę drukowaną lub e-prenumeratę na www.UlubionyKiosk.pl lub przez przelew na konto Wydawnictwa AVT, a po zaksięgowaniu wpłaty wyślemy Ci mailowo kod dostępu do portalu.

ARCHIWUM

DIY PLUS
tylko dla prenumeratorów

Zacznij korzystać z pełnych zasobów już dziś!

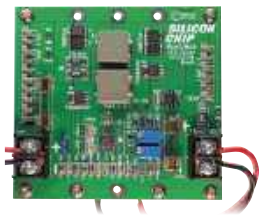
Zamów prenumeratę lub e-prenumeratę na www.UlubionyKiosk.pl/prenumerata
tel. 22 257 84 22 (godz. 10–14) | prenumerata@avt.pl | AVTKorporacja sp. z o.o. ul. Leszczynowa 11, 03-197 Warszawa
rachunek bankowy: 18 1050 1012 1000 0024 3173 1013

ELEKTRONIKA dla wszystkich

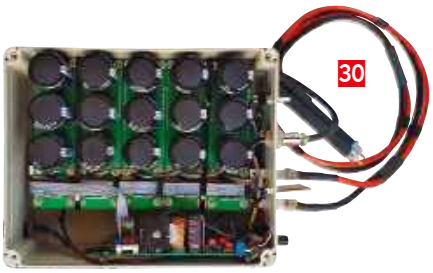
Styczeń 2025 • 1 (348)



8


18


26


30



40


75

Projekty dla elektroników:

Precyzyjny generator sygnału AM-FM DDS 8
Sterownik LED Buck-Boost o dużej mocy 18
Wzmacniacz mocy z układem scalonym TDA7293 do pomiarów elektroakustycznych 26
Bezpieczna i niskonapięciowa zgrzewarka kondensatorowa CD Welder, część 2 30
Generator przebiegów na Arduino Nano. Nano + program = generator funkcji 40

Tutoriale:

Audio OUT: Wokoder analogowy, część 4. Wzmacniacz sterujący 47
Chirurgia obwodowa: Wzmacniacze operacyjne logarytmiczne i wykładnicze, część 1 52
Ekscytacje Maxa:
• Migające diody LED i śliniący się inżynierowie, część 16 58
• Sprytne porady i sztuczki cyklu Ekscytacje Maxa dotyczące kodowania .. 61
Edukacja w EdW dla szkół i uczelni. Wykład 26: Rezonatory i generatory kwarcowe oraz inne sposoby na stabilną podstawę czasu i częstotliwości .. 64

DIY dla wszystkich:

Tester przetworników ADC i DAC mikrokontrolera ATmega 328P 71
Elektroniczny kalejdoskop 75
Elektryczny wolnowar – kuchenka do gotowania prosa 77

Elektronika dla Wszystkich – Junior:

Siódme spotkanie z najmłodszymi pasjonatami elektroniki 83
Na zdjęciu na okładce Kacper, Młodzi Entuzjaści Elektroniki, Szkoła Podstawowa nr 86, Wrocław

DIY PLUS tylko dla prenumeratorów zamawiających prenumeratę na www.UlubionyKiosk.pl

Sterowanie silnikiem DC 91
Nadajnik zdalnego sterowania z pojedynczym joystickiem 91

Rubryki stałe:

Prenumerata 3
Od redakcji 5
Poczta 6
Forum Czytelników 90

eprasa.pl 1afb95dbdc

A za miesiąc w lutowym EdW



- **Syntezator MIDI**

  Tym razem prawdziwa gratka dla sympatyków instrumentów muzycznych i szeroko pojętej syntezy dźwięku! Oparty o mikrokontroler PIC18LF25K50 oraz procesory dźwięku dsPIC33EP512MC502-I/SP, zaawansowany moduł audio z wejściem MIDI-IN, portem USB do zarządzania samplami i konfiguracją dźwięku. Posiada zaimplementowaną 18-głosową polifonię i pozwala na syntezę dźwięku w czasie rzeczywistym z wykorzystaniem zaawansowanej techniki płynnej zmiany instrumentów i barwy dźwięku.

- **Mini przetwornica do zasilania diod LED**



  Niewielki i niedrogi moduł pozwalający zasilić stosunkowo duże białe diody LED i niewielkie panele LED natywnie zasilane napięciem 12 V wprost z portu USB lub innego źródła zasilania 5 V. Tam gdzie nie potrzeba wielkiego reflektora a umiarkowana ilość światła wystarcza, Mini LED Driver świetnie się sprawdzi.

- **Regulowane „sztuczne obciążenie”**

  Bardzo przydatny przyrząd do testowania zasilaczy, przetwornic napięcia i akumulatorów. Rozprasza do 18 W (lub do 50 W) mocy w zakresie napięć 3,3 V…30 V przy regulowanym, stałym pądzie w zakresie 30 mA…1900 mA. Przyrząd posiada zabezpieczenia przed przegrzaniem i odwrotną polaryzacją.

- **Kolejne projekty DIY**
- **Kontynuacja cyklu wartościowych Tutoriali**
- **Juniorzy EdW złożą kolejny z serii super zestawów AVTEDU**

W kioskach od 27 stycznia

Razem w Nowy 2025 Rok!



Mimo ambitnych planów dotyczących roku 2024 firmy TSMC i Samsung wciąż pracują nad uruchomieniem produkcji procesorów w technologii 2 nm. Nie ma też pewności, czy cel uda się zrealizować w roku 2025. Jeśli tak będzie, z pewnością przełoży się to nie tylko na nową erę w kontekście wydajności tworzonej elektroniki, ale też silny rozwój dziedzin i rynków jej towarzyszących. Coraz więcej słyszy się również o architekturze chipów 3D, która polega na tworzeniu układów scalonych, w których warstwy tranzystorów są układane jedna nad drugą, dzięki czemu możliwe będzie uzyskanie wyższej gęstości upakowania tranzystorów bez konieczności zmniejszania ich rozmiaru. Obie technologie wydają się być kwestią najbliższej przyszłości.

Ubiegły rok to również dalszy ciąg prac nad implementacją zaawansowanych układów ze wsparciem AI do elektroniki konsumenckiej. Podczas gdy firma Qualcomm wciąż pracuje nad układem Snapdragon 8 Gen 4 AMD w trakcie konferencji Advancing AI zaprezentowało układ Instinct MI325X. Zapowiedziało też model Instinct MI355X z architekturą CDNA 4. Ponadto pokazano procesory serwerowe EPYC 5 z architekturą Zen 5 zoptymalizowane do zastosowań związanych ze sztuczną inteligencją. Należy tu obowiązkowo wspomnieć również o układzie Google Cloud TPU v5, który zaprezentowano na przełomie roku 2023 i 2024.

Sporo dzieje się również w segmencie energii odnawialnej. W 2025 roku firma CATL planuje wdrożenie produkcji baterii sodowo-jonowych do urządzeń konsumenckich i systemów magazynowania energii. Dzięki niższemu kosztowi materiałów (sód zamiast litu), technologia ta staje się bardziej dostępna, szczególnie w sektorach, gdzie koszt ma kluczowe znaczenie. W podobnym czasie miały miejsce demonstracje akumulatorów półprzewodnikowych dla pojazdów elektrycznych. Akumulatory te oferują wyższą gęstość energii i większe bezpieczeństwo, zmniejszając ryzyko przegrzewania się oraz wydłużając zasięg pojazdów elektrycznych. Oba typy akumulatorów (półprzewodnikowe i sodowo-jonowe) są bardziej ekologiczne i eliminują niektóre problemy związane z wydobyciem litu i kobaltu.

Rok 2024 przyniósł również dobre nowiny dla cukrzyków. W styczniu tego roku, podczas targów CES, zaprezentowano innowacyjną generację urządzeń do monitorowania zdrowia, wśród których znalazły się nowoczesne sensory umożliwiające bezinwazyjny pomiar poziomu glukozy we krwi. Można się spodziewać, że w niedalekiej przyszłości urządzenia wykorzystujące tę technologię trafią do szerszego grona odbiorców.

Ponadto również w 2024 roku zaprezentowano przełomowe fotoniczne układy scalone Taichi-II, stworzone przez naukowców z Uniwersytetu Tsinghua, które charakteryzują się bardzo wysoką efektywnością przesyłania danych. Technologie fotoniczne wykorzystują światło do przetwarzania i transmisji informacji, co umożliwia tworzenie szybszych i bardziej energooszczędnych sieci. Dzięki tym innowacjom fotonika zyskuje na znaczeniu w rozwijającej się infrastrukturze sztucznej inteligencji oraz sieciach teleinformatycznych, które wymagają coraz większych przepustowości i mniejszych opóźnień w transmisji sygnałów.

W wielkim świecie panowała, panuje i zawsze będzie panowała wielka gonitwa. Tymczasem elektronik też człowiek i potrzebuje chwili wytchnienia. Najlepiej w wygodnym fotelu i z ulubionym czasopismem w dłoni.

W bieżącym wydaniu *Elektroniki Dla Wszystkich* prezentujemy drugą część opisu zgrzewarki kondensatorowej CD Welder. Przedstawimy ponadto opis projektu generatora sygnału AM-FM DDS o bardzo imponującej precyzji kalibracji. Kolejnym ciekawym rozwiązaniem układowym, gotowym do zbudowania i użycia będzie przetwornica impulsowa do zasilania (nie tylko!) paneli LED sporej mocy oraz konwersji poziomów napięć stałych przy zapewnieniu sporej wydajności prądowej. Z kolei sympatycy mniej zaawansowanych, ale za to dużo prostszych w realizacji gadżetów po raz kolejny będą mieli okazję znaleźć coś w sam raz dla siebie. Pierwszy z gadżetów to wolnowar, który z pewnością zaciekawi amatorów zdrowej żywności. Dzięki niestandardowemu sterowaniu klasycznej grzałki przenośnej kuchenki elektrycznej, będą oni mieli okazję upichcić zdrowy posiłek, w domowym zaciszu, lub też w plenerze, korzystając z niewyczerpanych źródeł zielonej energii. Ponadto publikujemy kolejne materiały dla sympatyków audio (następny odcinek poświęcony budowie analogowego wokodera), materiał o logarytmicznych i wykładniczych wzmacniaczach operacyjnych oraz sporo innych ciekawych treści.

W cyklu dla najmłodszych pozycja specjalna: gadżet, który, z jednej strony jest odpowiedzią na list Czytelnika, z drugiej pozwoli rozbudować sprzęt audio w pokoju Juniora o błyskające w takt odtwarzanej muzyki diody LED. Ponadto zrealizowane zostanie to w sposób całkowicie bezpieczny dla elektroniki posiadanego sprzętu audio jak i dla samego użytkownika. Niezła gratka i dla juniora i nastolatka!

Przyjemnej lektury!

Mariusz Ciszewski

eprasa.pl 1afb95dbdc

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.

Palące się diody LED

Nie jestem elektronikiem, a Wasze czasopismo trafiło do mnie przez przypadek – pożyczyłem je od kolegi z klasy. Ale kiedy zacząłem je przeglądać, wciągnęło mnie! Szczególnie spodobały mi się projekty o sprzętach audio, bo jestem ich fanatykiem. Poza tym uwielbiam, gdy muzyce towarzyszą fajne efekty świetlne.

Mam swój zestaw audio, który gra tak, że sąsiedzi czasem stukają w ścianę, ale czego nie robi się dla dobrej muzyki! Ostatnio postanowiłem urozmaicić go diodami LED – widziałem takie pomysły na YouTube, więc uznałem, że spróbuję sam. Podłączałem diody do głośników, żeby migały w rytm muzyki. Efekt był super, ale... nie trwało to długo. Po jakimś czasie diody zaczynały się psuć – najpierw świeciły słabiej, a potem przestawały działać całkowicie. Musiałem je wymieniać, co trochę mnie irytuje i zaczynam tracić cierpliwość.

I tu moja prośba – czy moglibyście wyjaśnić, dlaczego tak się dzieje? Czy to moja wina, że coś źle podłączam? A może potrzebuję jakiegoś dodatkowego układu, żeby diody wytrzymywały takie podłączenie? Będę wdzięczny za każdą wskazówkę, bo chciałbym, żeby moje diody migały równie niezawodnie, jak te na filmach z YT.

Michał, 14 lat

Red. Dziękujemy za Twój list! Cieszymy się, że nasze czasopismo Cię zaciekawiło, mimo że trafiło do Ciebie przypadkiem. Twoja pasja do muzyki i efektów świetlnych jest świetnym początkiem przygody z elektroniką – każdy projekt zaczyna się od pomysłu, a Ty już próbujesz działać na własną rękę!

Co do Twojego problemu z diodami LED, sprawa wygląda tak: wzmacniacz audio dostarcza do głośnika sygnał elektryczny – zmienny prąd, który przekłada się na zmienne napięcie, zależne od odtwarzanego sygnału audio. Ten sygnał „steruje” ruchem membrany głośnika, co finalnie przekłada się na słyszalny dźwięk.

Kiedy podłączasz LED-y bezpośrednio do wyjścia wzmacniacza (czyli do zacisków głośnika), diody są wystawione na działanie tego zmiennego sygnału, który może mieć różną wartość, czasem przekraczającą maksymalne dopuszczalne parametry pracy (dopuszczalne napięcie i prąd pracy dla danej diody LED znajdziesz w dokumentacji udostępnionej przez jej producenta). LED-y są bardzo wrażliwe na przepływający przez nie prąd – jeśli jest zbyt duży, mogą się uszkodzić. Dodatkowo sygnał audio zmienia się w rytm muzyki, co oznacza, że prąd płynie przez diody w sposób niekontrolowany przez co skraca ich żywotność.

Żeby temu zaradzić, możesz zastosować rezystor w szeregu z każdą z dołączonych do głośnika diod LED. Rezystory ograniczają przepływ prądu, zabezpieczając tym samym diody LED przed nadmiernym jego przepływem. Wartość rezystancji którą należy zastosować zależy od napięcia, które wzmacniacz dostarcza do głośnika, i parametrów diod LED. Sposób wyznaczania wartości rezystora dla diody LED omówiliśmy, między innymi, w poprzedniej części EdW Junior.

W Twoim przypadku problem będzie polegał na tym, że parametry sygnału audio na wyjściach wzmacniacza mogą wahać się w bardzo szerokim zakresie i będą zależne od ustawionego poziomu głośności, jak również od modelu posiadanego wzmacniacza. Ciężko będzie tu dobrać rezystor, o wartości, która zapewni bezpieczeństwo diodzie LED a jednocześnie zagwarantuje optymalną jasność generowanych przez nią rozbłysków.

Jeśli interesujesz się sprzętem audio, wiesz prawdopodobnie o tym, że, aby w pełni wykorzystać możliwości głośników, zazwyczaj steruje się nimi w sposób dwukierunkowy: membrana podczas pracy głośnika (w zależności od układu wzmacniacza) bywa nie tylko wypychana na zewnątrz, ale również zaciągana do wnętrza głośnika. A to wiąże się z występowaniem na głośnikach nie tylko sygnału o zmiennej w danej chwili wartości napięcia ale również o różnej jego biegunowości (napięcie przemienne).

Oznacza to, że diody LED będą narażone nie tylko na przekraczanie dopuszczalnych parametrów napięcia i prądu w kierunku przewodzenia, ale również na przyłączanie do nich napięcia o zmiennej polaryzacji i prawdopodobne przekraczanie dopuszczalnego poziomu napięcia i prądu wstecznego (parametry te również odnajdziesz w nocie katalogowej producenta diody). Z uwagi na powyższe, zastosowanie szeregowego rezystora w obwodzie diody również nie będzie najlepszym rozwiązaniem, a dla uzyskania dobrego efektu o jaki pytasz, będziesz potrzebował zmontować nieco bardziej złożony układ elektroniczny z użyciem kilku elementów dyskretnych, w tym tranzystorów, które w odpowiedni sposób wysterują diody LED proporcjonalnie do pochodzącego z zacisków głośnika sygnału audio. Będzie to jednak wiązało się z zaprojektowaniem i zabudowaniem wewnątrz zestawów głośnikowych dodatkowego układu elektronicznego i doprowadzenia zewnętrznego zasilania.

Na teraz mamy dla Ciebie dużo lepsze i całkowicie bezinwazyjne rozwiązanie, dzięki któremu będziesz mógł sterować pracą diod LED w sposób w pełni optymalny, a przy tym zrobisz to w sposób całkowicie bezpieczny, zarówno dla diod LED jak i posiadanego sprzętu audio. Gdyby tego było mało, efekt świetlny będziesz mógł ustawić w dowolnym miejscu swojego pokoju bez stosowania jakichkolwiek dodatkowych kabli, a nawet zmontować i rozmieścić po swoim pokoju kilka takich zestawów.

Jeśli ciekawi Cię zaanonsowany (przyznasz, że genialny?) gadżet, zajrzyj proszę do kolejnego odcinka EdW Junior na stronie 83 tego wydania, gdzie zaprosimy Cię (i mam nadzieję, że zachęcimy) do samodzielnego jego zbudowania. Przyjemnej lektury!

Jak to jest z błędami?

Od dziecka przeglądałem czasopismo Radio mojego starszego brata, od okresu szkoły podstawowej przez wiele lat w teczce w kiosku RUCH czekał na mnie Radioelektronik. Dziś prenumeruję między innymi Wasz miesięcznik. Na przestrzeni lat zdarzały się błędy w schematach np. brak kropki gdzie było połączenie lub zamiast 47 kΩ było 47 Ω, błędy drukarskie, które były w większości po czasie w erracie poprawiane.

Mocno zachęcacie młodych kolejnym specjalizowanym działem, a równocześnie, po raz kolejny, drukujecie np. w nr.10/2024 w DIY dla wszystkich opis urządzenia, błędnie zaprojektowanego, z wadliwymi rozwiązaniami, które Wam się nie podoba. W końcowej części artykułu fachowiec krytykuje co jest nie tak. W poprzednich latach była taka rubryka czemu to ma „feler” i jak go poprawić / podaje jak można poprawić pojedynczy fragment schematu. Nie łącząc uwag w całość odzwierciedloną poprawnym SPRAWDZONYM I DZIAŁAJĄCYM W REDAKCJI urządzeniem. Tak przedstawione zagadnienie jest dla elektroników/po szkole lub bardzo doświadczonych amatorów, którzy i tak zrobili by to po swojemu, a nie dla wszystkich.

Jestem instruktorem ZHP i aktywnie działam w klubie krótkofalowym SP9ZHC, znam mentalność, zapał dzieci i młodzieży, wiem że tylko u 1 na 10 niepowodzenie w trakcie majsterkowania jest motywującą sytuacją, a 9 się zniechęca i ich tracimy na zawsze, a szkoda.

Myślę, że szkoda marnować czas na uzgadnianie pozwolenia na przedruk i stron pisma na wątpliwie działające projekty. Nie wierzę by drukowało się je tylko po to by kogoś usatysfakcjonować lub wynagrodzić. Rodzi się pytanie czy inne duże projekty są poprawne czy tylko nie ocenzurowane a o ich wartości dowiem się po zaangażowaniu czasu i środków na realizację.

Życząc sukcesów w nadchodzącym Nowym Roku 2025
Pozdrawiam
Marek Niziołek
Kucoby

Red. Dziękujemy za list pełen szczerych przemyśleń. Każdy elektronik, niezależnie od poziomu zaawansowania, prędzej czy później spotyka się z błędnymi lub mniej eleganckimi rozwiązaniami. Może to zdarzyć się nie tylko na forach internetowych czy w szkole, ale również w czasopismach i podręcznikach.

Czytając treści „zawsze perfekcyjne”, łatwo uśpić czujność i z czasem zatracić krytyczne spojrzenie. W naszym magazynie, oprócz materiałów wybitnych (dla zaawansowanych) oraz treści dla początkujących (rubryka EdW Junior), prowadzimy sekcję „DIY”. Tutaj Czytelnik, choć może natknąć się na błędy, nigdy nie zostaje z nimi sam. Fachowiec, analizując oryginalną treść, dzieli się swoimi spostrzeżeniami, pomagając Czytelnikowi uczyć się na cudzych potknięciach.

Z premedytacją nie oferujemy wyłącznie „idealnego świata”. Zamiast tego pozwalamy Czytelnikowi doświadczać również tego rzeczywistego – w sposób uważny, bezpieczny i krytyczny.

Wierzymy, że forma dzielenia się doświadczeniem, bazująca na autentycznych przykładach, gdzie błędy mogą, ale nie muszą wystąpić, jest bardziej wartościowa niż te z góry poświęcone wyłącznie błędom.

Oczywiście to tylko koncepcja redakcji, z którą nie każdy musi się zgadzać. Dlatego dziękujemy za obecne uwagi i z niecierpliwością czekamy na kolejne.

eprasa.pl 1afb95dbdc

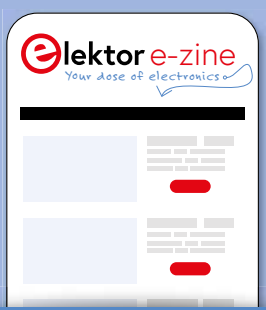
Subscribe to Elektor's newsletter and get the chance to

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 1afb95dbdc

Precyzyjny generator sygnału AM-FM DDS

Materiały dodatkowe dostępne są na stronie Silicon Chip: https://tiny.pl/vftv2tjp
Materiały dodatkowe są również dostępne na stronie elportal.pl/do-pobrania



Opisany generator sygnału zapewnia bardzo wysokiej dokładności kalibrację z błędem wynoszącym zaledwie dziesięć części na miliard (10^{-8}), co przekłada się na 0,1 Hz przy częstotliwości 10 MHz. Posiada również wiele funkcji, w tym modulację amplitudy i częstotliwości.

W Internecie dostępnych jest wiele tanich generatorów sygnału, ale ich dokładność pozostawia wiele do życzenia. Zdecydowałem więc, że jeśli chcę mieć maksymalny błąd 0,1 Hz przy 10 MHz, co byłoby idealne, będę musiał sam zaprojektować taki generator.

Pierwszą decyzją, jaką musiałem podjąć, był wygląd urządzenia. Będzie to decydowało o rodzaju potrzebnej obudowy, wyświetlacza i elementów sterujących. W zależności od sytuacji na rynku komponentów, wybór tych elementów może być trudny. Nie da się uciec od faktu, że większość zaawansowanych podzespołów jest dostępna tylko w obudowach do montażu powierzchniowego, często z bardzo małym rastrem wyprowadzeń.

W przypadku generatora sygnału niezbędne jest dobre ekranowanie. Sygnał ma być przesyłany przez złącze wyjściowe, a przy tym nie wypromieniowywany z samego urządzenia. Z tego powodu wybrałem odlewaną aluminiową obudowę z minimalną liczbą otworów, które należy wyciąć. Największy z nich jest przeznaczony na wyświetlacz, a dzięki zastosowaniu małego modułu OLED, wyciek RF jest znacznie ograniczony.

Następnie musiałem zdecydować, czy użyć gotowych modułów, czy pojedynczych elementów. Weźmy układ AD9851 firmy Analog Devices generujący sygnał. Jest on dostępny w postaci gotowego modułu z własnym generatorem przebiegu zegarowego i filtrem wyjściowym.

Z generatorami jest kilka problemów, począwszy od modułu 30 MHz oscylatora kwarcowego, który jest standardowym, tanim elementem „z półki”. Dokładność i stabilność temperaturowa są wątpliwe i nie spełniają moich kryteriów projektowych.

Owszem, taki generator można usunąć i połączyć przewodowo dokładny oscylator kwarcowy z kompensacją temperatury (TCXO). Znalazłby się on na płycie głównej. Zastosowanie modulacji amplitudy wymaga dostępu do pinu RSET układu AD9851, co oznacza kolejne połączenie przewodowe z płytą główną.

Typ wyjścia, którego chcę użyć, wymaga transformatora szerokopasmowego sterowanego z dwóch pinów układu DDS, a jest to już zbyt trudne i zdecydowało o ostatecznym odrzuceniu gotowego modułu.

Najtańsze moduły Arduino najczęściej wykorzystują układ ATMega328 taktowany zegarem o częstotliwości 16 MHz. Wszystkie piny I/O są wyprowadzone, więc nie ma potrzeby wprowadzania zmian. Jednak w przypadku mojego projektu liczba pinów dostępnych w ATmega328 jest niewystarczająca, więc konieczne byłoby zastosowanie jakiegoś sprytnego układu współdzielenia pinów.

Ponadto do zastosowania modulacji częstotliwości konieczne jest intensywne przetwarzanie, a prędkość zegara 16 MHz jest do tego zbyt mała. Zamiast tego używam więc 44-pinowego ATmega644. Zapewnia to więcej niż wystarczającą liczbę pinów I/O i mogę skonfigurować go tak, aby działał z częstotliwością 20 MHz, co daje 25% wzrost mocy obliczeniowej.

Wyświetlacz musi przekazywać wiele informacji, ale duży ekran jest wykluczony ze względu na potrzebę małego wycięcia, aby zapewnić niski wyciek sygnałów pasma radiowego (RF). Dlatego wybrałem OLED

Podstawowe parametry i funkcje:

- Częstotliwość wyjściowa: od 100 kHz do 75 MHz w krokach co 1 Hz
- Dokładność częstotliwości: ±0,1 Hz bezpośrednio po kalibracji względem precyzyjnego wzorca
- Poziom wyjściowy: 0 dBm +0,–0,5 dB 100 kHz do 55 MHz; +0,–3 dB 55...75 MHz
- Modulacja: brak, AM lub FM
- AM: 50 Hz...10 kHz, modulacja 50%
- FM: 50 Hz...1 kHz; dewiacja 2,5 kHz, 5 kHz lub 10 kHz
- Zasilanie: 5 V, 140 mA
- Cyfrowy odczyt częstotliwości
- Niski upływ prądu RF

eprasa.pl 1afb95dbdc

o przekątnej 0,96 cala (24 mm). Ma on wprawdzie dość małe znaki, ale wyświetla za to wszystkie potrzebne informacje.

Eliminując gotowe moduły, ostateczny rozmiar płytki drukowanej (a tym samym wymaganej obudowy) jest znacznie mniejszy. Obudowy odlewane ciśnieniowo są drogie, więc użycie mniejszych sprawia, że koszt jest znacznie mniejszy.

Ostatnim potrzebnym głównym elementem jest inny układ DDS, AD9833. Występuje on tylko w niewielkiej 10-pinowej obudowie MSOP, ale jest dostępny w małym, gotowym do użycia module. Kusiło mnie, aby użyć takiego modułu w moim projekcie i mógłbym go zamontować, ale nie chciałem, aby w urządzeniu działał jeszcze jeden oscylator (moduł ma wbudowany oscylator 25 MHz).

Używam więc układu w postaci samodzielnego elementu. Jego źródło zegara 20 MHz pochodzi z pinu wyjściowego zegara procesora ATmega644.

Wybór elementów

Biorąc pod uwagę sytuację na rynku komponentów elektronicznych, zwróciłem szczególną uwagę na możliwość pozyskiwania elementów od kilku dostawców. Układ DDS AD9851 jest dostępny na przykład na AliExpress za około 14 USD (około 20 USD z dostawą). Układ DDS AD9833 jest również dostępny za około 3,50 USD (5 USD) u wielu sprzedawców na AliExpress.

Jeśli chcesz trzymać się bardziej renomowanego dostawcy, Digi-Key ma AD9851 za 56,76 USD i AD9833 za 14,95 USD.

Układ ATmega644 to już inna sprawa. Udało mi się znaleźć tylko jednego dostawcę na AliExpress, który pobierał 2,05 USD za sztukę plus 5,26 USD za wysyłkę, co daje w sumie około 11 USD. Podobnie udało mi się znaleźć tylko jednego dostawcę w serwisie eBay z absurdalnie wysoką ceną. Ale Silicon Chip będzie miał te chipy wstępnie zaprogramowane. Gdziekolwiek je kupisz, upewnij się, że jest to wariant 20 MHz, 44-pinowy TQFP.

TCXO 30 MHz najlepiej kupić na AliExpress, a cena z wysyłką wynosi około 15 USD. Nie znalazłem żadnego odpowiedniego w Mouser, Digi-Key lub element14.

Wyświetlacz OLED ma przekątną 0,96 cala i rozdzielczość 128×64 pikseli ze sterownikiem SSD1306. Wyświetlacz ten znajduje się w ofercie wielu dostawców. Występuje w różnych kolorach. Ten, który posiadam, ma górną ćwiartkę żółtą, a resztę niebieską, co podkreśla ustawioną częstotliwość, ale możesz wybrać dowolną kombinację kolorów.

Potencjometry i enkoder również są elementami standardowymi. Upewnij się, że mają ten sam rozmiar. Odległość od płytki drukowanej do końca wałka powinna wynosić około 25 mm.

Pozostają więc elementy indukcyjne. Transformator wyjściowy jest produkowany przez Coilcraft, a element o kodzie producenta PWB-16-BL daje najlepsze rezultaty.

Dla pozostałych cewek odpowiednie ich chipowe wersje w rozmiarze M3216/1206. Mają one dość dobre tolerancje, znacznie lepsze niż przy próbie nawijania własnych. Przy częstotliwości 85 MHz, filtr dolnoprzepustowy (LPF) dla wyjścia RF wymaga trzech cewek 120 nH. Są one łatwo dostępne w sklepie element14, choć można je również kupić na AliExpress. Zapłaciłem 2,80 USD za 100 sztuk z darmową wysyłką i jakimś cudem dotarły z Chin w ciągu dwóch tygodni.

Reszta komponentów to standardowe rezystory i kondensatory, prawie wszystkie w standardowym rozmiarze M2012/0805 SMD. Przełączniki można kupić w sklepach Jaycar i Altronics, podobnie jak odlewaną obudowę. Pełny wykaz elementów będzie zamieszczony w dalszej części artykułu.

Szczegóły schematu

Kompletny schemat pokazano na **rysunku 1**. Mikrokontroler IC1 steruje dwoma układami bezpośredniej syntezy cyfrowej (DDS) firmy Analog Devices. Układ AD9851 (IC3) generuje częstotliwości od 100 kHz do 75 MHz, natomiast drugi układ DDS (IC1, AD9833) zapewnia modulację amplitudy (AM) od 50 Hz do 10 kHz. Na wyświetlaczu OLED SSD1306 (OLED1) pokazywany jest aktualny status.

Zegar referencyjny dla AD9851 to 30 MHz TCXO, który jest mnożony przez AD9851 do 180 MHz.

Częstotliwość wyjściowa jest regulowana za pomocą enkodera inkrementalnego (EN1) w krokach ustawianych za pomocą zintegrowanego przycisku. Jego naciśnięcie powoduje cykliczne przełączanie między krokami od 1 Hz do 1 MHz.

Potencjometry VR1 i VR2 są podłączone do dwóch wejść analogowych IC2. Jeden z nich ustawia częstotliwość modulacji zarówno dla AM, jak i FM. Zamiast ciągłego zakresu częstotliwości, wybrałem 11 oddzielnych częstotliwości. Drugi reguluje dewiację FM, a także służy do kalibracji. Trójpozycyjny przełącznik S2 wybiera tryb pomiędzy AM, CW i FM.

Prawie wszystko, co projektuję, zawiera uproszczony port szeregowy RS232, w którym są zastosowane tranzystory Q2 i Q3. Uważam, że jest to nieocenione narzędzie do debugowania podczas opracowywania kodu. Można go również użyć do sterowania urządzeniem z komputera w ramach przyszłej aktualizacji.

Dwa wyjścia przetwornika cyfrowo-analogowego AD9851 są podłączone do transformatora RF T1 z odczepem środkowym, który ma filtr dolnoprzepustowy Chebysheva siódmego rzędu podłączony do jego wtórnika w celu redukcji harmonicznych i innych zakłóceń.

Przy częstotliwości zegara 180 MHz możliwe jest generowanie częstotliwości do 90 MHz zgodnie z kryterium Nyquista, ale kształt przebiegu jest wtedy bardzo zniekształcony. Ustawiłem ograniczenie na 75 MHz i dzięki filtrowi wyjściowemu nie zawiera on zbyt wielu szpilek w widmie, nawet dla tej częstotliwości.

Urządzenie pobiera z zasilacza o stałym napięciu 5 V prąd o natężeniu 140 mA. Uważam, że ładowarka do telefonu komórkowego jest idealna do jego zasilania. Prawdopodobnie każdy z nas ma ich co najmniej kilka.

Jak wspomniano wcześniej, całość mieści się w standardowej obudowie odlewanej, dzięki czemu jest dość solidna i zapewnia dobre ekranowanie.

Strojenie

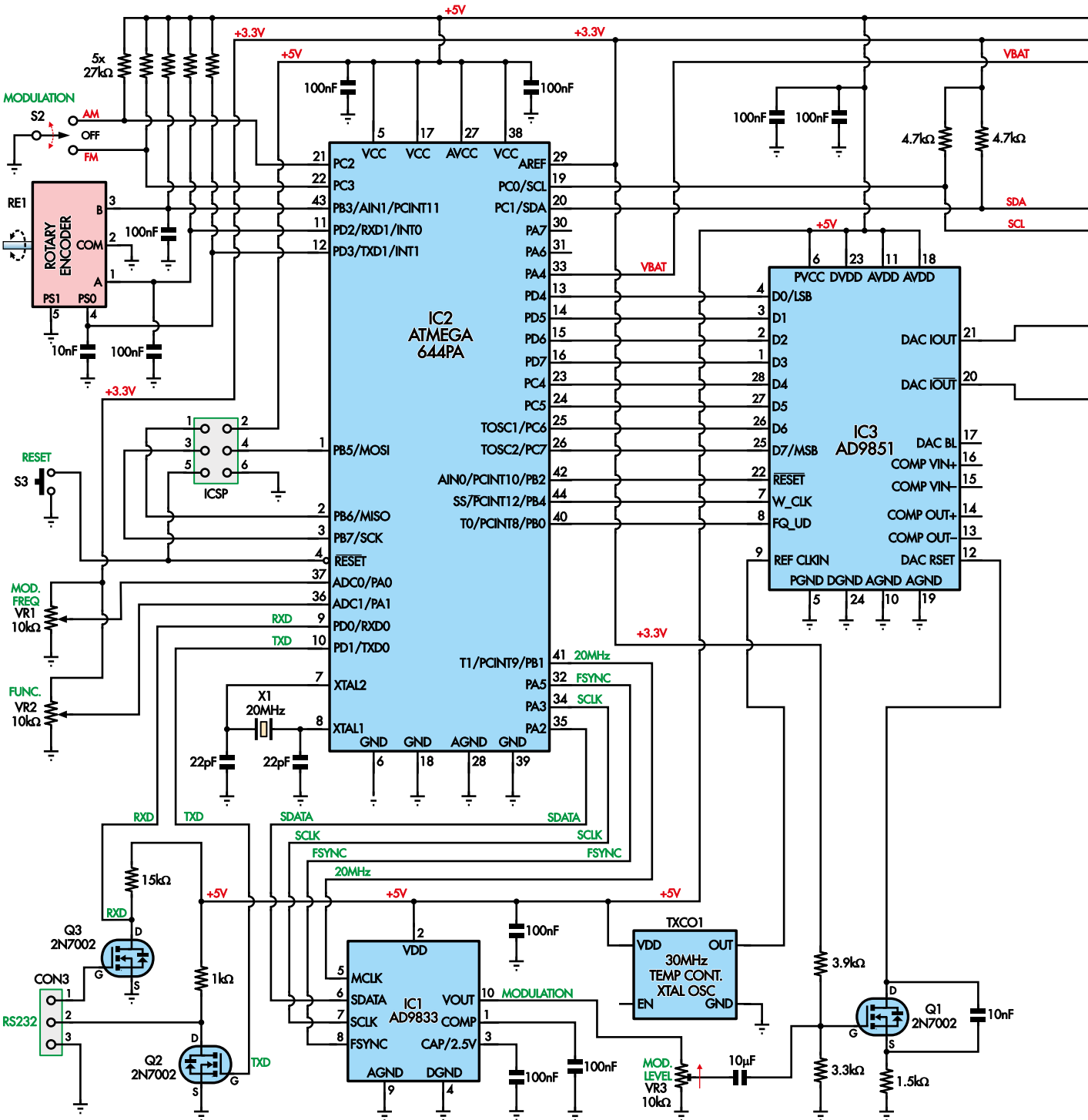
Enkoder z wałkiem używany do regulacji częstotliwości wyjściowej jest dostępny u wielu dostawców w serwisach eBay i AliExpress, a także Digi-Key, Mouser, element14 i innych. Elementy te są dostępne z różnymi długościami wałka i w różnych cenach – wybierz dowolny z wałkiem o długości 20 mm.

Dodałem rezystory podciągające na wszystkich stykach. W układzie IC2 znajdują się wewnętrzne rezystory podciągające, ale odkryłem, że zewnętrzne rezystory o niższej wartości oraz kondensatory do masy (do filtrowania iskrzenia styków) zapewniają znacznie bardziej niezawodne działanie.

Częstotliwość ma wzrastać po przekręceniu pokrętła zgodnie z ruchem wskazówek zegara, ale w zależności od użytego enkodera wałek może powodować wzrost częstotliwości przy obrocie w prawo lub w lewo. Zworka umieszczona między pinami 4 i 6 gniazda programowania odwróci kierunek działania enkodera. Oprogramowanie układowe wykrywa to poprzez włączenie podciągania i sprawdzenie poziomu na pinie programowania MOSI SPI (PB5, pin 1 IC2). Gdy zworka jest założona, na tym pinie występuje niski poziom, w przeciwnym razie jest on wysoki. Program obsługi przerwań sprawdza stan PB5 i na tej podstawie wybiera kierunek obrotów.

Prawdopodobnie nie chciałbyś obracać pokrętłem milion razy, aby ustawiać częstotliwość od 100 kHz do 75 MHz. W tym miejscu przydaje się zintegrowany przycisk. Jego naciśnięcie powoduje cykliczne przełączanie

eprasa.pl 1afb95dbdc



Rysunek 1. Obwód generatora sygnału jest oparty na trzech głównych układach: IC1, AD9833 DDS, który jest używany do sygnału AM; IC2, mikrokontroler ATmega644 oraz IC3, AD9851 DDS, który wytwarza sygnał wyjściowy. IC3 jest taktowany przez precyzyjny TCXO 30 MHz, natomiast IC1 i IC2 są taktowane przez ten sam rezonator 20 MHz (X1) sterowany przez wewnętrzny wzmacniacz IC2. Mikrokontroler IC2 monitoruje również elementy sterujące EN1, VR1 i VR2

pomiędzy krokami 1 Hz, 100 Hz, 1 kHz, 10 kHz, 100 kHz i 1 MHz.

Interfejs AD9851

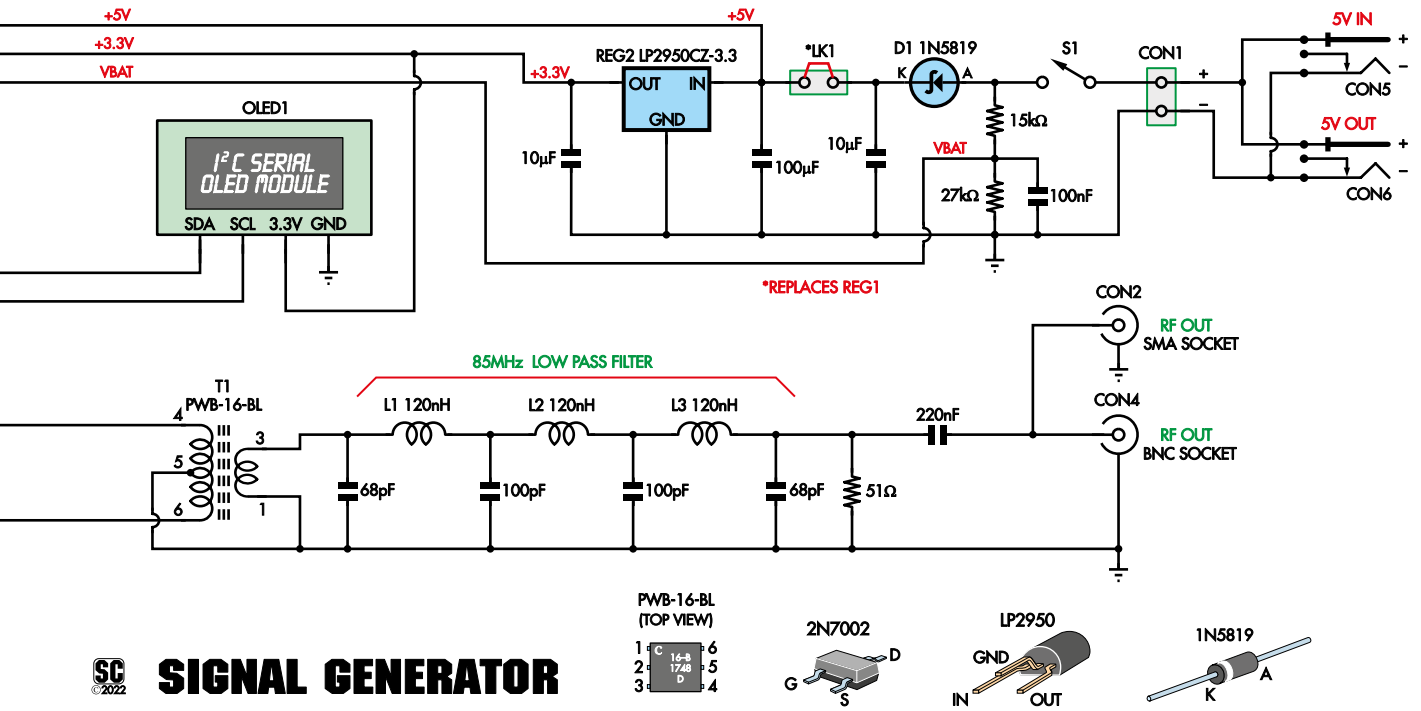
AD9851 posiada 32-bitowy układ Frequency Tuning Word (FTW), który kontroluje częstotliwość wyjściową. Do obliczania wymaganej wartości dostępne jest przydatne narzędzie online pod adresem siliconchip.com.au/link/abc8.

Dla wyjścia 1 MHz, FTW=23860929, czyli 16C16C1 w zapisie szesnastkowym. Rzeczywista częstotliwość z tym FTW wynosi 999,999982305 kHz, błąd około 0,02 Hz. Ale zakładamy, że TCXO ma dokładnie 30,000000 MHz. Te, które kupiłem z AliExpress, miały dokładność rzędu 10 Hz.

Czy to wystarczy? Zależy od zastosowania, ale w przypadku niektórych technik komunikacji cyfrowej błąd wynoszący zaledwie kilka herców może uniemożliwić dekodowanie wiadomości. Opracowałem więc technikę kalibracji, która zmniejsza ten błąd do mniej niż 0,1 Hz przy 10 MHz. Więcej na ten temat znajdzie się w dalszej części artykułu.

FTW można załadować do AD9851 metodą szeregową lub równoległą. Ładowanie szeregowe zajmuje zbyt dużo czasu i praktycznie

eprasa.pl 1afb95dbdc



uniemożliwiłoby pracę FM. Dlatego używam ładowania równoległego z pięcioma przesyłanymi bajtami: jeden bajt kontrolny plus cztery dla FTW (4×8=32 bity).

Na schemacie układu widać, że podzieliłem to na cztery bity z dwóch oddzielnych portów mikrokontrolera IC2.

Zrobiłem to, ponieważ nie mogę użyć całego portu A, gdyż potrzebuję dwóch wejść analogowych, a jedyne dostępne wejścia analogowe znajdują się w porcie A. Port B ma wyjście zegara 20 MHz wymagane przez AD9833 (PB1), więc użycie całego portu B też nie jest możliwe. Port C ma wydzielone piny SDA i SCL dla interfejsu I²C do OLED, a w porcie D chcę użyć INT0 i INT1 dla enkodera z wałkiem. Dlatego nie mogłem poświęcić wszystkich ośmiu linii jednego portu na ładowanie FTW. Podzieliłem więc interfejs równoległy na cztery bity z portów C i D. Dodatkowe kilka linii kodu wymaganych do tego celu nie spowalnia zbytnio działania. Gdy bajt jest ustawiony na liniach danych, jest zatrzaskiwany za pomocą pinu WCLK. Po przesłaniu wszystkich pięciu bajtów generowany jest krótki impuls na pinie FQUD, aby zaktualizować wewnętrzny rejestr układu AD9851.

Wyjście RF

AD9851 posiada dwa wyjścia z przetwornika cyfrowo-analogowego (DAC). Nota aplikacyjna AN-423 firmy Analog Devices sugeruje użycie transformatora szerokopasmowego do połączenia tych dwóch wyjść z zewnętrznym obciążeniem. Zapewnia to czystą modulację amplitudy (AM), również opisaną w nocie.

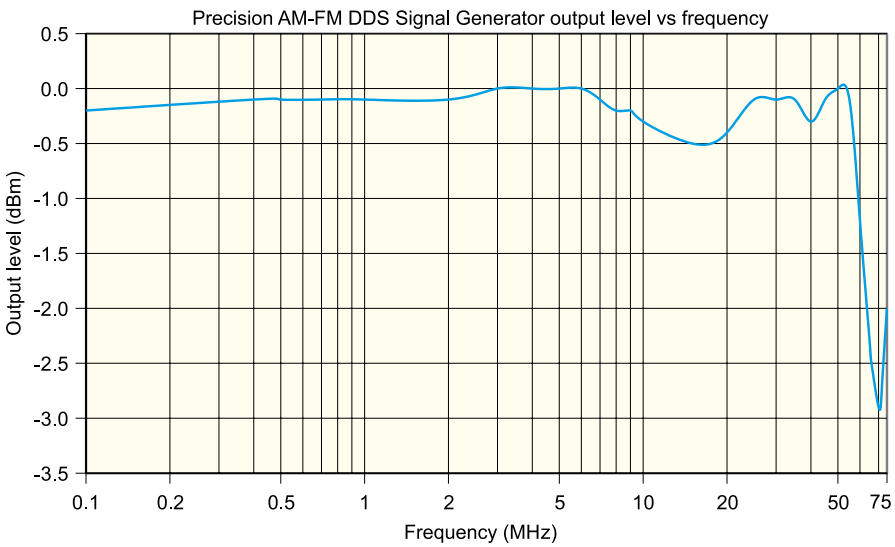
Transformator w ich przykładzie jest transformatorem z odczepem środkowym 1:1, co przy obciążeniu 50 Ω odzwierciedla 25 Ω na wyjściach DAC.

Użyłem transformatora Coilcraft o tym stosunku i okazało się, że jest on bardzo niezadowalający. Obciążenie 25 Ω na wyjściach przetwornika cyfrowo-analogowego ma zdecydowanie zbyt niską impedancję. Zmniejszyło to poziomy wyjściowe, a kształt przebiegu stał się bardzo zaszumiony. Uważam, że wybór takiego transformatora jest błędem.

Eksperymentując z innymi transformatorami Coilcraft, stwierdziłem, że najlepsze wyniki osiągnąłem z PWB-16-BL o stosunku impedancji 16:1, który odzwierciedla 400 Ω na każdym wyjściu DAC. To znacznie bardziej satysfakcjonująca wartość. Pasmo przenoszenia transformatora dla spadku –3 dB wynosi od 75 kHz do 90 MHz, więc występuje niewielki spadek poziomu przy 100 kHz i 75 MHz. Dało mi to sygnał wyjściowy bliski 0 dBm w dużej części zakresu (**rysunek 2**).

Filtr wyjściowy

Bez filtra dolnoprzepustowego na wyjściu pojawi się wiele niepożądanych harmonicznych i zniekształceń generowanych przez elektronikę (losowe lub okresowe sygnały



Rysunek 2. Poziom wyjściowy generatora sygnału zmienia się o około 1/4 dB między 100 kHz a 55 MHz, z wyjątkiem spadku na poziomie –1/2 dB dla częstotliwości między ok. 10 MHz a 22 MHz. Jest użyteczny do 75 MHz, chociaż poziom spada znacznie powyżej 55 MHz, osiągając prawie –3 dB przy 70 MHz

eprasa.pl 1afb95dbdc



Rysunek 3. Sygnał wyjściowy 100 kHz z AM 5 kHz (żółty). Sygnał wyjściowy AM z AD9833 jest pokazany poniżej (cyjan)



Rysunek 4. Zgodnie z oczekiwaniami, widmo sygnału z rysunku 3 ma jeden wyraźny prążek przy 100 kHz z dwoma mniejszymi prążkami, 5 kHz po obu stronach (tj. przy 95 kHz i 105 kHz)

w widmie wyjściowym, które mogą wynikać z błędów kwantyzacji, niedoskonałości układu lub aliasingu). Chociaż możliwe jest użycie niektórych z tych impulsów dla częstotliwości znacznie powyżej kryterium Nyquista, dla uproszczenia zdecydowałem się nie stosować tego podejścia.

Projektowanie filtrów jest obecnie bardzo proste. Zamiast zagłębiać się w skomplikowaną matematykę s-parametrów, dostępne są kalkulatory online. Ten, którego użyłem do obliczenia wartości C i L dla filtra dolnoprzepustowego Chebysheva 7. rzędu z odcięciem 85 MHz i tętnieniem pasma przepustowego 0,5 dB, znajduje się na stronie https://rf-tools.com/lc-filter/.

Dane wyjściowe tego kalkulatora mogą być wartościami dokładnymi lub standardowymi. Różnica w uzyskanych parametrów między nimi jest minimalna. Wybór cewek został omówiony powyżej w sekcji wykazu elementów.

Modulacja amplitudy

Mikrokontroler ATmega644 (IC2) mógłby generować modulację amplitudy, ale po co zawracać sobie głowę skomplikowanym kodowaniem, skoro zamiast tego możemy użyć drugiego taniego układu DDS? Układ AD9833 (IC1) może pracować z częstotliwością taktowania do 25 MHz. Jest to niewielki 10-nóżkowy układ z trójprzewodowym interfejsem sterowania szeregowego.

Zamiast oddzielnego generatora zegara, używam wyjścia zegara 20 MHz PB1 (nóżka 41) IC1. Wyjście AD9833 jest dołączone do bramki MOSFET-a Q1 poprzez potencjometr montażowy 10 kΩ, i steruje pinem RSET układu AD9851, zgodnie z wyżej wymienioną notą aplikacyjną AN-423. Zamiast osobnego pokrętła na panelu przednim, ustawiłem poziom modulacji na około 50%.

Potencjometr VR1 ustawia częstotliwość modulacji. Napięcie odczytane za pomocą 10-bitowego przetwornika analogowo-cyfrowego (ADC) w IC2 jest konwertowane przez oprogramowanie na słowo strojenia wymagane przez AD9833.

Mogłem zastosować ciągły zakres, ale okazało się, że ustawianie częstotliwości jest bardzo skomplikowane. Zamiast tego zdecydowałem się podzielić odczyt ADC na 11 różnych wartości: 50 Hz, 100 Hz, 200 Hz, 400 Hz, 1 kHz, 2 kHz, 3 kHz, 5 kHz, 6 kHz, 8 kHz i 10 kHz.

Na **rysunku 3** przedstawiono wygenerowany sygnał 100 kHz z modulacją amplitudy 50%, 5 kHz w kanale 1, z modulującym sygnałem sinusoidalnym w kanale 2. Widmo tego sygnału pokazano na **rysunku 4**.

Tabela 1. Przesunięcia FTW modulacji częstotliwości dla odchylenia ±2,5 kHz

kąt θ	sin(θ)	Δf (Hz)	ΔFTW	kąt θ	sin(θ)	Δf (Hz)	ΔFTW
0°	0	0	0	180°	0	0	0
15°	0,259	647	15,437	195°	−0,259	−647	−15,437
30°	0,500	1250	29,825	210°	−0,500	−1250	−29,825
45°	0,707	1767	42,160	225°	−0,707	−1767	−42,160
60°	0,877	2192	52,301	240°	−0,877	−2192	−52,301
75°	0,966	2415	57,622	255°	−0,966	−2415	−57,622
90°	1,000	2500	59,650	270°	−1,000	−2500	−59,650
105°	0,966	2415	57,622	285°	−0,966	−2415	−57,622
120°	0,877	2192	52,301	300°	−0,877	−2192	−52,301
135°	0,707	1767	42,160	315°	−0,707	−1767	−42,160
150°	0,500	1250	29,825	330°	−0,500	−1250	−29,825
165°	0,259	647	15,437	345°	−0,259	−647	−15,437

Modulacja częstotliwości

Zastosowanie FM okazało się najtrudniejszą częścią projektu. Aby przybliżyć sinusoidę, musimy stale zmieniać częstotliwość wyjściową AD9851. Ta sinusoida jest podzielona na 24 próbki, każda w odstępie 15°. Wartość sinusa tego kąta pomnożona przez maksymalne odchylenie daje chwilowe odchylenie dla tej próbki.

Na przykład, jeśli maksymalne odchylenie wynosi 3 kHz, sin(30°)=0,5, więc dodajemy do FTW wartość odpowiadającą 1,5 kHz (3 kHz × 0,5). Liczby stają się ujemne po przekroczeniu 180° i odejmują się od częstotliwości. Zajmuje to sporo czasu procesora, na tyle dużo, że maksymalna możliwa częstotliwość modulacji wynosi 1000 Hz.

Przy tej częstotliwości timer mikrokontrolera generuje 24000 przerwań na sekundę, a każde z nich powoduje obliczenie i wysłanie nowej wartości FTW. Dla innych częstotliwości modulacji, przerwanie timera jest 24 razy większe od częstotliwości modulacji. **Tabela 1** zawiera wartości, które są dodawane i odejmowane do FTW, aby uzyskać odchylenie ±2,5 kHz.

Dostępne częstotliwości modulacji to 50 Hz, 100 Hz, 200 Hz, 400 Hz, 500 Hz, 600 Hz, 700 Hz, 800 Hz, 900 Hz i 1 kHz.

Istnieją sposoby na uzyskanie wyższej częstotliwości modulacji. Jeśli możemy zaakceptować bardziej szorstką falę sinusoidalną, moglibyśmy mieć próbki oddalone od siebie o 30°, co pozwoliłoby uzyskać maksymalną częstotliwość 2 kHz.

eprasa.pl 1afb95dbdc

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

Widmo sygnału FM jest znacznie bardziej złożone. Do jego wyprowadzenia potrzebna jest zaawansowana matematyka. Sygnał FM ma pasma boczne, które ciągną się w nieskończoność, ale ich amplituda szybko maleje, więc tylko kilka pierwszych jest ważnych. Więcej szczegółów można znaleźć na stronie: https://w.wiki/4eC$.

Wyświetlacz

Moduł OLED posiada sterownik SSD1306 i rozdzielczość 128×64 pikseli.

Mój oryginalny projekt wykorzystywał czcionkę 8×8, co dawało osiem wierszy po 16 znaków. Pozwalało to na wyświetlenie sporej ilości informacji, ale przy użyciu raczej małych znaków. Zmieniłem czcionkę na 16×16, która jest znacznie łatwiejsza do odczytania, ale daje tylko cztery wiersze po osiem znaków. Musiałem więc znacznie uprościć wyświetlane informacje.

Na **ekranie 1** przedstawiono podstawowy widok wyświetlacza urządzenia. W górnej linii wyświetlana jest częstotliwość w Hz, a w drugiej wielkość kroku regulacji częstotliwości. Linia 3 zawiera częstotliwość AM, jedną z 11 stałych częstotliwości od 50 Hz do 10 kHz. Linia 4 to częstotliwość FM, która przechodzi przez 11 stałych ustawień od 50 Hz do 1 kHz.

Gdy pokrętło funkcyjne jest całkowicie obrócone w prawo, urządzenie wchodzi w tryb kalibracji, pokazany na **ekranie 2**. Częstotliwości modulacji są zastępowane linią 3, na której jest wyświetlany napis „Calib" i linią 4 pokazującą Frequency Tuning Word (FTW). Procedura kalibracji zostanie wyjaśniona w dalszej części artykułu.

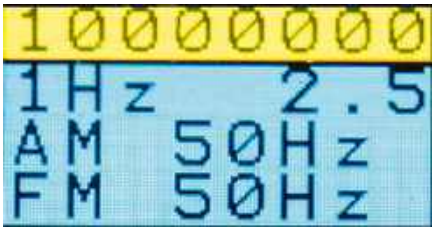
Zasilanie

Wielu czytelników posiada liczne ładowarki do telefonów komórkowych, które pozostały po wielu generacjach telefonów. Większość z nich dostarcza nominalne napięcie 5 V przy prądzie do 2 A. Maksymalny prąd pobierany przez generator wynosi około 140 mA, co mieści się w zakresie możliwości wszystkich ładowarek.

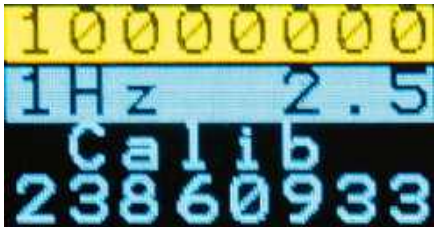
W projekcie uwzględniłem diodę Schottky'ego jako zabezpieczenie przed odwrotną polaryzacją. Obniża to napięcie zasilania o około 0,37 V. Ładowarka, której użyłem, miała napięcie wyjściowe 5,2 V, spadające do 4,85 V przez diodę. Wystarczy odciąć złącza na kablu i zastąpić je wtyczką DC pasującą do gniazda DC (o średnicy wewnętrznej 2,1 mm lub 2,5 mm).

Projekt PCB zawiera kolejny stabilizator REG1, dzięki czemu można zastosować wyższe napięcie zasilania. Prawdopodobnie nie jest to jednak konieczne, więc w ostatecznym projekcie jest on po prostu wyłączony.

Podłączyłem kolejne gniazdo DC, CON6, równolegle do CON5. Służy ono do zasilania towarzyszącego mu opcjonalnego zewnętrznego tłumika.

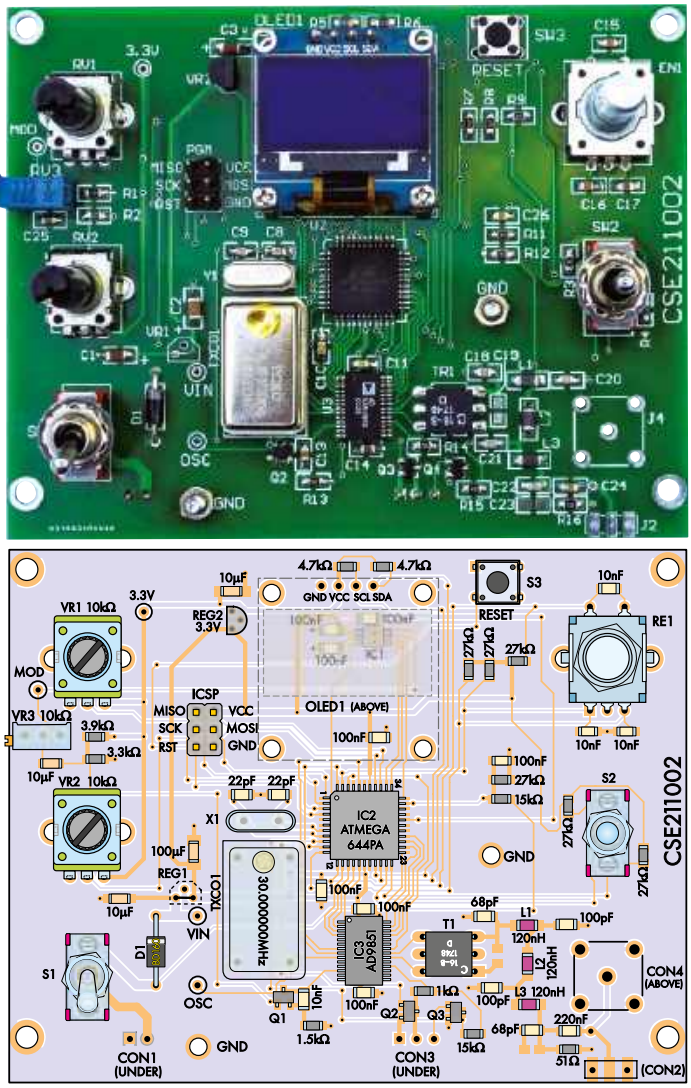


Ekran 1. Widok ekranu podczas normalnej pracy. Częstotliwość wyjściowa (w Hz) znajduje się u góry, wielkość kroku i odchylenie FM w drugim wierszu, a częstotliwości sygnału modulacji amplitudy i częstotliwości w dwóch ostatnich wierszach



Ekran 2. Tryb kalibracji jest wprowadzany przez obrócenie pokrętła funkcji do końca w prawo. Dwie dolne linie wyświetlacza zmieniają się, a ostatnia linia pokazuje FTW, Jeśli masz odpowiedni sprzęt, możesz uzyskać częstotliwość wyjściową z dokładnością do 0,1 Hz

OLED wymaga napięcia 3,3 V, które jest dostarczane przez liniowy stabilizator o niskim spadku napięcia, w obudowie TO-92. Jest ono wytwarzane z zasilania 5 V. Piny open-drain SDA i SCL do sterowania OLED są podciągane do 3,3 V przez parę rezystorów 4,7 kΩ.



Rysunek 5. Warstwa opisowa PCB będzie pomocna podczas montażu płytki. Pamiętaj, aby odłączyć REG1, i że Q2, Q3 wraz z powiązanymi rezystorami 15 kΩ i 1 kΩ są potrzebne tylko wtedy, gdy będziesz korzystać z interfejsu debugowania szeregowego. Upewnij się, że trzy układy scalone, D1, REG2, T1, TCXO1 i VR1 są zamontowane we właściwym kierunku, zgodnie z rysunkami. Należy zauważyć, że kierunek montażu REG2 jest w prototypie inny, ponieważ stabilizator, który został użyty, ma inny układ wyprowadzeń niż ten określony w wykazie elementów

eprasa.pl 1afb95dbdc

Wykaz elementów:

Generator sygnału AM-FM DDS

1 dwustronna płytka drukowana – kod CSE211002, 100 mm × 78,5 mm
1 obudowa z odlewanego ciśnieniowo aluminium, 119 mm × 93,5 mm × 34 mm [Jaycar HB5067 lub Altronics H0454],
1 moduł wyświetlacza OLED 0,96 cala z interfejsem I²C i sterownikiem SSD1306 (OLED1)
1 mechaniczny enkoder obrotowy ze zintegrowanym przełącznikiem przyciskowym o całkowitej wysokości 20 mm (RE1) [Bourns PEC11R-4215F-S0024],
2 pionowe potencjometry liniowe 10 kΩ do montażu na płytce drukowanej o wysokości 10 mm i 20 mm (VR1, VR2) [Alpine RK09K1130AH1],
1 wieloobrotowy potencjometr montażowy z regulacją boczną 10 kΩ (VR3) [Altronics R2361]
1 duże pokrętło dopasowane do RE1
2 średnie pokrętła dopasowane do VR1 i VR2
1 rezonator kwarcowy 20 MHz 18 pF 30 ppm, HC-49 (X1)
1 moduł TCXO 30 MHz 20 mm × 12 mm (TCXO1) [aliexpress.com/item/32719087266.html]
1 transformator szerokopasmowy Coilcraft PWB-16-BL SMD (T1)
3 cewki Coilcraft 1206CS-121XJEC 120 nH lub równoważne, rozmiar M3216/1206 (L1...L3)
1 złącze 3×2 pinowe, raster 2,54 mm (ICSP) (opcjonalnie do programowania IC1)
1 2-stykowe spolaryzowane gniazdo blokujące z pasującą wtyczką, raster 2,54 mm (CON1)
1 3-stykowe spolaryzowane gniazdo z dopasowaną wtyczką, raster 2,54 mm (opcjonalnie, CON3)
1 gniazdo BNC do montażu panelowego (CON4)
2 montowane na panelu gniazda DC (CON5, CON6)
1 4-stykowe gniazdo żeńskie (dla OLED1)
1 przełącznik panelowy SPDT (S1) [Altronics S1310],
1 wyłącznik centralny SPDT do montażu panelowego (S2) [Altronics S1330],
1 przełącznik przyciskowy (S3)
4 metalowe tuleje dystansowe z gwintem M3 o długości 12 mm
2 tuleje dystansowe 10 mm
4 śruby z łbem walcowym M3 × 6 mm
4 śruby z łbem stożkowym M3 × 8 mm
2 śruby z łbem walcowym M2 × 12 mm i nakrętki
4 płaskie podkładki M3

Półprzewodniki:

1 AD9833 generator DDS 12,5 MHz, MSOP-10 (IC1)
1 mikrokontroler ATmega644 20 MHz w obudowie TQFP-44 (np. ATMEGA644PA-AN lub ATMEGA644PA-AU) zaprogramowany CSE21100A.hex (IC2)
1 AD9851BRS generator DDS 180 MHz, SSOP-28 (IC3)
1 LP2950CZ-3,3 liniowy stabilizator napięcia 3,3 V o niskim spadku napięcia, TO-92 (REG2)
3 2N7002 N-kanałowe MOSFET-y sterujące 3,3 V 60 V 2 A, SOT-23 (Q1...Q3)
1 1N5819 dioda Schottky'ego 40 V 1 A (D1)

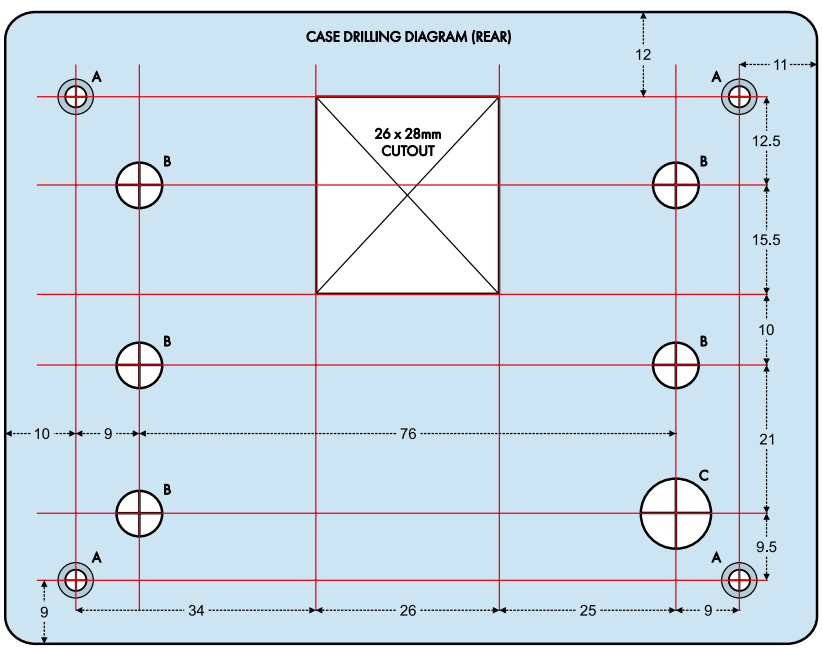
Kondensatory: (wszystkie SMD M2012/0805, o ile nie podano inaczej)

1 100 µF 6,3 V X5R ceramiczny, rozmiar M3216/1206
3 10 µF 6,3 V X5R ceramiczny
1 220 nF 50 V X7R ceramiczny
10 100 nF 50 V X7R ceramiczny
2 10 nF 50 V X7R ceramiczne
2 100 pF 50 V ceramika NP0/C0G
2 68 pF 50 V ceramika NP0/C0G
2 22 pF 50 V ceramika NP0/C0G

Rezystory: (wszystkie SMD rozmiar M2012/0805, 1%, o ile nie podano inaczej)

6 27 kΩ 2 15 kΩ 2 4,7 kΩ 1 3,9 kΩ 1 3,3 kΩ 1 1,5 kΩ 1 1 kΩ 1 51 Ω

ERRATA, polaryzacja bramki dla MOSFET-a Q1 jest ustalona na 1,5 V, co może nie odpowiadać wszystkim tranzystorom 2N7002, Jeśli nie ma wyjścia z IC3, polaryzacja może być zbyt niska, w takim przypadku rezystor 3,3 kΩ można zmienić na 4,7 kΩ (1,8 V) lub 6,2 kΩ (2,0 V), Jeśli jest wyjście z IC3, ale modulacja jest słaba, polaryzacja może być zbyt wysoka, w takim przypadku rezystor 3,3 kΩ można zmienić na 1,8 kΩ (1,05 V).



Budowa

Generator sygnału jest zmontowany na dwustronnej płytce drukowanej oznaczonej kodem CSE211002 o wymiarach 100 mm × 78,5 mm. Podczas montażu należy kierować się schematem montażowym pokazanym na **rysunku 5**. Na warstwie opisowej PCB podana jest lokalizacja wszystkich elementów.

Większość elementów na płytce drukowanej to układy do montażu powierzchniowego, a dwa z nich to bardzo precyzyjne układy scalone. Są to dwa układy DDS i od nich należy zacząć. Lutowanie ich dokładnie i bez zwarć między pinami wymaga pewnych umiejętności.

Pomocne jest rozprowadzenie niewielkiej ilości topnika na padach przed umieszczeniem układów scalonych i upewnienie się, że są one wyrównane z padami po obu stronach po przylutowaniu pierwszej nóżki i przed przylutowaniem pozostałych. Przed lutowaniem kolejnych pinów należy również sprawdzić, czy ich pierwszy pin jest prawidłowo zlokalizowany!

Zamiast skupiać się na unikaniu zwarć podczas lutowania, zadbaj o to, aby każdy pin miał odpowiednią ilość lutu, który dobrze przylega do swojego pada na PCB. Staraj się unikać mostków lutowniczych na pionowych odejściach nóżek od płytki, gdzie trudniej będzie je wyeliminować.

Po przylutowaniu wszystkich pinów wystarczy rozprowadzić na nich topnik i ostrożnie usunąć nadmiar lutu, w tym ten, który może zwierać sąsiednie nóżki. Oczyść pozostałości topnika za pomocą środka do czyszczenia topnika lub alkoholu, a następnie sprawdź wyprowadzenia układu scalonego, aby zadbać o to, by wszystkie połączenia lutowane wyglądały dobrze i nie było żadnych zwarć.

Jeśli znajdziesz luty, co do których jakości nie masz pewności, dodaj odrobinę topnika, podgrzej wątpliwy lut (luty) i, jeśli to konieczne, użyj plecionki lutowniczej. Powtórz ten proces tyle razy, ile potrzeba, aż uzyskasz poprawne luty, zapewniające dobry kontakt elektryczny i wolne od zwarć.

Następnie zamontuj układ ATmega644 (z szerszymi odstępami między pinami

Rysunek 6. Szablon dla wykonania otworów w odlewanej ciśnieniowo obudowie. Szablon ten można pobrać ze strony internetowej Silicon Chip, a następnie wydrukować w rzeczywistym rozmiarze. Można również użyć niezmontowanej płytki drukowanej do zaznaczenia pozycji otworów

eprasa.pl 1afb95dbdc

niż dwa pierwsze, ale z pinami z czterech stron), ponownie uważając na kierunek montażu pierwszego pinu. Następnie przylutuj pozostałe elementy SMD. Orientacja transformatora SMD T1 również ma znaczenie. Następnie dobrze wyczyść płytkę, dbając o usunięcie pozostałości topnika.

Teraz zamontuj elementy przewlekane od najniższego do najwyższego. Należy zadbać o prawidłowe kierunki montażu diody D1, TCXO, VR3 i REG2, jak pokazano na rysunku. Nie zapomnij o przewodzie łączącym wejście i wyjście REG1, który można wykonać z odciętego wyprowadzenia elementu.

Można bezpiecznie pominąć Q2, Q3, dwa sąsiednie rezystory i CON3. Są one uproszczonym interfejsem RS232 i są używane jako pomoc w debugowaniu.

Wyświetlacz OLED jest dołączony do czteropinowej listwy i jest utrzymywany za pomocą dwóch śrub i dystansów. Zamiast przycinać 8-pinową listwę, którą już miałem, po prostu usunąłem cztery piny.

W zależności od modelu OLED, otwory montażowe mogą mieć średnicę 2 mm lub 2,5 mm. Śruby M2 nie są wprawdzie tak łatwe do zdobycia jak M3, ale kupiłem kilka w serwisie eBay. Niektóre większe sklepy internetowe z elektroniką również oferują śruby i nakrętki M2. Nie próbuj wiercić otworów w OLED do większych rozmiarów śrub! W zestawie znajdują się cztery otwory na śruby, ale dwa są wystarczające.

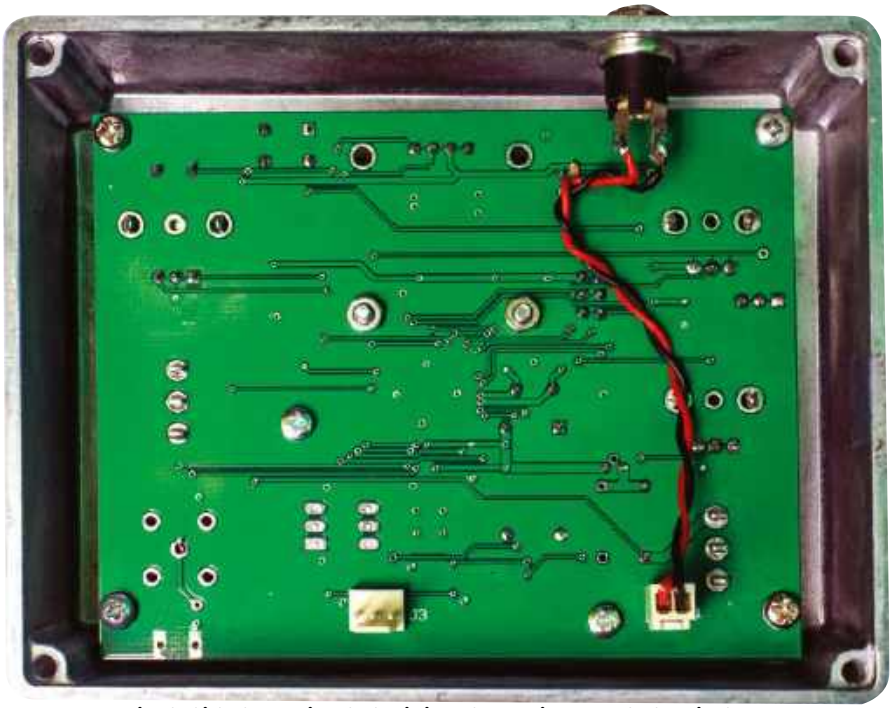
Potencjometry i enkoder należy zamontować jako ostatnie, po oczyszczeniu płytki z pozostałości topnika.

Przygotowanie obudowy

Na zdjęciu zamieszczonym obok przedstawiona jest odlewana obudowa z płytką już zamontowaną w podstawie. Pozycje wymaganych otworów pokazano na szablonie wiercenia i cięcia – **rysunek 6**.

Surowe aluminium nie jest zbyt atrakcyjne, więc spryskałem je trzema warstwami matowej czarnej farby. Użyłem niezmontowanej płytki drukowanej jako szablonu do dokładnego wywiercenia otworów montażowych i otworów na wałki elementów sterujących. W tym celu na płytce drukowanej znajdują się małe otwory w ich środku.

Wykonanie prostokątnego wycięcia wymaga nieco uwagi. Można to zrobić na różne sposoby. Jeśli masz frezarkę, to świetnie, ale niewielu czytelników ją posiada. Ja zacząłem od wywiercenia wiertłem stopniowym okrągłego otworu o średnicy 25 mm w środku prostokąta. Następnie spiłowałem go do wymaganego prostokąta 26 mm × 28 mm. Zajmuje to trochę czasu, ale daje schludny rezultat.



Po zamontowaniu płytki drukowanej w obudowie i przylutowaniu przewodu do gniazda BNC, wystarczy podłączyć przewody i gniazdo DC, Potrzebujesz tylko jednego, jak pokazano tutaj, ale jeśli myślisz o zbudowaniu odpowiedniego tłumika, dodaj równolegle drugie gniazdo umożliwiające dołączenie łańcuchowego zasilania

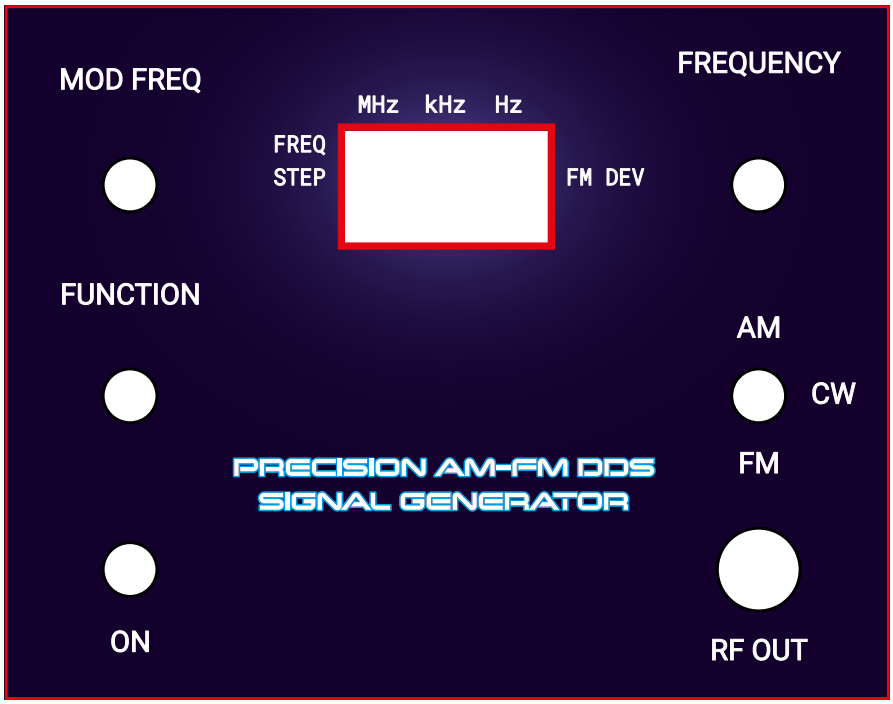


„Rzut oka" na towarzyszącą płytkę drukowaną tłumika

Konieczne będzie również wywiercenie dwóch otworów w podstawie, w pobliżu pokrywy do zamontowania gniazda baryłkowego. Upewnij się, że są one umieszczone w taki sposób, aby nie uszkodziły PCB po jego włożeniu. Możesz także wywiercić otwór z boku, aby uzyskać dostęp do VR3 (potencjometr montażowy regulacji głębokości modulacji AM) po zamontowaniu płytki w obudowie.

Etykietę panelu pokazaną na **rysunku 7** można pobrać ze strony internetowej Silicon Chip i wydrukować

eprasa.pl 1afb95dbdc



Rysunek 7. Etykieta na panelu przednim generatora sygnału Precision DDS

na papierze fotograficznym. Wykonaj wycięcia na OLED i wałek ostrym skalpelem lub nożem do tapet. W celu zabezpieczenia etykiety wyciąłem kawałek przezroczystego akrylu o grubości 1 mm i wymiarach 112 mm × 86 mm, ponownie używając niezmontowanej płytki drukowanej jako szablonu do wiercenia otworów.

Przymocuj płytkę drukowaną do panelu przedniego za pomocą gwintowanych tulei dystansowych 12 mm ze śrubami z łbem stożkowym na zewnątrz. Dodaj podkładkę pod każdym elementem dystansowym, aby nieznacznie zwiększyć odległość.

Teraz nadszedł czas na zainstalowanie złącza do montażu panelowego. Montaż złącza BNC na samej płytce drukowanej okazał się zbyt trudny. Podłącz sztywny przewód o długości 50 mm do złącza i przeprowadź go przez środkowy otwór w miejscu złącza BNC na płytce drukowanej. Gdy płytka zostanie przymocowana do obudowy, odetnij nadmiar i przylutuj go. Aby zdjąć płytkę, należy odlutować ten jeden przewód.

Po zamontowaniu płytki drukowanej podłącz równolegle gniazda DC, a następnie dołącz je do odpowiedniej wtyczki CON1. Upewnij się, że przewody mają odpowiednią długość, aby dosięgały do CON1. Upewnij się również, że polaryzacja jest prawidłowa. Można to sprawdzić, testując ciągłość między końcówką gniazda a jednym końcem przełącznika zasilania S1, sprawdzamy także ciągłość od zewnętrznej części gniazda zasilania (z włożoną wtyczką) do masy PCB.

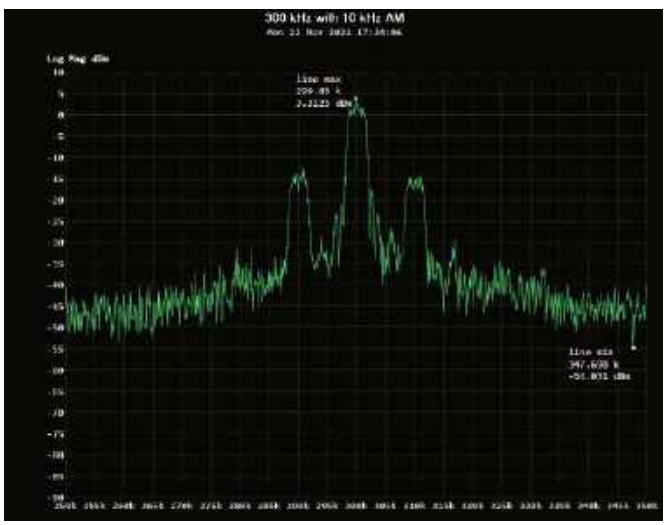
Podłącz zasilanie i sprawdź, czy wszystko działa, zanim przymocujesz pokrywę do pudełka za pomocą dostarczonych śrub. Zaraz po włączeniu na wyświetlaczu OLED powinien pojawić się sensowny obraz. Sprawdź, czy możesz regulować wszystkie parametry za pomocą pokręteł.

Jeśli napotkasz jakiekolwiek problemy, wyjmij płytkę PCB i dobrze się jej przyjrzyj. Sprawdź, czy wszystkie połączenia lutowane wyglądają dobrze, zwłaszcza na elementach SMD, i czy wszystkie elementy są na swoich miejscach, wzorując się na rysunku 5.

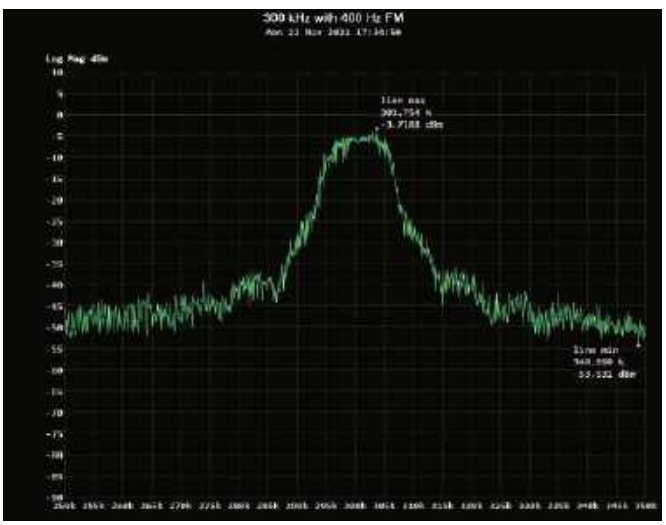
Kalibracja

Bez kalibracji, dokładność generatora sygnału jest całkowicie zależna od TCXO. Najlepsza procedura kalibracji wymaga dwukanałowego oscyloskopu, źródła sygnału referencyjnego tzw. GPS-disciplined 10 MHz i precyzyjnego miernika częstotliwości (który może być wbudowany w niektóre oscyloskopy wyższej klasy).

Ustaw przełącznik trójpozycyjny na „CW”, a częstotliwość wyjściową na 10000000 Hz (10 MHz). Obróć pokrętło funkcji całkowicie w prawo i wyreguluj pokrętło strojenia, aby uzyskać FTW = 23860929. Jest to wartość wymagana, jeśli TCXO ma wyjście dokładnie 30 MHz. Jeśli nie masz

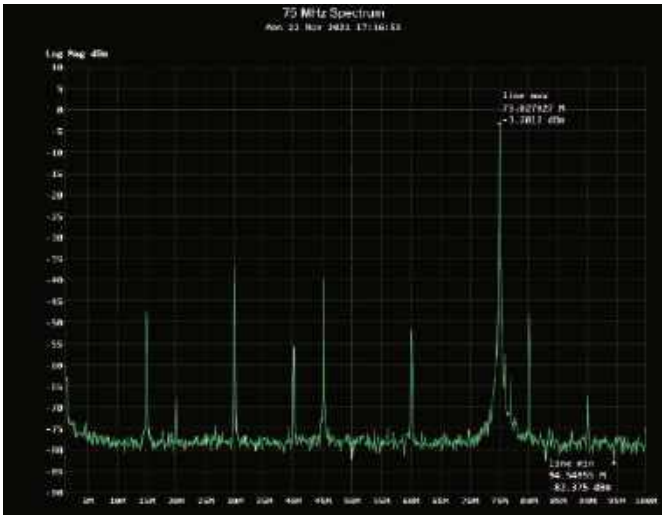


Sygnał 300 kHz z zastosowaną modulacją amplitudy 10 kHz, z widocznymi mniejszymi prążkami 10 kHz po obu stronach fali nośnej



Zastosowano modulację częstotliwości, co skutkuje wieloma małymi prążkami wszelkiego rodzaju wielokrotności fal modulujących po obu stronach fali nośnej, ale użyty analizator widma nie ma wystarczającej rozdzielczości do ich odseparowania

eprasa.pl 1afb95dbdc



Analiza widmowa sygnału wyjściowego 75 MHz. Ze względu na zasadę działania DDS, pojawiają się nie tylko fałszywe prążki przy wielokrotnościach częstotliwości sygnału, ale także przy ułamkach tych wielokrotności. Najbardziej znaczący w tym przypadku jest prążek przy 30 MHz, 35 dB poniżej częstotliwości podstawowej

innego dostępnego sprzętu, naciśnij przycisk strojenia, aby zapisać tę wartość w pamięci EEPROM i obróć pokrętło funkcyjne nieco do tyłu.

Jeśli masz dokładny licznik częstotliwości, powtórz powyższe czynności, ale ustaw FTW dokładnie na 10 MHz w liczniku częstotliwości i zapisz go w pamięci EEPROM jak poprzednio.

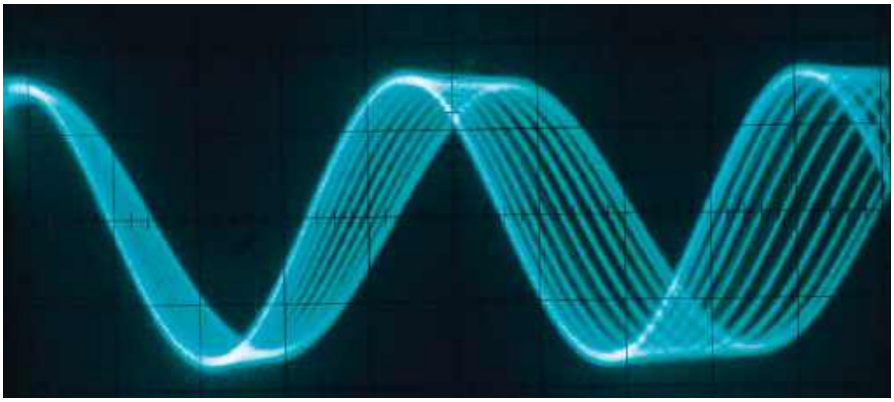
Aby uzyskać najlepszą dokładność, najpierw wyreguluj częstotliwość za pomocą miernika, jak opisano powyżej. Następnie podłącz sygnał referencyjny GPS 10 MHz do jednego kanału dwukanałowego oscyloskopu i wyzwól ten kanał tak, aby uzyskać nieruchomy przebieg. Ustaw generator sygnału na 10 MHz i podłącz go do drugiego kanału oscyloskopu.

Jeśli częstotliwości są identyczne, przebieg generatora sygnału będzie stały. Ale prawie nigdy tak nie będzie. W praktyce będzie on dryfować w lewo lub w prawo. Ustaw pokrętło funkcji w skrajnym prawym położeniu i za pomocą pokrętła strojenia wyreguluj FTW tak, aby uzyskać minimalny dryft. Zazwyczaj dryft trwa 10 lub więcej sekund w jednym pełnym cyklu. 10 sekund odpowiada błędowi 0,1 Hz przy 10 MHz.

Zapisanie skalibrowanej wartości FTW w pamięci EEPROM następuje po naciśnięciu przycisku częstotliwości.

Skalibrowana częstotliwość może utrzymywać się przez kilka godzin w zależności od wahań temperatury. TCXO nigdy nie jest doskonały. Kalibrację należy przeprowadzić tuż przed przystąpieniem do poważnej i dokładnej pracy.

Po lewej stronie obudowy znajduje się otwór, przez który jest dostęp do potencjometru montażowego służącego do ustawienia głębokości modulacji amplitudy. Najlepiej wykonać tę operację za pomocą oscyloskopu. Jeśli jednak luźno połączysz wyjście z odbiornikiem AM, możesz po prostu dostosować poziom tak, aby uzyskać czysty ton. Zbyt mocne podkręcenie spowoduje przemodulowanie i powstanie wielu fałszywych i ostrych harmonicznych.



Sygnał wyjściowy 100 kHz modulowany sygnałem 1 kHz z dewiacją 10 kHz. Nie widać tego na moim cyfrowym oscyloskopie, ale stary analogowy oscyloskop umożliwia wyświetlenie tego przebiegu

Tłumik dopasowujący

Biorąc pod uwagę stosunkowo niewielki rozmiar obudowy, niepraktyczne było umieszczenie tłumika w tej samej obudowie. W przeszłości w Silicon Chip opisywano różne tłumiki RF, ale maksymalne tłumienie wynosiło około 30 dB.

Zaprojektowałem oddzielny tłumik w innej identycznej obudowie z zakresem tłumienia od 1 dB do 110 dB w krokach co 1 dB. Ponieważ sygnał wyjściowy generatora wynosi około 0 dBm, oznacza to, że najniższy poziom, jaki para może wygenerować, wynosi około –110 dBm. Zdjęcie na poprzedniej stronie przedstawia podgląd tego tłumika. ■

Charles Kosina

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

REKLAMA

Publikujemy dla projektantów i programistów elektroniki

ELPORTAL.pl

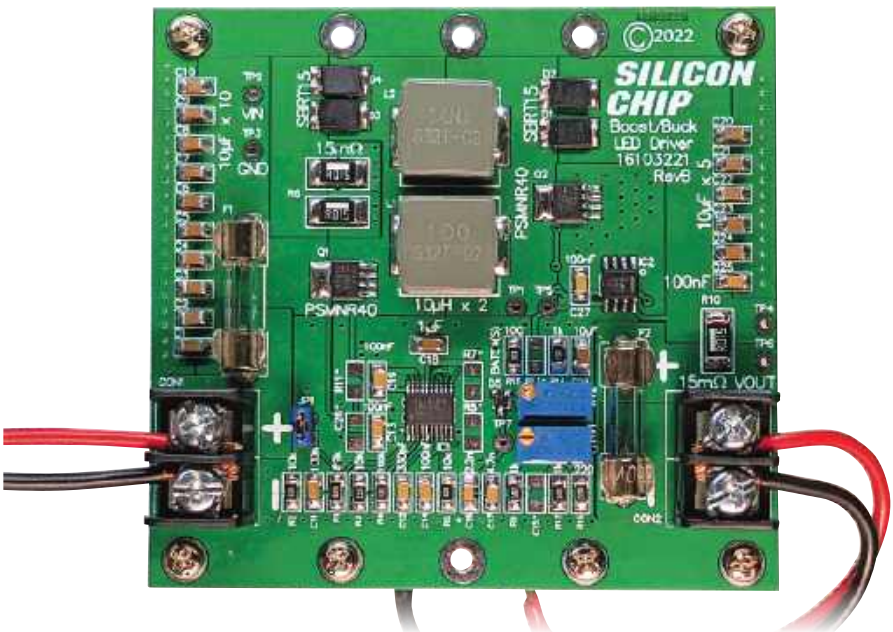
Znajdziesz nas również na Facebooku: facebook.com/ElportalPL

eprasa.pl 1afb95dbdc

Sterownik LED Buck-Boost o dużej mocy

Materiały dodatkowe dostępne są na stronie Silicon Chip: https://tiny.pl/t9c-0t17
Materiały dodatkowe są również dostępne na stronie elportal.pl/do-pobrania

Odkąd zobaczyliśmy w sprzedaży kilka niesamowicie jasnych, tanich paneli LED, próbowaliśmy wymyślić najlepszy sposób ich sterowania. Rezultatem jest urządzenie opisane w artykule. Jest to bardzo elastyczny i przydatny sterownik, który sprawdzi się również w innych zastosowaniach, takich jak ładowanie akumulatorów ze źródła prądu stałego lub konwersja między stałymi napięciami 12 V i 24 V.



Za mniej niż 20 USD, można kupić na AliExpress imponujące panele LED. Ich wymiary to około 22 cm × 11 cm z aktywnym obszarem 20 cm × 10 cm. Są one również dostępne u innych sprzedawców internetowych, takich jak eBay lub Banggood.

Panele są zmontowane na aluminiowej płytce drukowanej i mają silikonową powłokę żelową umieszczoną nad matrycą LED. Pobierają moc 70 W przy napięciu 12 V DC, które jest doprowadzane do dwóch pól lutowniczych.

Istnieje również kilka innych modułów o różnych rozmiarach i mocach znamionowych, choć nie testowaliśmy żadnego z nich.

Po otrzymaniu próbek tych paneli LED przeprowadziliśmy testy przy użyciu naszego liniowego zasilacza stołowego 45 V (październik-grudzień 2019 – siliconchip.com.au/Series/339) i uzyskaliśmy krzywą prąd/napięcie przedstawioną na **rysunku 1**. Odpowiada to czterem grupom diod LED ułożonych szeregowo, każda ze spadkiem napięcia około 3 V, co daje napięcie przewodzenia około 12 V.

Po uruchomieniu panelu z mocą 50 W (blisko 4 A) po pewnym czasie, stał się on dość gorący i był zbyt jasny, aby patrzeć na niego bezpośrednio. Spodziewamy się więc, że panele te uruchamiane przy niższych poziomach mocy nadal będą bardzo efektywne. Ponadto chłodzenie powinno również wydłużyć ich żywotność.

Po przepuszczeniu niewielkiego prądu można zobaczyć poszczególne diody LED. Jest ich 336. Są ułożone w 28 rzędach po 12 (patrz zdjęcie). Każda grupa diod LED połączonych równolegle odpowiada siedmiu rzędom.

YouTuber Big Clive przeprowadził kilka testów na podobnych modułach, a nawet zerwał żelową powłokę, aby zobaczyć, co kryje się pod nią. Jego wideo można obejrzeć pod adresem https://youtu.be/uIspnsBp3o4

Odkrył on, że każda grupa diod LED jest po prostu połączona równolegle, co oznacza, że panel w większości przypadków pozostaje nienaruszony, jeśli jedna dioda LED ulegnie awarii. Awaria spowodowana zwarciem spowodowałaby przepływ całego prądu panelu przez pojedynczą diodę LED, szybko zamieniając ją w obwód otwarty!

Wygląda również na to, że diody LED są w rzeczywistości niebieskie, a żel jest powłoką fosforową. Jest to interesująca, dość solidna konstrukcja, która mimo to jest prosta i tania w produkcji.

Ponieważ diody LED są często reklamowane jako około ośmiokrotnie bardziej wydajne (pod względem lumenów na wat) niż żarówki, 70 watów światła LED odpowiada kilkuset watom światła żarowego. Z łatwością wystarczy, aby bardzo jasno oświetlić duży pokój.

Ograniczenia

Z krzywej prąd/napięcie wynika, że zastosowanie napięcia wyższego niż 13 V spowoduje przekroczenie nominalnego limitu 70 W. Tak więc bezpośrednie podłączenie akumulatora 12 V, który może dostarczać nawet

Cechy i specyfikacja

- Moduł sterownika prądu/napięcia buck-boost w trybie przełączania
- Nadaje się do zasilania różnych paneli LED 12 V
- Regulacja prądu i napięcia za pomocą potencjometrów montażowych
- Alternatywne trwałe zdefiniowanie napięcia/prądu rezystorami stałymi
- Tańsza opcja 5 A dzięki pominięciu niektórych elementów
- Zakres napięcia wejściowego: 11,3 V...35 V
- Zakres napięcia wyjściowego: 7 V...34 V
- Maksymalny prąd wyjściowy: 8 A
- Maksymalny prąd wejściowy: 10 A
- Inne zastosowania obejmują ładowanie akumulatora 12 V z innego akumulatora 12 V lub innego źródła prądu stałego
- Może być również używany jako konwerter 12 -> 24 V DC lub 24 -> 12 V DC.

eprasa.pl 1afb95dbdc

14 V lub więcej, nie jest dopuszczalnym sposobem zasilania tych paneli.

Napięcie 11,5 V na zaciskach akumulatora 12 V oznacza, że jest on prawie rozładowany, więc rezystancyjny ogranicznik napięcia nie nadaje się do zasilania tych paneli w użytecznym zakresie ładowania takiego akumulatora.

Spodziewamy się również, że krzywa prąd/napięcie będzie się zmieniać w zależności od temperatury panelu. Panel będzie nagrzewał się podczas pracy, z powodu wydzielanego przez diody ciepła.

Podobnie jak w przypadku większości diod LED lub matryc LED, najlepszym wyborem do ich zasilania jest zasilacz o regulowanym lub ograniczonym prądzie. Chociaż napięcie może nieznacznie dryfować w warunkach stałego prądu, jest to znacznie bardziej stabilny układ. Dlatego nasz sterownik zawiera układ regulacji prądu.

Sterownik LED

Biorąc pod uwagę, że powszechnym przypadkiem użycia byłoby zasilanie tych paneli LED z akumulatora 12 V lub źródła prądu stałego, potrzebujemy kilku konkretnych funkcji. Napięcie znamionowe panelu LED może być wyższe lub niższe względem napięcia akumulatora, więc musimy być w stanie zwiększyć lub zmniejszyć dostarczane zasilanie. Ponadto, aby zapewnić stały poziom oświetlenia, musimy mieć możliwość regulacji prądu wyjściowego.

Potrzebujemy zatem przetwornicy, która mogłaby zarówno zwiększać, jak i zmniejszać napięcie wejściowe.

Niektóre układy realizują to poprzez zastosowanie dwóch oddzielnych stopni. Na przykład najpierw zmniejszając napięcie wejściowe w razie potrzeby, a następnie wykorzystując drugi stopień do zwiększenia napięcia z pierwszego stopnia. Konstrukcja takich obwodów może być złożona. Tym bardziej, gdy wymagane jest ograniczenie lub regulacja prądu.

Istnieją jednak układy, które mogą pracować w trybie boost lub buck, w zależności od potrzeb. Należą do nich układy LM5118, których używaliśmy w zasilaczu Hybrid Bench Supply opisywanym przez nas w miesiącach od kwietnia do czerwca 2014 roku (siliconchip.com.au/Series/241).

LM5118 radzi sobie z przejściem z trybu boost do buck, wykorzystując tryb hybrydowy, któremu odpowiadają napięcia pośrednie. Ponadto dostarcza on stabilnego zasilania podczas całego cyklu pracy.

Układ zapewnia ograniczenie prądu, ale tylko w celu ochrony cewki, która jest używana do magazynowania energii podczas faz boost i buck. Musieliśmy więc dodać kilka elementów do projektu, aby zapewnić niezależne, regulowane ograniczenie prądu wyjściowego.

Szczegóły schematu

Na **rysunku 2** przedstawiono schemat zaprojektowanego przez nas układu, który zapewnia wszystkie te funkcje. Lista elementów wygląda podobnie jak w przypadku wspomnianego wcześniej hybrydowego zasilacza stołowego ze względu na wspólne elementy peryferyjne potrzebne do działania LM5118.

Zasilanie jest doprowadzane przez dwuprzewodowe złącze zaciskowe CON1, z dodatnim zasilaniem przechodzącym przez 10 A bezpiecznik F1. Ograniczenie 10 A zostało wybrane jako wygodny poziom powyżej limitu 7 A panelu LED.

Bank równoległych kondensatorów ceramicznych 10 µF wygładza wahania zasilania względem masy, natomiast kondensator 100 nF jest umieszczony blisko LM5118 (IC1), odfiltrowując zakłócenia w zakresie wyższych częstotliwości.

Napięcie zasilające VIN jest doprowadzane do pierwszej nóżki układu IC1 podczas gdy masa znajduje się na pinach 6 oraz 14. Dzielnik 82 kΩ/10 kΩ między tym zasilaniem a pinem 2 UVLO (blokada podnapięciowa) układu IC1 przekracza próg 1,23 V, gdy napięcie VIN wynosi około 11,3 V. W ten sposób, jeśli do zasilania obwodu używany jest akumulator, zostanie on zabezpieczony przed rozładowaniem poniżej 11,3 V, co jest bezpiecznym poziomem dla większości akumulatorów kwasowo-ołowiowych.

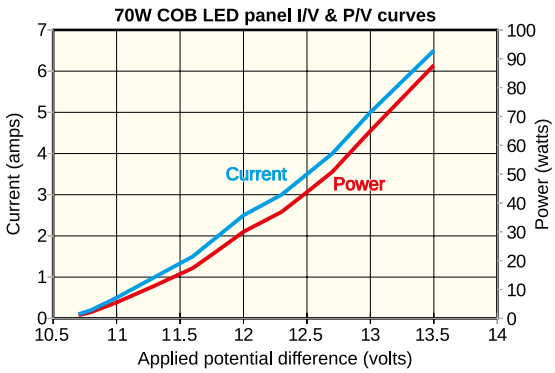
Rezystor 15 kΩ między pinem 3 układu IC1 a masą ustawia częstotliwość oscylatora boost/buck na około 400 kHz, co zapewnia przyzwoitą wydajność i niskie tętnienia napięcia na wyjściu.

Pin 4 (EN) układu IC1 jest podciągnięty do masy przez rezystor 100 kΩ, ale może być podciągnięty do VIN przez zwarcie pinów JP1. W ten sposób JP1 można zamknąć za pomocą zworki, zapewniając działanie w trybie „zawsze włączone” lub podłączyć do zewnętrznego przełącznika niskoprądowego, aby zapewnić proste sterowanie włączaniem/wyłączaniem.

Kondensatory dołączone do pinów 5 i 7 (RAMP i SS) ustawiają czas narastania i miękkiego startu IC1 tak, aby były odpowiednie dla naszej aplikacji.

Wejście FB (sprzężenie zwrotne) na pinie 8 układu scalonego IC1 służy do ustawiania napięcia wyjściowego. Dzielnik utworzony przez potencjometr VR1 i jego dwa szeregowo połączone rezystory dostrajające zasilają ten pin ułamkiem napięcia wyjściowego, które jest porównywane z napięciem odniesienia 1,23 V w IC1.

Regulacja ta zapewnia nominalny zakres wyjściowy od 6,8 V do 34,7 V. Górna granica 34,7 V została wybrana tak, aby pozostać daleko od 60-woltowego limitu napięcia V_{ds} tranzystora MOSFET dla Q2, zachowując

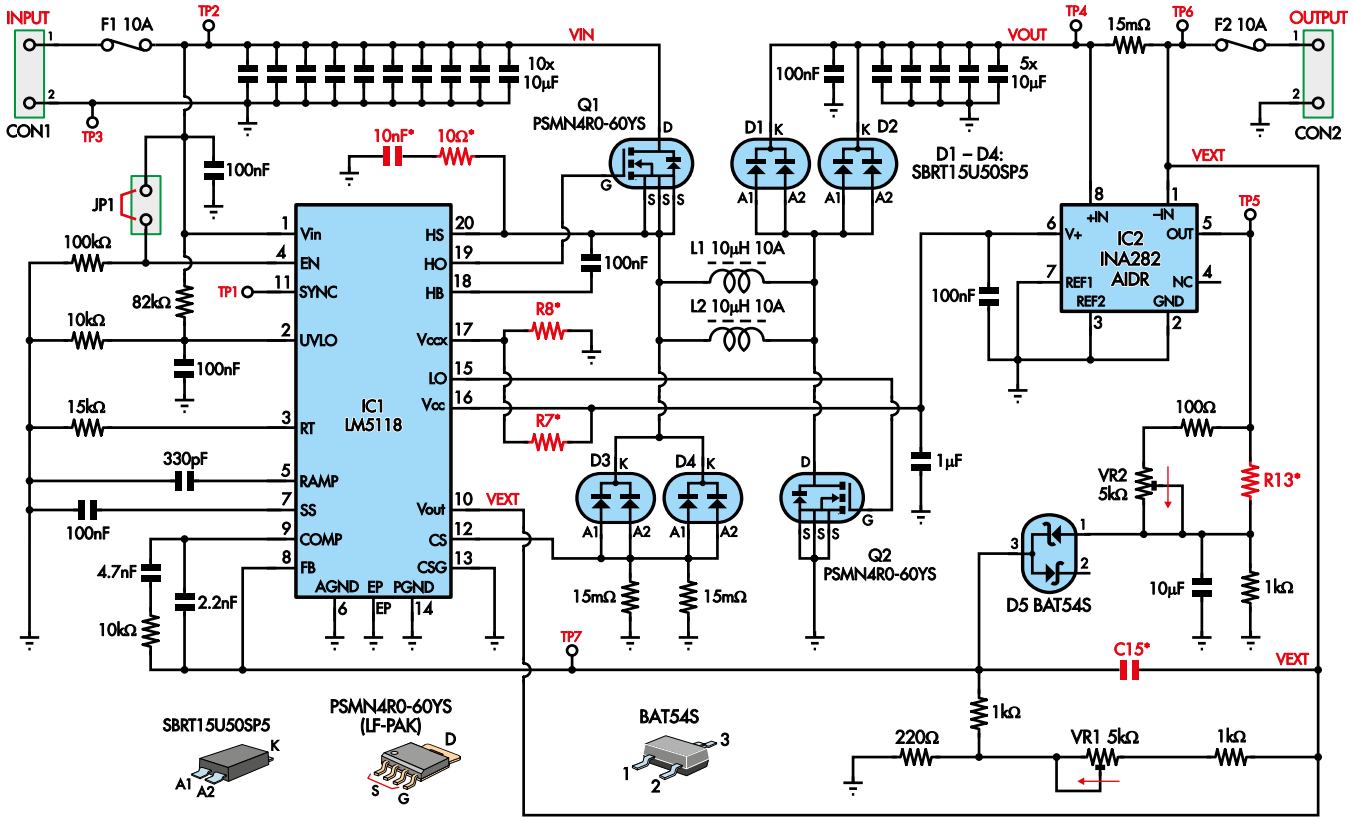


Rysunek 1. Tak, jak w przypadku każdej diody półprzewodnikowej, prąd płynący przez panele LED zmienia się gwałtownie wraz ze zmianami napięcia. W związku z tym regulacja jasności panelu poprzez sterowanie napięciem jest niepraktyczna. Zamiast tego musimy regulować natężenie prądu, co jest jedną z funkcji sterownika LED



Gdy panel jest wyłączony, można dostrzec liczne małe diody LED, które zapewniają strumień świetlny pod powłoką żelu fosforowego (chociaż są one trudne do zobaczenia na tym zdjęciu)

eprasa.pl 1afb95dbdc



Rysunek 2. Schemat jest oparty na układzie scalonym IC1, przetwornicy buck-boost LM5118. Steruje on mostkiem H wykonanym z MOSFET-ów Q1 i Q2, diod D1...D4 oraz cewek L1 i L2. Umożliwiają one obniżanie napięcia wejściowego (poprzez włączanie impulsów Q1) lub zwiększanie go (poprzez jednoczesne włączanie impulsów Q1 i Q2). Zmiana współczynnika wypełnienia (czasu włączenia) pozwala na zmianę stosunku napięcia wyjściowego do wejściowego. Dla zapewnienia regulowanego ograniczenia prądu dodaliśmy IC2 i kilka innych elementów.

jednocześnie użyteczny zakres dla systemów 24 V. Rezystor 1 kΩ między dzielnikiem a pinem FB zmniejsza interakcję między kontrolą napięcia a ograniczeniem prądu, co wyjaśnimy dalej.

Kondensator 2,2 nF, kondensator 4,7 nF i rezystor 10 kΩ między pinami 8 i 9 stanowią obwód kompensacji, który jest częścią pętli sprzężenia zwrotnego sterującego współczynnikiem wypełnienia układu IC1.

Piny 12 i 13 układu IC1 łączą się z parą boczników do pomiaru prądu. W ten sposób monitorowany jest prąd płynący przez D3 i D4, ograniczając w ten sposób prąd płynący przez L1 i L2. Działa to niezależnie od tego, czy obwód pracuje w trybie boost czy buck.

Piny 19 (HO) i 15 (LO) sterują odpowiednio zewnętrznymi MOSFET-ami high-side (Q1) i low-side (Q2). Pin 16 jest podłączony do wewnętrznego stabilizatora z zewnętrznym kondensatorem filtrującym 1 µF dostarczającego napięcia o wartości około 7 V. Napięcie to służy do zasilania bramek MOSFET i zapewnia dobry kompromis między ich pełnym włączeniem przy jednoczesnym utrzymaniu szybkiego przełączania. Zasilany jest również bocznik monitorujący IC2, który omówimy nieco później.

Piny 18 (HB) i 20 (HS) są podłączone do obu końców kondensatora 100 nF, który jest ładowany, a następnie używany do wysterowania pinu HO powyżej napięcia zasilania. To „pływające" zasilanie bramki jest potrzebne do włączenia N-kanałowego MOSFET-a high-side, ponieważ, gdy jest włączony, na jego źródle może występować napięcie równe dokładnie napięciu zasilania lub zawierające się w pobliżu tej wartości.

MOSFET-y Q1 i Q2, cewki L1 i L2 oraz diody D1...D4 są ułożone w konfiguracji mostkowej, która może być sterowana w trybach przełączania boost lub buck. Na **rysunku** 3 pokazano, jak taki mostek może pracować w obu trybach.

Układ działa jako przełącznik buck dla niskich napięć wyjściowych (w porównaniu do napięcia wejściowego). Gdy Q1 jest włączony, prąd przepływa przez L1 i L2, a następnie D1 i D2 w kierunku obciążenia. Gdy Q1 wyłącza się, prąd nadal przepływa przez D3 i D4.

Powyżej wypełnienia 75% Q1, IC1 działa w hybrydowym trybie boost-buck. Q2 zaczyna się włączać z cyklem pracy, który pokrywa się z czasem włączenia Q1. Zwiększa to prąd płynący przez cewki w czasie włączenia, a ta dodatkowa energia jest dostarczana do wyjścia w czasie wyłączenia MOSFET-a, zwiększając napięcie wyjściowe.

Prosta implementacja trybu boost sprawiłaby, że Q1 byłby włączony przez cały czas, gdy tryb boost jest aktywny, ale nie jest to możliwe w przypadku LM5118, więc jest on włączany i wyłączany synchronicznie z Q2.

Jest to konieczne, ponieważ kondensator bootstrap musi być okresowo odświeżany, aby utrzymać napięcie bramki, co może się dziać tylko wtedy, gdy Q1 jest wyłączony.

Wszystko to jest wykonywane przez wewnętrzny sterownik układu LM5118.

Ograniczenie prądu

Napięcie na katodach D1 i D2 jest wygładzane przez bank pięciu kondensatorów 10 µF wraz z kondensatorem 100 nF. Stamtąd przechodzi przez kolejny bocznik prądowy 15 mΩ, a następnie przez bezpiecznik F2 do złącza wyjściowego CON2.

Zastosowanie na linii wyjścia dodatniego szeregowo włączonego bocznika prądowego pozwala zachować wspólną masę między wejściem i wyjściem. Ma to kilka zalet, z których jedną jest to, że prąd masy nie musi przechodzić przez ten moduł. Może on przejść bezpośrednio

eprasa.pl 1afb95dbdc

z obciążenia do źródła zasilania, co uprości okablowanie i zmniejszy straty mocy związane z przewodami.

Napięcie na boczniku jest mierzone przez wyprowadzenia 1 i 8 układu scalonego IC2 i jest wzmacniane 50-krotnie. Układ IC2 to monitor bocznika prądowego INA282, który pobiera zasilanie na pinie 6 z wewnętrznego stabilizatora 7 V układu IC1. Posiada również własny kondensator filtrujący 100 nF.

Piny 3 i 7 układu IC2 są podłączone do masy, więc napięcie wyjściowe z pinu 5 jest odnoszone do masy. Napięcie na pinie 5 jest dzielone i wygładzane przez obwód składający się z rezystora 100 Ω, potencjometru montażowego VR2 5 kΩ, rezystora 1 kΩ oraz kondensatora 10 µF.

Do wyeliminowania niestabilności, która powodowałaby migotanie diod LED z powodu oscylacji napięcia wyjściowego, konieczne jest wygładzanie napięcia.

Wynikowe napięcie jest podawane na pin FB układu IC1 przez diodę Schottky'ego D5. Tak więc, gdy prąd wyjściowy wzrasta powyżej pewnego progu, napięcie na pinie FB wzrasta podobnie do sytuacji, w której napięcie wyjściowe jest zbyt wysokie. Układ IC1 próbuje to kontrolować, zmniejszając napięcie wyjściowe, a tym samym zmniejszając prąd.

Dioda zapewnia, że prąd wyjściowy poniżej limitu nie obniża napięcia odniesienia. Jeśli prąd docelowy nie zostanie osiągnięty, pętla sterowania opiera się tylko na napięciu wyjściowym.

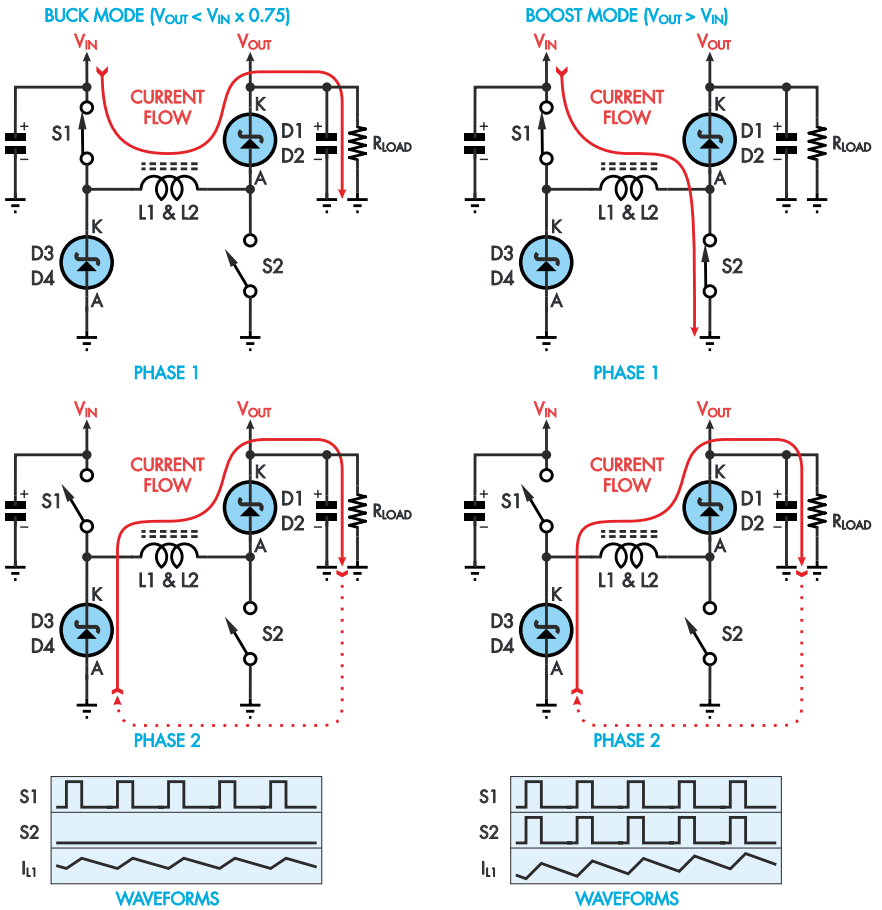
Rezultatem nie jest „murowane" ograniczenie prądu. Dopuszczalne są wyższe prądy przy niższych napięciach wyjściowych. Dzieje się tak, ponieważ do utrzymania równowagi na pinie FB potrzebne jest wyższe napięcie na D5, gdy napięcie wyjściowe spada poniżej wartości zadanej.

Rezystor 1 kΩ między VR1 i pinem FB pomaga utrzymać tę równowagę i ograniczyć zakres, w jakim dwie części układu oddziałują na siebie.

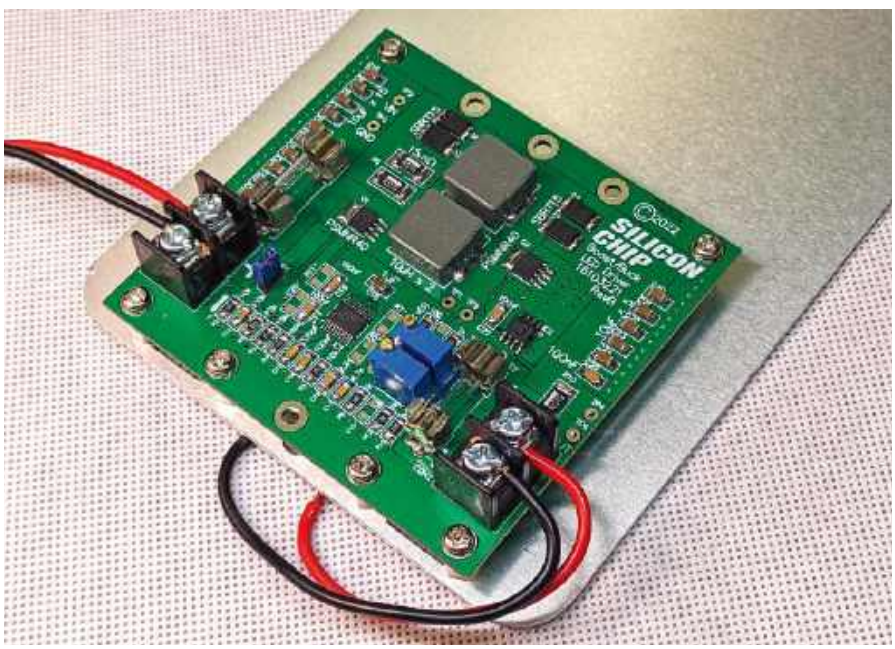
Przy minimalnym ustawieniu VR2, prąd wyjściowy 1,8 A będzie wytwarzał 27 mV na boczniku lub 1,35 V na pinie 5, co odpowiada 1,23 V na wyjściu dzielnika. Jest to więc punkt, w którym zaczyna się ograniczanie prądu. Przy wyższym ustawieniu VR2 próbkowana jest mniejsza część napięcia na pinie 5, a tym samym dozwolony jest wyższy prąd wyjściowy.

Ponieważ w praktyce zasilanie IC2 wynosi około 7 V, maksymalne ustawienie prądu wynosi około 8 A. Tak więc ustawienie VR2 powyżej około 3/4 jego zakresu skutecznie wyłączy ograniczenie prądu.

Niższe ustawienia prądu wyjściowego można osiągnąć poprzez zwiększenie



Rysunek 3. Ilustracja działania układu LM5118 w trybie buck (schematy po lewej) i boost (po prawej). Tryb pracy zależy od tego, czy S2 (w rzeczywistości MOSFET) jest przełączany z S1, czy po prostu pozostaje otwarty (tj. wyłączony). W trybie buck, gdy wypełnienie przebiegu zbliża się do 100%, napięcie wyjściowe zbliża się do napięcia wejściowego, natomiast w trybie buck/boost 50% wypełnienie daje napięcie wyjściowe równe wejściowemu, a wyższe wartości współczynnika wypełnienia zwiększają napięcie wyjściowe powyżej wejściowego, w przybliżeniu podwajając je przy 75% pracy, czterokrotnie przy 87,5% i tak dalej



Sterownik LED został zaprojektowany do montażu bezpośrednio na panelach LED o mocy 70 W. Jest połączony zaledwie dwoma przewodami z panelem. Ponieważ ma on wiele innych potencjalnych zastosowań, można go zamontować niemal w każdym rodzaju obudowy za pomocą gwintowanych elementów dystansowych.

eprasa.pl 1afb95dbdc

rezystancji bocznika, choć byłoby to prawdopodobnie złe wykorzystanie układu zdolnego do dostarczenia prądu 8 A.

Ograniczenie prądu jest w rzeczywistości zaletą, ponieważ zbliża system do pracy ze stałą mocą. W przypadku paneli LED zakres napięcia roboczego i tak będzie dość wąski.

Zduplikowane elementy

Na schemacie można zauważyć, że kilka elementów jest zduplikowanych i połączonych równolegle. Należą do nich L1 i L2, D1... D4 oraz boczniki prądowe 15 mΩ podłączone do D3 i D4. Obwód został zaprojektowany z tymi dodatkowymi elementami po to, by obsłużyć prąd do 8 A przez jego podzielenie między parami tych elementów. Tym samym zmniejszone jest nagrzewanie się pojedynczych komponentów.

W przypadku pracy z prądem do 5 A można pominąć L2, D2, D4 i jeden z boczników. Należy również dostosować je do pracy z prądem 5 A zmieniając bezpieczniki na wejściu i wyjściu. Wszystkie pozostałe elementy mogą działać poprawnie do ograniczenia 8 A.

Rezystory bocznikujące nie rozpraszają znaczącej mocy, są one używane przez IC1 do monitorowania prądu płynącego przez cewki. Niezależnie od tego, czy zastosowana jest jedna cewka i jeden bocznik, czy dwie cewki i dwa boczniki, ograniczenie prądu płynącego przez każdą cewkę jest takie samo.

Elementy dodatkowe

Na płytce jest kilka niewykorzystanych zwykle miejsc. Są one zaznaczone na czerwono na schemacie i na PCB. Włączyliśmy je do projektu, ponieważ są one pokazane w notach aplikacyjnych dla LM5118 i są przydatne w niektórych sytuacjach.

Początkowo nie byliśmy pewni, czy te elementy nie są niezbędne do zapewnienia stabilnej pracy, ale okazało się, że nie. Niektórzy dociekliwi czytelnicy mogą pokusić się o eksperymentowanie z projektem i użycie tych elementów, jak pokazano w nocie katalogowej układu LM5118.

Te opcjonalne elementy realizują tłumik RC dla węzła przełączania i wyłączania wewnętrznego stabilizatora IC1, jeśli napięcie wejściowe zawsze będzie znajdować się w odpowiednim zakresie (około 5 V...15 V).

Ponieważ układ LM5118 może pracować z napięciem do 76 V (z pewnymi niezbędnymi zmianami w komponentach), płytka ma wiele potencjalnych zastosowań. Niektóre konfiguracje mogą nie być tak stabilne, jak ta przedstawiona tutaj, więc ustalenie, które elementy są potrzebne w zależności od docelowego użycia, pozostawiamy jako ćwiczenie dla Czytelnika.

Tabela 1. Wartości rezystorów dla stałych napięć wyjściowych

Napięcie docelowe	Obliczony opór	Wartość rezystora E24	Napięcie wynikowe
8 V	210 Ω	220 Ω	8,05 V
10 V	568 Ω	560 Ω	9,95 V
12 V	926 Ω	910 Ω	11,91 V
14 V	1284 Ω	1300 Ω	14,09 V
15 V	1462 Ω	1500 Ω	15,21 V
20 V	2357 Ω	2400 Ω	20,24 V
24 V	3072 Ω	3000 Ω	23,59 V
28 V	3788 Ω	3900 Ω	28,63 V
30 V	4145 Ω	4300 Ω	30,86 V

Tabela 2. Wartości rezystorów dla stałych prądów wyjściowych

Bieżący cel	Obliczony opór	Wartość rezystora E24	Prąd wynikowy
2 A	119 Ω	120 Ω	1,98 A
3 A	729 Ω	680 Ω	2,92 A
4 A	1339 Ω	1300 Ω	3,93 A
5 A	1949 Ω	2000 Ω	5,08 A
6 A	2558 Ω	2700 Ω	6,23 A
7 A	3168 Ω	3000 Ω	6,72 A
8 A	3778 Ω	3600 Ω	7,71 A

Opcje

Rezystor R13, sąsiadujący z VR2, to inny przypadek. Ten stały rezystor ma zastąpić VR2 dla stałej wartości zadanej. Alternatywnie można zastąpić VR1 lub VR2 stałym rezystorem między ich dwoma skrajnymi lewymi zaciskami, ponieważ są one po prostu podłączone jako rezystory zmienne (reostaty).

W **tabeli 1** przedstawiono typowe wartości rezystorów dla stałych napięć wyjściowych, w tym dokładne i najbliższe wartości szeregu E24. Wartości są liniowe w całym zakresie, więc w razie potrzeby można je interpolować w celu znalezienia wartości pośrednich.

W **tabeli 2** zrobiono to samo dla prądu, z wymienionymi wartościami w punkcie, w którym po raz pierwszy włącza się ograniczenie prądu. Podobnie podano dokładne i najbliższe wartości szeregu E24, a korelacja jest względnie liniowa.

Ładowanie akumulatora

Chociaż nie przeprowadziliśmy dokładnych testów tej konfiguracji, sterownik dobrze nadaje się do ładowania akumulatora 12 V z innego akumulatora 12 V. Przypadek taki może wydawać się nietypowym, ale często zachodzi taka potrzeba na przykład w sytuacjach związanych z przyczepą kempingową, która ma akumulator „pokładowy", zwykle typu deep-cycle.

Taki akumulator jest zwykle ładowany z systemu 12 V pojazdu holującego, podczas gdy pojazd ładuje swój akumulator

Wykaz elementów

Sterownik LED Buck-Boost

1 dwustronna płytka drukowana kod 16103221, 85 mm × 80 mm
2 2-pinowe zaciski śrubowe 10 A, (CON1, CON2) [Altronics P2101].
1 2-pinowa listwa szpilkowa, raster 2,54 mm, ze zworką (JP1)
2 cewki 10 A 10 µH SMD, 14 mm × 14 mm (L1, L2) [SCIHP1367-100M]
4 zaciski bezpiecznikowe M205 (F1, F2)
2 bezpieczniki bezzwłoczne 10 A M205 (F1, F2)
6 tulei dystansowych M3 × 10 mm (do montażu na panelu LED)
10 śrub z łbem walcowym M3 × 6 mm (do montażu na panelu LED)
2 pionowe, 25-obrotowe, potencjometry regulacyjne ze śrubką od góry 5 kΩ (VR1, VR2) [Jaycar RT4648 lub Altronics R2380A].

Półprzewodniki:

1 przetwornica buck-boost LM5118MH, SSOP-20 (IC1)
1 INA282AIDR monitor bocznika prądowego, SOIC-8 (IC2)
4 diody Schottky'ego SBRT15U50SP5, pakiet POWERDI5 (D1...D4)
2 N-kanałowe MOSFET-y PSMN4R0-60YS lub BUK9Y4R8-60E, LFPAK56/SOT669 (Q1, Q2)
1 dioda Schottky'ego BAT54, BAT54S lub BAT54C, SOT-23 (D5)

Kondensatory: (ceramiczne SMD X7R w rozmiarze SMD M3216/1206, napięcie znamionowe 35 V lub wyższe)

16 10 µF 1 1 µF 6 100 nF 1 4,7 nF 1 2,2 nF 1 330 pF

Rezystory: (wszystkie SMD M3216/1206 w rozmiarze 1/8 W 1%, z wyjątkiem wymienionych)

1 100 kΩ 1 82 kΩ 1 15 kΩ 2 10 kΩ 3 1 kΩ 1 220 Ω
1 100 Ω 3 15 mΩ 3 Ω M6332/2512

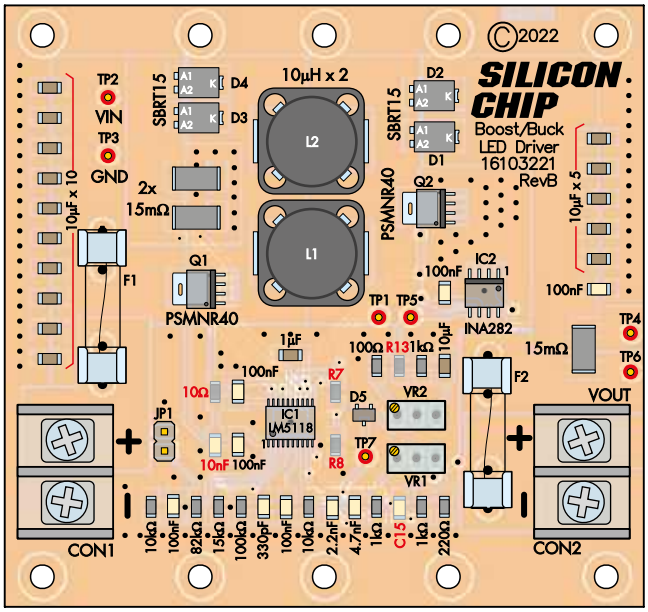
Kompletny zestaw (Cat SC6292; siliconchip.com.au/Shop/20/6292) jest dostępny za 80 USD. Obejmuje on wszystkie elementy z powyższej listy.

eprasa.pl 1afb95dbdc

z alternatora. Ze względu na spadki napięcia na długich kablach i tendencję nowoczesnych pojazdów do niepełnego ładowania akumulatora rozruchowego, dostępne napięcie może się okazać niewystarczające do pełnego naładowania akumulatora pokładowego przyczepy w przypadku bezpośredniego połączenia obu tych akumulatorów.

Dzięki funkcji ograniczania prądu sterownik może rozwiązać ten problem i wygodnie radzić sobie z akumulatorami we wszystkich stanach naładowania. Jest on ustawiony na dostarczanie napięcia, które odpowiada żądanemu poziomowi pełnego naładowania akumulatora pokładowego przyczepy, z ograniczeniem prądu ustawionym na poziom bezpieczny dla akumulatorów i okablowania.

Dioda lub VSR (przekaźnik nadzorujący napięcie) na wyjściu sterownika mogą być konieczne, aby zapobiec rozładowaniu akumulatora przyczepy przez dzielnik wykrywania napięcia sterownika. Sterownik powinien być umieszczony blisko akumulatora głównego, aby rezystancja kabla nie wpływała na wartość pomiaru napięcia akumulatora głównego.



Rysunek 4. Większość elementów na płytce jest przeznaczona do montażu SMD, ale tylko IC1 ma gęsto rozmieszczone wyprowadzenia. Mimo to, niektóre z pozostałych elementów mogą stanowić pewne wyzwanie ze względu na łączną masę termiczną tych elementów oraz miedzi PCB. Większość elementów nie jest spolaryzowana lub może być umieszczona tylko w jednej orientacji. Są to głównie układy scalone i potencjometry montażowe, na które trzeba uważać

Budowa

Sterownik LED można zbudować przy użyciu dwustronnej płytki drukowanej – kod 16103221 o wymiarach 85 mm × 80 mm. Na **rysunku 4** pokazano rozmieszczenie elementów na płytce.

Konstrukcja ta wykorzystuje prawie wyłącznie elementy montowane powierzchniowo o różnych rozmiarach, więc potrzebne będą typowe narzędzia do montażu powierzchniowego.

Lutownica z regulacją temperatury znacznie pomoże w radzeniu sobie z szerokim zakresem rozmiarów użytych elementów. Kilka komponentów łączy się bezpośrednio z rozległymi powierzchniami miedzi na płytce PCB (umożliwiającymi przepływ dużego prądu i odprowadzenie z nich ciepła) dlatego wykonanie połączeń będzie wymagało ustawienia grota na dużo wyższą temperaturę.

Pęseta, topnik, plecionka lutownicza, szkło powiększające i wyciąg oparów to ważne elementy przydatne podczas montażu. Przyda się również czyścik grotów.

Rozpocznij budowę od dwóch układów scalonych. IC1 ma wyprowadzenia o najmniejszym rastrze, więc zacznij od niego. Nałóż topnik na jego pady, a następnie ustaw komponent pamiętając o właściwym umiejscowieniu jego pierwszego pinu oraz przylutuj ten pin do płytki.

Użyj lupy, aby zadbać o to, by komponent był wycentrowany względem padów i płasko przylegał do płytki drukowanej, a następnie przylutuj wprowadzenie po przekątnej i ponownie sprawdź ustawienie układu.

Pozostałe nóżki należy lutować pojedynczo lub delikatnie przeciągając grot lutownicy z lutowiem po krawędziach pinów. Techniki te wymagają uprzedniego nałożenia niewielkiej ilości lutowia na grot lutownicy. Praktyka jest jedynym sposobem, aby zrobić to dobrze.

Po zakończeniu lutowania dokładnie sprawdź wyprowadzenia pod kątem zwarć (mostków lutowniczych). Jeśli je zauważysz, dodaj trochę pasty topnikowej, a następnie użyj plecionki lutowniczej, aby delikatnie usunąć nadmiar lutowia.

Na koniec usuń pozostałości topnika za pomocą środka do czyszczenia topnika (lub czystego alkoholu, jeśli go nie masz) i niestrzępiącej się szmatki, a następnie sprawdź ponownie za pomocą lupy, czy wszystkie piny są prawidłowo przylutowane i nie ma żadnych zwarć.

W podobny sposób zamontuj na płytce układ IC2. Następnie zamontuj mniejsze pasywne elementy SMD (z wyjątkiem rezystorów bocznikowych). Ich większe pady są łatwiejsze w montażu. Pamiętaj, że niektóre z tych elementów nie są potrzebne (opcjonalne komponenty są oznaczone na rysunku 4 kolorem czerwonym).

Kluczem do sukcesu jest unikanie dotykania grotem drugiej strony komponentu, dopóki nie upewnisz się, że lut po pierwszej stronie zestalił się, w przeciwnym razie element może się przesunąć.

Kondensatory SMD nie mają oznaczeń, więc należy uważać, aby ich nie pomylić. Najlepiej jest rozpakować i zamontować wszystkie kondensatory o jednakowej wartości za jednym podejściem. Ponieważ niektóre kondensatory (szczególnie 10 µF) podłączone są do płaszczyzn uziemienia, aby wykonać dobre połączenia, może być konieczne zwiększenie temperatury grota. Upewnij się, że lut rozpływa się zarówno wokół wyprowadzenia komponentu, jak i w pełni zwilża pad na PCB.

Pojedynczy element SOT-23, D5, to dioda Schottky'ego BAT54. Z jednym wyprowadzeniem po jednej stronie i dwoma po drugiej. Z uwagi na niesymetryczny układ padów tej obudowy jej orientacja jest oczywista. Upewnij się tylko, że wyprowadzenia leżą płasko na płytce, a nie są skierowane ku górze, co wskazywałoby, że komponent jest ustawiony do góry nogami.

Warto zwrócić uwagę na to, że można tu zastosować zamiennie podwójną diodę BAT54S (szeregowa) lub BAT54C (wspólna katoda), ponieważ jedna z dwóch wewnętrznych diod łączy się między tą samą parą padów. Druga dioda dostępna w strukturze komponentu będzie niepodłączona i nieużywana.

Pozostałe elementy do montażu powierzchniowego są większe, więc warto zwiększyć temperaturę grota przed kontynuowaniem pracy. Ponadto są one w większości rozmieszczone w obszarze górnej części płytki drukowanej.

Przylutuj trzy większe rezystory bocznikowe 15 mΩ, a następnie cztery diody

eprasa.pl 1afb95dbdc

mocy. Mają one dwa małe wyprowadzenia na jednym końcu i jedno większe na drugim. W każdym przypadku końce z dwoma małymi wyprowadzeniami są skierowane w stronę CON1, podczas gdy większa pojedyncza nóżka jest skierowana w stronę CON2. Układ padów na płytce drukowanej powinien być wystarczająco czytelny.

Przylutuj je podobnie jak elementy pasywne, ale zachowaj szczególną ostrożność, aby element był prawidłowo wycentrowany, tak, aby duży radiator komponentu znajdujący się na jego spodzie nie zwarł się z mniejszymi padami.

Chociaż obudowy stosowane dla MOSFET-ów Q1 i Q2 mogą wyglądać nietypowo, w rzeczywistości są one takie same jak 8-pinowe układy scalone SOIC, ale z wyprowadzeniami wzdłuż jednej strony połączonymi w pojedynczy pad. Poprawia to odprowadzanie ciepła, obniża rezystancję, a także ułatwia prawidłowy kierunek montażu.

Należy uważać, aby wyprowadzenia były wycentrowane w obrębie padów. Jedyna prawdziwa różnica w lutowaniu tych elementów w porównaniu do komponentów w obudowach SOIC-8 wynika z większej masy termicznej dużego radiatora i rozległych miedzianych obszarów na płytce drukowanej. W przypadku cewek L1 i L2, efekt termiczny będzie jeszcze bardziej widoczny. Nie są one spolaryzowane, ale do ich poprawnego przylutowania potrzebna będzie spora ilość ciepła.

Najlepiej jest położyć trochę topnika na jednym padzie, dodać trochę lutu do drugiego pada, postawić komponent na miejsce podczas podgrzewania lutu, a następnie dodać lut do przeciwległego pada. Na koniec warto zazwyczaj poprawić pierwszy przylutowany pad.

Przed przystąpieniem do dalszych czynności należy sprawdzić, czy lut rozpłynął się zarówno wokół wyprowadzeń cewki, jak i na padach płytki drukowanej.

Teraz wyczyść płytkę PCB z nadmiaru topnika i dokładnie sprawdź wszystkie elementy pod kątem zwarć i zimnych lutów. Po wyczyszczeniu łatwiej będzie je zlokalizować i naprawić.

Do zamontowania pozostało już tylko kilka elementów przewlekanych. Możesz zamontować uchwyty bezpieczników F1 i F2, instalując bezpiecznik i wsuwając cały zespół w płytkę drukowaną. Zapewnia to, że wypustki są prawidłowo skierowane i ustawione wystarczająco daleko od siebie, aby umożliwić bezproblemowe zamontowanie bezpiecznika. Podobnie jak wiele innych elementów, mogą one wymagać więcej ciepła umożliwiającego lutowanie dużych obszarów miedzi.

Następnie zamontuj złącza CON1 i CON2, w taki sposób aby umożliwić wygodne dołączanie przewodów (niektóre zaciski śrubowe pozwalają na podłączenie przewodów z dowolnej strony, jednak większość jest jednostronna). JP1 i jego zworkę można następnie zamontować w pobliżu CON1. Podczas testów ta zworka powinna być założona.

Na koniec zamontuj dwa wieloobrotowe potencjometry VR1 i VR2, w pobliżu F2. Upewnij się, że ich śruby regulacyjne znajdują się po lewej stronie, jak pokazano na warstwie opisowej PCB oraz na zdjęciach. Jeśli są odwrócone, nie będą działać poprawnie.

Zadbaj o to, by obie były ustawione na minimum, obracając ich śruby regulacyjne w kierunku przeciwnym do ruchu wskazówek zegara o 25 obrotów lub do momentu usłyszenia kliknięcia wskazującego, że osiągnęły one początek zakresu regulacji.

Na płytce znajduje się siedem punktów testowych z otworem przelotowym, ale nie trzeba montować w nich pinów testowych, można je po prostu zmierzyć za pomocą sond pomiarowych multimetru.

Testowanie

Do testowania potrzebne będą bezpieczniki, ale ponieważ wstępne testowanie odbywa się za pomocą multimetru, można zamontować bezpieczniki o niższej wartości (np. 1 A), jeśli masz je pod ręką. Jeśli masz zasilacz z ograniczeniem prądowym, możesz go również użyć.

Podłącz woltomierz do CON2 oraz źródło zasilania o napięciu około 12 V DC (powyżej 11,5 V) do CON1. Napięcie na CON2 powinno wynosić około 6,6...7,0 V. Jeśli zamiast tego uzyskasz odczyt zbliżony do napięcia zasilania, możesz mieć gdzieś zwarcie. W takim przypadku przed kontynuowaniem pracy należy wyłączyć zasilanie i sprawdzić płytkę drukowaną pod kątem usterek.

Powoli przekręć śrubę VR1 zgodnie z ruchem wskazówek zegara. Po osiągnięciu drugiego krańca nastawy potencjometru, napięcie na CON2 powinno wzrosnąć do prawie 35 V. Jeśli tak, należy je zmniejszyć do około 11 V. Jeśli nie można prawidłowo wyregulować napięcia wyjściowego, należy je wyłączyć i sprawdzić pod kątem usterek.

Jeśli używałeś bezpieczników o niskiej wartości, zmień je teraz na wartość nominalną. Dla paneli LED, które opisaliśmy wcześniej, każdy 10 amperowy jest dobrym wyborem.

Jeśli dysponujesz odpowiednim obciążeniem możesz również sprawdzić, czy działa ograniczenie prądu. Można do tego celu wykorzystać rezystor mocy lub specjalne obciążenie testowe. Minimalny limit prądu, gdy VR2 jest ustawiony całkowicie przeciwnie do ruchu wskazówek zegara, wynosi około 1,8 A.

Prąd wyjściowy można łatwo monitorować na TP5 (w pobliżu IC2) względem TP3 (masa, w lewym górnym rogu). Jest to nieprzetworzone napięcie z wyjścia IC2, które podaje 0,75 V na wzmacniacz. Zatem 1,5 V na TP5 odpowiada prądowi 2 A.

Można również monitorować napięcie wyjściowe na TP6 (w pobliżu CON2) względem masy.

Zwiększaj obciążenie, aż włączy się ograniczenie prądu. Zmniejszenie rezystancji obciążenia powinno pozwolić na spadek napięcia wyjściowego, podczas gdy prąd pozostanie mniej więcej stały.

Montaż na panelu LED

Sterownik jest przeznaczony do montażu z tyłu panelu LED za pomocą otworów montażowych w pobliżu zacisków zasilania. Dzięki temu można użyć krótkich przewodów do podłączenia wejść panelu z CON2.

Jeśli masz lutownicę o odpowiednio dużej mocy, możesz przylutować przewody bezpośrednio do paneli LED. Jak już zapewne zdążyłeś się przekonać, lutowanie cewek L1 i L2 do płytki drukowanej wymaga dużej ilości ciepła. Lutowanie przewodów do aluminiowej płytki drukowanej, która tworzy panel LED, wymaga go jeszcze więcej.

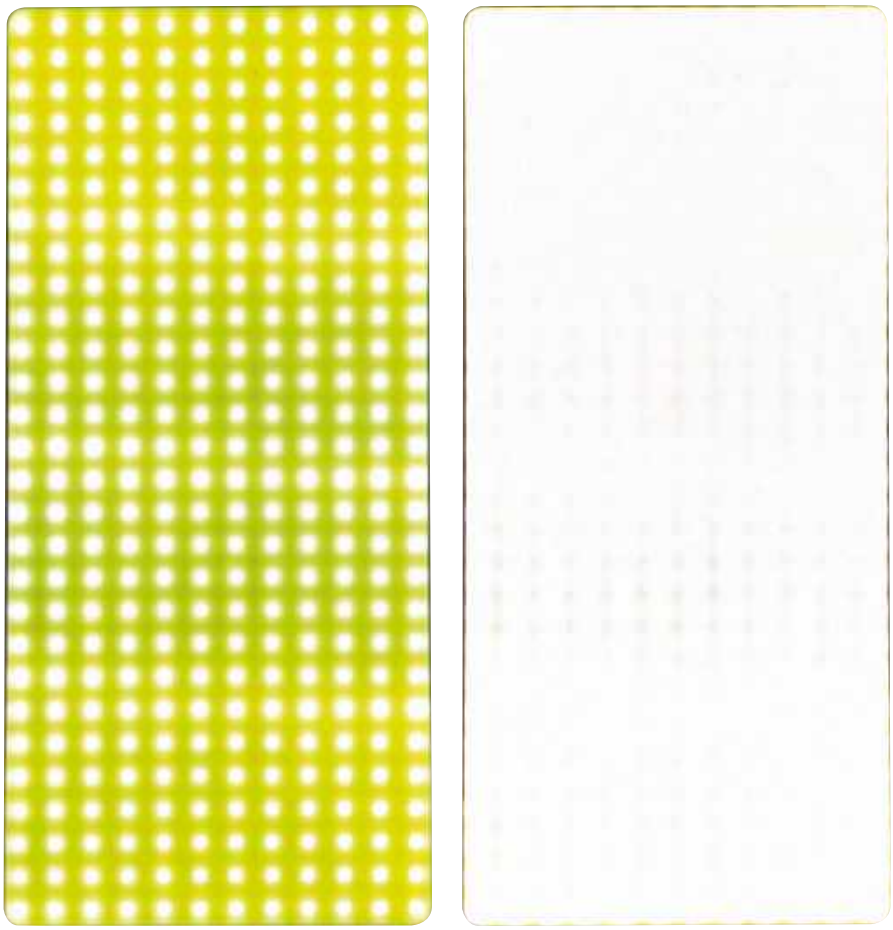
Może się nawet okazać, że konieczne będzie wstępne podgrzanie paneli za pomocą narzędzia do lutowania gorącym powietrzem lub podobnego sprzętu, zanim uda się te przewody przylutować. Sugerujemy również wstępne cynowanie przewodów i nałożenie dużej ilości lutowia na grot lutownicy (w celu zgromadzenia pewnej masy termicznej).

Aby skonfigurować sterownik do pracy z panelami LED, należy odłączyć wszystkie obciążenia, ustawić napięcie wyjściowe na około 13 V i ustawić pełne ograniczenie prądu na 2 A obracając pokrętło potencjometru przeciwnie do ruchu wskazówek zegara. Ustawienie 13 V jest po prostu zabezpieczeniem na wypadek, gdyby ograniczenie prądu przestało działać.

Należy pamiętać, że panele LED są bardzo jasne. Nawet przy 2 A będą prawdopodobnie zbyt jasne, aby na nie patrzeć! Podczas testów odwróciliśmy je na bok, aby skierować je z dala od naszych twarzy.

Jeśli następnie podłączysz panel LED i włączysz zasilanie sterownika, powinieneś zobaczyć spadek napięcia wyjściowego do około 12 V, gdy sterownik przełączy się w tryb ograniczania prądu.

eprasa.pl 1afb95dbdc



Opisywane w artykule panele są bardzo jasne, czego nie oddają w pełni dwa powyższe zdjęcia. Są one zbyt jasne, aby patrzeć na nie bezpośrednio

Jeśli nie widać spadku napięcia, ograniczenie prądu może nie działać. W takim przypadku należy zmierzyć napięcie na TP7 przy VR1. Gdy sterownik działa prawidłowo, to napięcie sprzężenia zwrotnego powinno zawsze wynosić około 1,23 V.

Sprawdź, czy na prawym górnym (anodowym) zacisku diody D5 występuje nieco wyższe napięcie. Oznacza to, że dioda podaje prąd do TP7 i steruje wyjściem. Jeśli napięcie jest wyższe niż około 0,3 V, dioda D5 może być niewłaściwego typu lub nie podawać prądu prawidłowo.

Jeśli wszystko jest w porządku, można na stałe podłączyć CON2 do panelu LED i zamontować sterownik w otworach montażowych za pomocą gwintowanych elementów dystansowych. Aby to zrobić, użyj czterech gwintowanych tulei dystansowych ze śrubą na każdym końcu.

Następnie należy użyć dwóch kolejnych gwintowanych tulei dystansowych zamontowanych na płytce drukowanej wyłącznie w roli dystansów. Pozwoli to zapobiec przesuwaniu się, wyginaniu i zwarciu płytki drukowanej z aluminiowym tyłem panelu LED. Szczegółowe informacje na temat tego połączenia są przedstawione na zdjęciach.

Ustaw potencjometr VR2 tak, aby zapewnić odpowiedni prąd, a tym samym jasność. Jeśli natężenie prądu znacznie przekroczy 5 A, może się okazać, że ograniczenie prądu przestanie dominować, a ustawienie napięcia VR1 może wymagać zwiększenia powyżej 13 V.

Należy pamiętać, że zarówno sterownik, jak i panel LED będą się nagrzewać podczas użytkowania, więc powinny być zamontowane tak, aby umożliwić swobodną cyrkulację powietrza.

Przypuśćmy, że panel LED szybko migocze podczas pracy. W takim przypadku napięcie zasilania prawdopodobnie spada poniżej progu UVLO, powodując wyłączenie sterownika, a następnie jego ponowne włączenie po przywróceniu napięcia wejściowego. Sprawdź zasilanie i czy połączenia z CON1 nie mają zbyt dużej rezystancji.

Sterowanie dwoma panelami

Krótko eksperymentowaliśmy z podłączeniem dwóch paneli szeregowo, ponieważ jest to najprostszy sposób na zagwarantowanie, że będą one działać przy tym samym natężeniu prądu. Główną różnicą jest to, że napięcie musi być ustawione na około 26 V.

Wydaje się, że taka konfiguracja działa prawidłowo, ale sterownik prawdopodobnie będzie mniej wydajny w tym trybie, chyba że napięcie wejściowe zostanie podniesione do około 24 V.

Aby dopasować go do baterii 24 V, możesz zmienić próg UVLO zmieniając rezystor 82 kΩ na 160 kΩ i rezystor 10 kΩ na 9,1 kΩ. Spowoduje to ustawienie progu na około 22,8 V.

Jak wspomniano w ramce „Cechy i specyfikacja”, można również używać sterownika jako ładowarki akumulatorów zasilanej prądem stałym, konwertera 24 V na 12 V lub konwertera 12 V na 24 V do wielu różnych celów.

W przypadku konwertera 24 V na 12 V ograniczenie wyjściowe można ustawić na 8 A, z bezpiecznik F2 na 10 A, ale z F1 zmniejszonym do 5 A. W takim przypadku należy również zmienić rezystor 82 kΩ na 180 kΩ.

W przypadku konwertera 12 V do 24 V, bezpiecznik F1 powinien być na prąd 10 A, a F2 na 5 A, z odpowiednim ograniczeniem prądu w pobliżu 5 A ustawionym za pomocą VR2. ■

Tim Blythman

REKLAMA



przejrzysz i kupisz
na **www.ulubionykiosk.pl**

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

eprasa.pl 1afb95dbdc

Wzmacniacz mocy z układem scalonym TDA7293 do pomiarów elektroakustycznych

Opisano prosty układ elektroniczny wzmacniacza mocy oparty na układzie scalonym TDA7293, służący do przeprowadzania pomiarów elektroakustycznych. Jego główną zaletą jest klasyczna konstrukcja, w której jeden z zacisków wyjściowych znajduje się na potencjale masy, co ma kluczowe znaczenie podczas przeprowadzania pomiarów. Samodzielne wykonanie tego urządzenia może stanowić ciekawą alternatywę dla zakupu fabrycznych wzmacniaczy mocy o wielokrotnie wyższych cenach. Wzmacniacz będący przedmiotem artykułu nie ustępuje pod względem parametrów elektrycznych i użytkowych wyrobom produkowanym seryjnie. Urządzenie to można szczególnie polecić pasjonatom elektroniki i elektroakustyki.

Wprowadzenie

W praktyce inżynierskiej podczas przeprowadzania pomiarów elektroakustycznych bardzo często zachodzi potrzeba wykorzystania wzmacniacza mocy o możliwie szerokim paśmie przenoszenia i niskich zniekształceniach. W latach siedemdziesiątych ubiegłego wieku wyspecjalizowane ośrodki pomiarowe wykorzystywały do tego celu wzmacniacz mocy typu 2706 produkowany przez duńską firmę Brüel & Kjær. Obecnie wzmacniacz ten dostępny jest jedynie na rynku wtórnym (np. na portalu eBay) i osiąga tam ceny wynoszące około 3500 złotych plus koszty przesyłki. Produkowany współcześnie odpowiednik tego wzmacniacza, typu 2718, może być zamawiany jedynie przez przedsiębiorstwa prowadzące działalność gospodarczą i polskie przedstawicielstwo handlowe firmy Brüel & Kjær podało cenę katalogową wynoszącą 20 000 złotych netto (sic!). Na portalu internetowym AliExpress można znaleźć zmodyfikowaną kopię tego wzmacniacza, typu YE2706A, produkcji chińskiej firmy Sinocera ale cena jego zakupu to około 4500 złotych plus koszty przesyłki. Jednocześnie można zauważyć pewnego rodzaju tendencję wśród pasjonatów elektroniki i elektroakustyki, polegającą na podejmowaniu prób wykorzystywania do przeprowadzania pomiarów tanich chińskich modułów zawierających scalone wzmacniacze mocy pracujące w klasie D. Brak szerszego zrozumienia zasady działania tego typu układów prowadzi do oczywistych błędów, od których aż roi się wśród nagrań publikowanych na portalu internetowym YouTube. O ile wzmacniacze klasy D zasilane symetrycznie, w których jeden z zacisków wyjściowych znajduje się na potencjale



Wygląd zewnętrzny wzmacniacza mocy z układem scalonym TDA7293

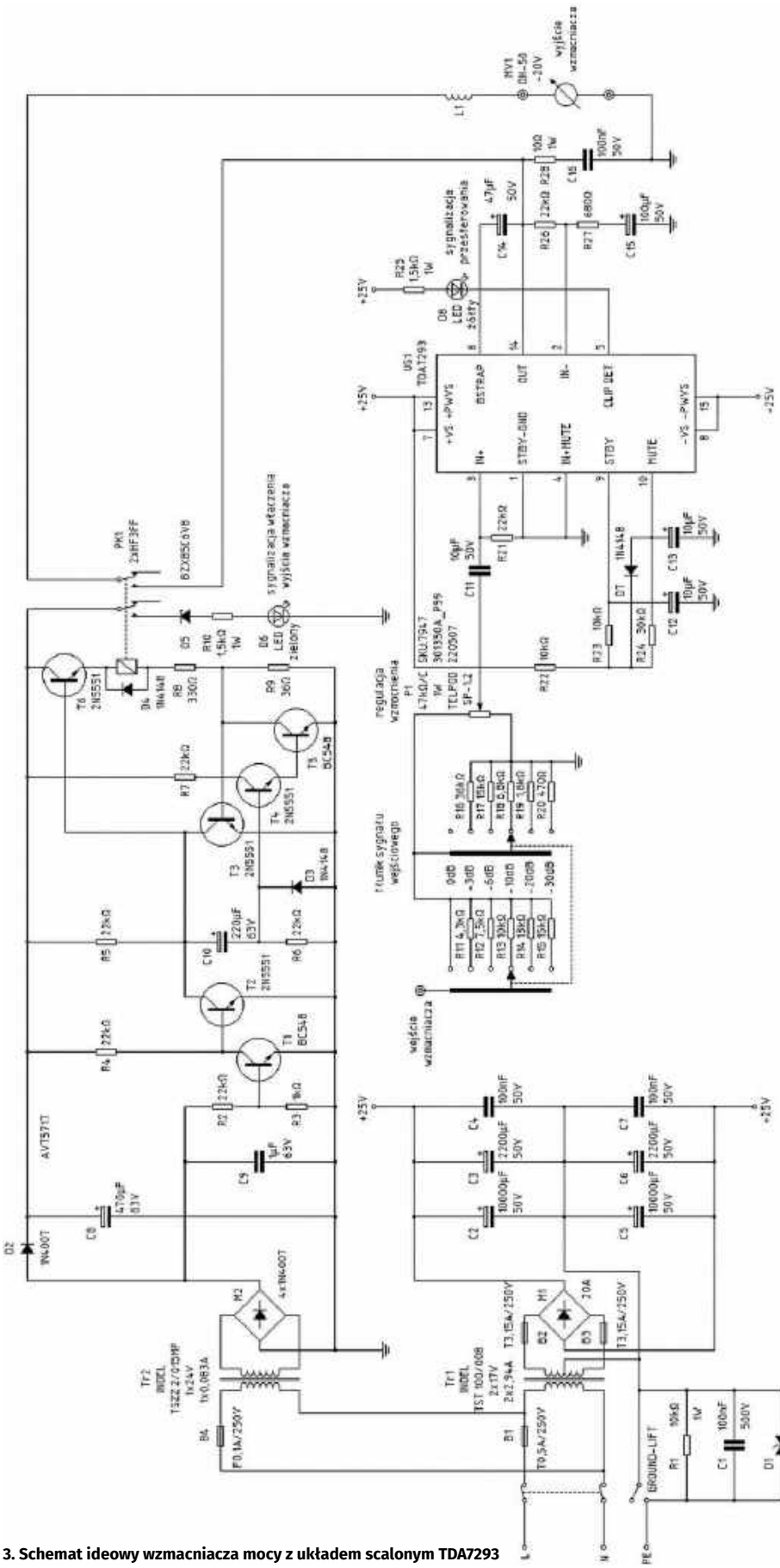


1. Wygląd zewnętrzny wzmacniacza typu 2706 produkcji duńskiej firmy Brüel & Kjær
Źródło: https://www.bksv.com



2. Wygląd zewnętrzny wzmacniacza typu YE2706A produkcji chińskiej firmy Sinocera
Źródło: https://pl.aliexpress.com

eprasa.pl 1afb95dbdc



3. Schemat ideowy wzmacniacza mocy z układem scalonym TDA7293

Źródła zakupu elementów:

Poniżej zamieszczono wykaz najbardziej potrzebnych elementów wraz ze źródłami internetowymi. Pozostałe drobne elementy można zakupić w sklepach stacjonarnych:

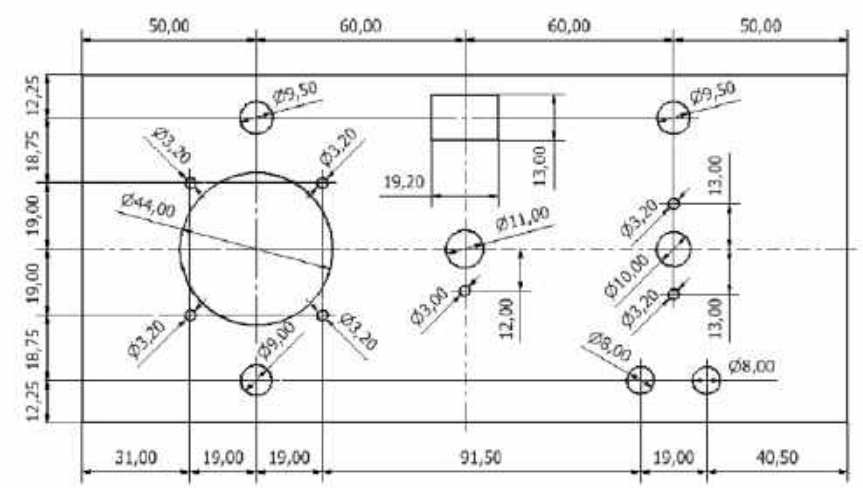
- Moduł wzmacniacza z układem TDA7293 – typ: SKU:7947, 301350A_P59, 220507 (https://tiny.pl/wzq-d5wv)
- Zestaw do samodzielnego montażu typu AVT5717 (https://tiny.pl/w4hqtp1g)
- Transformator toroidalny Indel typu TST 100/008 – 2×17 V, 2×2,94 A, 230 V AC (https://tiny.pl/n0py_tb4)
- Radiator typu A5724, 124 mm×35 mm×50 mm, 2K/W (https://tiny.pl/csr07mpx)
- Woltomierz analogowy napięcia przemiennego typu DH-50, 20 V RMS (https://tiny.pl/5_jdzyw1)
- Obudowa metalowa 220 mm×100 mm×240 mm, typ: T93 (https://tiny.pl/dzk57n31)
- Gniazdo BNC montowane do obudowy (https://tiny.pl/sbzt4mms)
- Przełącznik obrotowy dwusekcyjny sześciopozycyjny (https://tiny.pl/068g1pwf)
- Gniazdo laboratoryjne bananowe 4 mm, 10 A, 60 V DC, czerwone (https://tiny.pl/bpzzd86c)
- Gniazdo laboratoryjne bananowe 4 mm, 10 A, 60 V DC, czarne (https://tiny.pl/wd10pcbq)
- Potencjometr Telpod SP-1.2, 47 kΩ, C, 1 W, oś ∅ 25 mm (https://tiny.pl/6ytgn6wt)
- 2× kondensator Jamicon, seria LP, 10000 µF, 50 V, ∅ 35 mm×35 mm, SNAP-IN (https://tiny.pl/wscdnn11)
- Kondensator foliowy 10 µF, 50 V, 5%, MKT, Wima (https://tiny.pl/z4frr0tn)
- Włącznik sieciowy z czerwonym podświetleniem (https://tiny.pl/48dnpr5q)
- 2× pokrętło regulacyjne (https://tiny.pl/5trmzs8j)
- 3× gniazdo bezpiecznikowe (https://tiny.pl/1k-5j1fr)

masy, nadają się do przeprowadzania pomiarów elektroakustycznych, o tyle najtańsze moduły ze wzmacniaczami klasy D zasilanymi niesymetrycznie nie nadają się do przeprowadzania tego typu pomiarów i próba podłączenia sondy oscyloskopowej nieposiadającej separacji galwanicznej do wyjścia takiego wzmacniacza zakończy się zwarciem jednego z zacisków wyjściowych do masy i w najlepszym wypadku zadziałaniem zabezpieczenia przeciwzwarciowego a w najgorszym wypadku uszkodzeniem modułu, ponieważ we wzmacniaczach klasy D wykonanych w tego typu konfiguracji, żaden z zacisków wyjściowych nie znajduje się na potencjale masy.

Opis układu

Układ elektroniczny bazuje na chińskim module z układem scalonym TDA7293, typu SKU:7947, 301350A_P59, 220507, jaki można w niskiej cenie zakupić na portalach internetowych typu Allegro lub AliExpress. Stopień mocy zasilany jest z sieci prądu przemiennego o napięciu skutecznym wynoszącym 230 V za pośrednictwem toroidalnego transformatora Indel typu TST 100/008, dostarczającego napięcia 2×17 V i posiadającego wydajność prądową 2×2,94 A. Urządzenie wyposażone jest w układ typu „Ground-Lift" (składający się z elementów: R1, C1 oraz D1) służący do przerywania pętli masy. Napięcia z uzwojeń

eprasa.pl 1afb95dbdc



4. Rysunek techniczny objaśniający sposób rozmieszczenia otworów montażowych na przedniej ściance wzmacniacza mocy z układem scalonym TDA7293



5. Wygląd zewnętrzny przedniej ścianki wzmacniacza mocy z układem scalonym TDA7293



6. Zjawisko wzbudzenia się układu na częstotliwości ok. 1 MHz, pod wpływem pracy z obciążeniem o charakterze reaktancyjnym, któremu zapobiega zastosowanie cewki L1 na wyjściu wzmacniacza mocy



7. Chiński moduł wzmacniacza z układem TDA7293 z oznaczonymi elementami elektronicznymi (kondensatorami), które należy wymienić
Źródło: https://allegro.pl



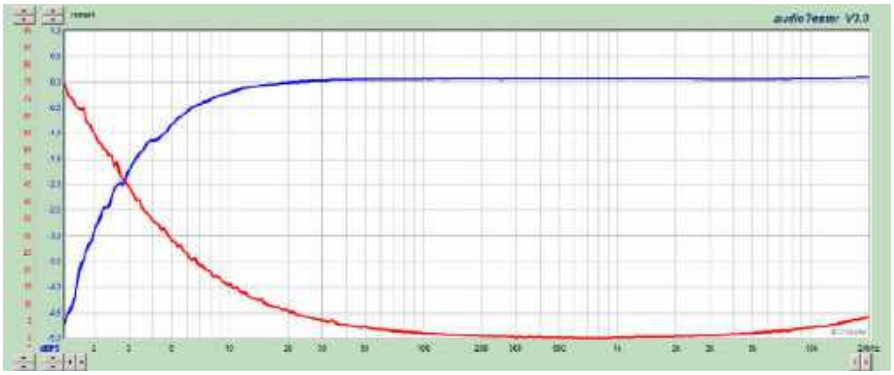
8. Woltomierz analogowy napięcia przemiennego typu DH-50, 20 V RMS
Źródło: https://pl.aliexpress.com

transformatora są prostowane i filtrowane przez elementy M1, C2, C3, C4, C5, C6 oraz C7. Uzwojenie pierwotne zabezpieczone jest bezpiecznikiem B1, natomiast uzwojenia wtórne bezpiecznikami B2 oraz B3. Równolegle z zasilaczem stopnia mocy z sieci zasilany jest także układ stanowiący zestaw do samodzielnego montażu typu AVT5717 pracujący jako opóźnienie załączenia wyjścia wzmacniacza. Pomiędzy bezpiecznikami B1 oraz B4 występuje stopniowanie i zadziałanie zabezpieczenia stopnia mocy spowoduje natychmiastowe odłączenie zasilania od układu opóźniającego i w rezultacie odłączenie wyjścia wzmacniacza od stopnia mocy. Opis techniczny objaśniający zasadę działania opóźniacza można znaleźć w instrukcji do zestawu typu AVT5717. Na wejściu wzmacniacza mocy znajduje się zespół oporowych dzielników napięcia umożliwiający skokowe tłumienie sygnału w zakresie: 0 dB, –3 dB, –6 dB, –10 dB, –20 dB oraz –30 dB. Za płynną regulację wzmocnienia odpowiada potencjometr P1. W chińskim module typu SKU:7947, 301350A_P59, 220507 wprowadzono trzy modyfikacje. Kondensator C11 o pojemności 1 µF i napięciu pracy 50 V na wejściu stopnia mocy zamieniono na kondensator foliowy o pojemności 10 µF i napięciu pracy 50 V produkcji firmy Wima. Z kolei kondensator C15 o pojemności 47 µF i napięciu pracy 50 V w pętli sprzężenia zwrotnego wymieniono na kondensator elektrolityczny unipolarny o pojemności 100 µF i napięciu pracy 50 V. Obydwa te zabiegi służyć mają obniżeniu dolnej granicznej częstotliwości pasma przenoszenia. Trzecią modyfikację stanowi dołączenie do wyjścia wzmacniacza cewki powietrznej L1, która tworzy filtr ultrasoniczny zapobiegający wzbudzaniu się układu

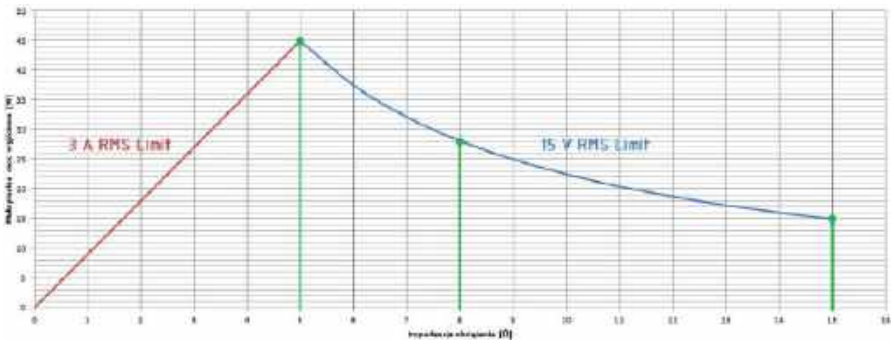


9. Zestaw do samodzielnego montażu typu AVT5717 – opóźniacz dołączenia głośników
Źródło: https://sklep.avt.pl

eprasa.pl 1afb95dbdc



10. Pasmo przenoszonych częstotliwości: linia niebieska – charakterystyka amplitudowo-częstotliwościowa, linia czerwona – charakterystyka fazowo-częstotliwościowa, 15 V RMS na obciążeniu rezystancyjnym 8 Ω

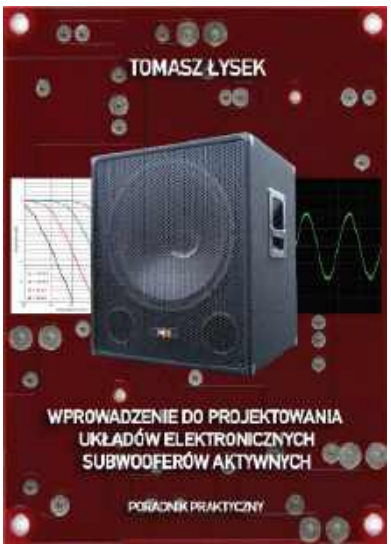


11. Maksymalna moc wyjściowa wzmacniacza w funkcji impedancji obciążenia

na częstotliwości ok. 1 MHz pod wpływem współpracy wzmacniacza mocy z obciążeniem o charakterze reaktancyjnym. Cewkę tę należy wykonać we własnym zakresie, nawijając ok. 7...8 zwojów drutem nawojowym emaliowanym o średnicy 1 mm na średnicy wewnętrznej równej ok. 10 mm. Układ zawiera także dwie diody LED informujące użytkownika o załączeniu wyjścia wzmacniacza mocy – dioda D6 a także o ewentualnym wystąpieniu zjawiska przesterowania (ang. „clipping") – dioda D8. Do wyjścia wzmacniacza dołączony został woltomierz napięcia przemiennego o napięciu pracy 20 V RMS. Nie jest on dostępny w naszym kraju ale można go sprowadzić z Chin za pośrednictwem portalu internetowego AliExpress. Układ elektroniczny jest gotowy do pracy zaraz po montażu i nie wymaga przeprowadzania żadnych regulacji jednak ze względów bezpieczeństwa pierwsze uruchomienie należy wykonać dołączając wzmacniacz do sieci zasilającej za pośrednictwem sześćdziesięciowatowej żarówki z włóknem wolframowym. Podczas załączania napięcia zasilania powinna ona lekko rozbłysnąć a następnie zgasnąć po naładowaniu się elektrolitycznych kondensatorów unipolarnych filtra zasilacza. W ten sposób za równowartość kilkuset złotych jesteśmy w stanie zbudować w pełni funkcjonalne urządzenie zapewniające nam bardzo szerokie możliwości pomiarowe.

Parametry układu

- **Parametry użytkowe:**
  - pomiar napięcia RMS na wyjściu wzmacniacza,
  - sygnalizacja stanu przesterowania,
  - opóźnienie załączenia wyjścia wzmacniacza,
  - sygnalizacja załączenia wyjścia wzmacniacza,
  - zabezpieczenie termiczne i przeciwzwarciowe.
- **Parametry elektryczne:**
  - moc wyjściowa: 28 VA RMS (obciążenie rezystancyjne 8 Ω),
  - wzmocnienie napięciowe: +30 dB,
  - impedancja wejściowa: 15 kΩ,
  - czułość wejściowa: 470 mV RMS,
  - THD: 0,005 % (dla mocy 5 W przy częstotliwości 1 kHz),
  - maksymalne napięcie wyjściowe: 15 V RMS,
  - tłumienie sygnału na wejściu: 0 dB, –3 dB, –6 dB, –10 dB, –20 dB, –30 dB,
  - pasmo przenoszenia: 2 Hz – 20 kHz (–3 dB),
  - wymiary gabarytowe: 100 mm (wysokość)×220 mm (szerokość)×240 mm (głębokość),
  - napięcie pracy: 230 V AC, 50 Hz.



12. Okładka książki pt. „Wprowadzenie do projektowania układów elektronicznych subwooferów aktywnych. Poradnik praktyczny"

Książka o układach elektronicznych do subwooferów aktywnych

Zapraszam do zapoznania się z moją najnowszą książką pt. „Wprowadzenie do projektowania układów elektronicznych subwooferów aktywnych. Poradnik praktyczny": https://youtu.be/KIo1eqxj4AE, https://youtu.be/gpQe89R5HEk. ■

mgr inż. Tomasz Łysek

REKLAMA

numery archiwalne • prenumerata • książki
www.UlubionyKiosk.pl

eprasa.pl 1afb95dbdc



Materiały dodatkowe dostępne są na stronie Silicon Chip: https://tiny.pl/64kjj4j4
Materiały dodatkowe są również dostępne na stronie elportal.pl/do-pobrania

Bezpieczna i niskonapięciowa zgrzewarka kondensatorowa CD Welder, część 2

Zgrzewarka kondensatorowa CD Welder została zaprojektowana tak, aby każdorazowo dostarczać odpowiednią ilość energii zgrzewania. Stanowi świetną konstrukcję, która, o ile postępujesz zgodnie z naszymi radami, jest łatwa w budowie i bezpieczna w użyciu. Poprzednim razem opisaliśmy zasadę działania zgrzewarki, teraz przechodzimy do omówienia jej montażu.

Ostrzeżenie dotyczące bezpieczeństwa

Zgrzewanie kondensatorowe polega na generowaniu impulsów prądowych o bardzo dużym natężeniu, co w konsekwencji prowadzi do wytwarzania silnych pól magnetycznych. Nie buduj ani nie korzystaj z tego projektu, jeśli masz rozrusznik serca lub podobne wrażliwe urządzenie.
Zgrzewarka może generować iskry i ciepło. Użytkownicy muszą nosić odpowiednie środki ochrony osobistej, takie jak okulary spawalnicze AS/NZS 1337.1, DIN 169 Shade 3. Zapewniają one ochronę mechaniczną oraz ochronę przed promieniowaniem IR/UV.



eprasa.pl 1afb95dbdc

Zgrzewarka kondensatorowa składa się z trzech głównych modułów elektronicznych: zasilacza odpowiedzialnego za ładowanie kondensatorów, modułu sterownika wyznaczającego moment, w którym napięcie jest przykładane do końcówek zgrzewających oraz banku modułów magazynowania energii, zwykle składającego się z około 10 modułów połączonych wspólną parą szyn zbiorczych. Moduły zawierają kondensatory magazynujące i MOSFET-y.

Dzięki modułowemu podejściu można nie tylko skalować system do swoich potrzeb, ale także obniżyć koszt PCB. Montaż urządzenia jest stosunkowo prosty. Budujesz i testujesz moduły, montujesz je w obudowie, wykonujesz końcówki spawalnicze i kable, a na koniec łączysz wszystko ze sobą.



CD Welder jest w pełni zmontowany i gotowy do użycia

Budowa

Pierwszym krokiem w budowie zgrzewarki CD Welder jest montaż modułu zasilacza, modułu sterownika oraz kilku modułów magazynowania energii (ESM). Każdy z nich jest zbudowany na innej płytce drukowanej, ale wszystkie mają ten sam rozmiar 150 mm × 42,5 mm.

Zaczniemy od modułu zasilania. Jego płytka drukowana jest oznaczona kodem 29103221. Na **rysunku 6** został pokazany schemat montażowy, umożliwiający łatwą lokalizację poszczególnych elementów.

Zacznij od przylutowania jedynego kondensatora ceramicznego SMD (100 nF) w pobliżu układu scalonego stabilizatora MC34167. Następnie zamontuj wzmacniacz prądu INA282 w obudowie SMD (SOIC). Zwróć uwagę na jego kierunek montażu. Przed przylutowaniem układu upewnij się, że jego pierwsza nóżka jest skierowana tak, jak pokazano na schemacie montażowym, a następnie sprawdź, czy podczas montażu nie powstały mostki.

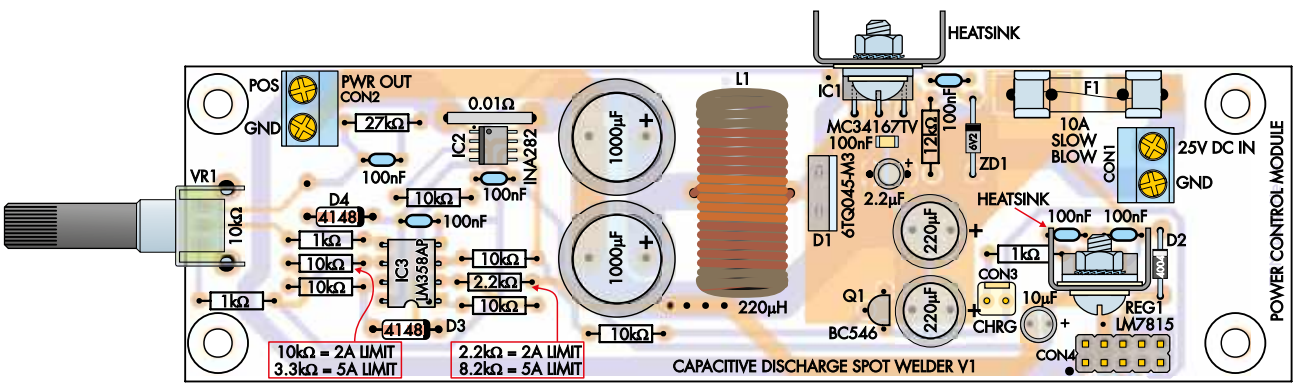
Następnie zamontuj wszystkie rezystory i diody (z wyjątkiem diody D1). Paski oznaczające katody diod powinny być skierowane tak, jak pokazano na rysunku. Wyższy rezystor bocznikowy pozostaw na koniec. Używane są trzy różne typy diod: 1N4148, 1N4004 i Zenera, więc nie należy ich pomylić.

Zwróć uwagę na dwie różne opcje wartości rezystora pokazane na rysunku 6. Jeśli używasz zasilacza DC, który może dostarczyć prąd co najmniej 5 A, możesz użyć wartości pokazanych dla ładowania 5 A. W przeciwnym razie należy pozostać przy ładowaniu prądem 2 A.

Teraz należy zamontować jedyny tranzystor zgodnie z rysunkiem, a następnie wszystkie kondensatory. Wiele z nich nie jest spolaryzowanych, a te, które są spolaryzowane (elektrolityczne) mają dłuższe dodatnie wprowadzenia skierowane w stronę padów po prawej stronie. Należy pamiętać, że chociaż można użyć kondensatorów MKT 100 nF, wielowarstwowe kondensatory ceramiczne również będą wystarczające.

Następne w kolejności montażu są złącza. Na płytce są dwa zaciski śrubowe, spolaryzowane gniazdo dla diody LED sygnalizującej ładowanie i gniazdo 2×5 pinów do podłączenia innych modułów. Upewnij się, że zaciski śrubowe mają otwory na kable skierowane na zewnątrz płytki, jak pokazano na rysunku.

Zamontuj diodę 6TQ045-M3 (D1) blisko płytki, dociskając ją całkowicie przed



Rysunek 6. Płytka zasilacza jest zbudowana głównie z elementów przewlekanych. Jedyne elementy SMD to IC2 i jeden kondensator 100 nF w pobliżu IC1, więc zamontuj je w pierwszej kolejności. Zwróć uwagę na kierunek montażu IC2, IC3, diod, kondensatorów elektrolitycznych, REG1 i listew zaciskowych

eprasa.pl 1afb95dbdc

zagięciem wyprowadzeń i lutowaniem. Zamontuj również zaciski bezpiecznika (wypustkami na zewnątrz) i bezpiecznik, wzmacniacz operacyjny LM358 i potencjometr regulacji napięcia liniowego 10 kΩ.

Teraz zamontuj stabilizator LM7815 i przymocuj mały radiator za pomocą śruby, podkładki sprężystej i nakrętki, ponieważ układ ten nagrzewa się podczas pracy.

Na płytce należy zamontować cewkę toroidalną 220 µH, a następnie stabilizator MC34167. Wymaga on również małego radiatora, takiego jak Altronics H0625 z tuleją izolacyjną i podkładką silikonową. Radiator należy zamocować do stabilizatora za pomocą śruby M3, podkładki gwiazdowej oraz nakrętki.

Płyta sterowania

Płytka drukowana sterownika jest oznaczona kodem 29103222 (**rysunek 7**).

Zacznij od zainstalowania wszystkich rezystorów i diod, sprawdzając, czy diody są ustawione we właściwej orientacji. Następnie zamontuj cztery układy czasowe NE555, z oznaczeniami pinu pierwszego po lewej stronie.

Następnie zamontuj wszystkie kondensatory ceramiczne MKT i elektrolityczne. Zwróć uwagę na użycie dwóch różnych typów kondensatorów 1 µF, a także różnych typów kondensatorów 220 nF. Dłuższe (dodatnie) wyprowadzenia kondensatorów elektrolitycznych mają zostać umieszczone w otworach oznaczonych znakiem + na warstwie opisowej PCB.

Teraz zamontuj mały tranzystor, zgodnie z rysunkiem, a następnie potencjometr 100 kΩ oraz złącza 2-stykowe i 10-stykowe.

Jeśli chcesz umożliwić wybór trybu dwuimpulsowego, wykonaj kabel z przełącznikiem na jednym końcu i wtyczką na drugim, umożliwiającą podłączenie do CON8. Alternatywnie można zamontować zworkę na CON8 i trwale ustawić tę opcję, tak jak my to zrobiliśmy.

Moduły magazynowania energii

Płytki ESM są oznaczone kodem 29103223. Elementy należy zamontować na nich tak, jak to pokazano na **rysunkach 8** i **9**. Prawdopodobnie na tym etapie wiesz już, ile potrzebujesz kondensatorów i już wcześniej dokonałeś ich zakupu. Zasadniczo na płytkę przypadają trzy kondensatory, ale niektóre zalecane konfiguracje wymagają dwóch. Należy wówczas zamontować dwa najbliżej złączy.

Zacznij od zamontowania rezystorów i kondensatorów do montażu powierzchniowego. Upewnij się, że kondensatory 100 nF są zamontowane po obu stronach sterownika MOSFET (IC8). Następnie przylutuj go, uważając, aby nie zewrzeć żadnych nóżek (możesz usunąć wszelkie mostki za pomocą pasty topnikowej i plecionki lutowniczej).

Następnie zamontuj diodę flyback RFN20NS (D9) na płytce drukowanej. Łatwiej jest najpierw rozprowadzić cienką warstwę topnika na wszystkich polach. Konieczne będzie dostarczenie dużej ilości ciepła do płytki drukowanej. Zacznij od przylutowania dwóch anod, a następnie przylutuj główny korpus diody. Taki sposób powinien umożliwić wykonanie dobrego połączenia lutowanego bez nadmiernego grzania komponentu i laminatu.

Następnie zamontuj dwa MOSFET-y, przycinając na krótko ich wyprowadzenia. Ich radiatory muszą być skierowane na zewnątrz płytki, a nóżki źródła i drenu łączą się z dużymi obszarami miedzi. Połączenia te będą narażone na bardzo wysokie impulsy prądowe, więc podczas lutowania należy bardzo dobrze rozgrzać zarówno nogę komponentu jak i miedziany pad na płytce PCB, oraz dosunąć rozsądną ilość cyny, aby utworzyć solidne połączenia zapewniające dobry kontakt elektryczny.

Teraz zamontuj złącze 2×5 pinów, blok zacisków i wreszcie kondensatory. Upewnij się, że ich dodatnie strony są skierowane we wskazanym kierunku, a ujemne są zwrócone przeciwnie. Odwrócenie polaryzacji kondensatorów doprowadzi bez wątpienia do sporej eksplozji!

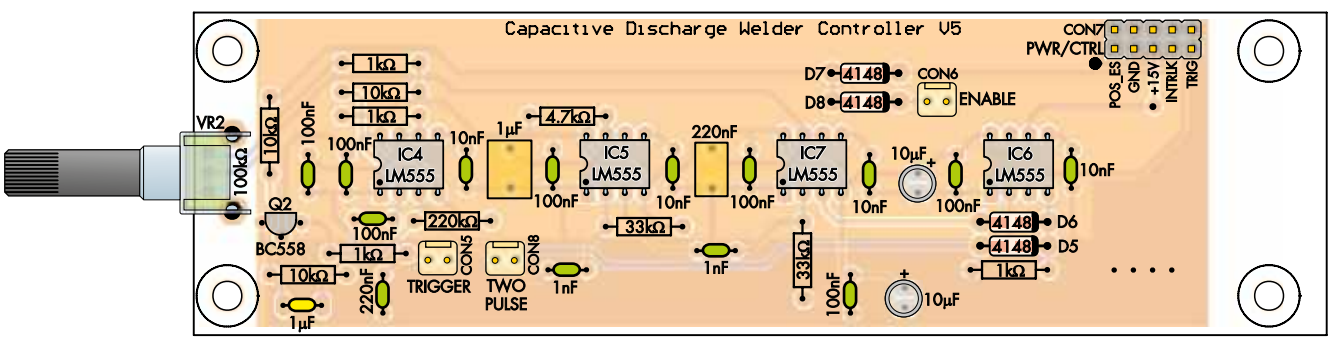
Zmontuj tyle modułów ESM, ile potrzebujesz i po ich przetestowaniu, przejdź do montażu końcowego.

Testowanie

Zacznij od przetestowania poszczególnych modułów, zaczynając od modułu zasilania. Na początek należy przylutować wyprowadzenia jednej diody LED do elastycznego kabla dwużyłowego (np. mogą to być dwa przewody oderwane z tasiemki) i przylutować lub zacisnąć drugi koniec do złącza wtykowego, a następnie podłączyć go do CON3, złącza LED ładowania. Upewnij się, że anoda (dłuższa nóżka diody LED) jest podłączona do pinu pierwszego.

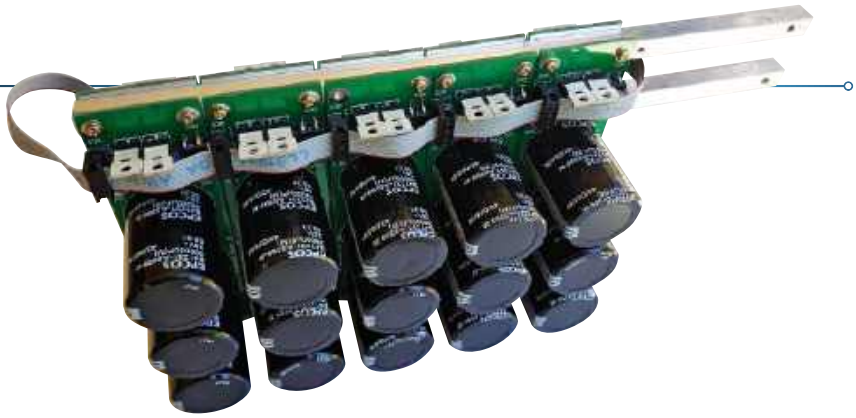
Podłącz płytkę zasilacza do źródła napięcia stałego co najmniej 25 V – dopuszczalne jest napięcie do 35 V. Upewnij się, że ustawiłeś ograniczenie prądu (2 A lub 5 A), odpowiednie dla posiadanego źródła zasilania. Ustaw multimetr na odpowiedni zakres pomiaru napięcia stałego i umieść rezystor 82 Ω 5 W w złączu CON2 „Power Output". Podłącz zasilanie i sprawdź:

- Czy napięcie wyjściowe układu LM7815 wynosi 15 V ±0,25 V. Jego wyjście jest dostępne na nóżce 2 CON4. Jeśli tak nie jest, należy sprawdzić, czy jest prawidłowo podłączone i czy nie ma zwarć.
- Czy napięcie na nóżce 1 złącza CON2 „Power Out" wynosi od 2 V do 25 V. Sprawdź również, czy można to napięcie zmieniać za pomocą potencjometru VR1. Jeśli regulacja nie działa, sprawdź następujące elementy:
- Czy orientacja układu INA282 (IC2) jest prawidłowa.
- Czy rezystor testowy 82 Ω jest prawidłowo podłączony (np. zmierz rezystancję na zaciskach CON2).
- Czy układ MC34167 generuje sygnał 72 kHz, który powinien być dostępny na nóżce 2.



Rysunek 7. Płytka sterownika zawiera wyłącznie elementy do montażu przewlekanego, a jej montaż jest prosty. Ponownie należy uważać, aby zamontować diody, kondensatory elektrolityczne i układy scalone zgodnie z rysunkiem

eprasa.pl 1afb95dbdc



Układ szyn zbiorczych dla 10 modułów, po pięć po obu stronach szyn tych szyn. Otwory na końcach szyn są wywiercone i gwintowane gwintem M4, aby przytwierdzić przewody zgrzewające. Wszystkie pozostałe otwory mają gwint M3. Zastosowaliśmy odpowiednią długość szyn, aby wystawały przez otwory w obudowie, celem uniknięcia dodatkowych połączeń pośrednich

- Czy D1 jest umieszczona prawidłowo.
- Czy na nóżce 1 sprzężenia zwrotnego układu MC34167 występuje napięcie około 5,05 V. Jeśli nie, sprawdź, czy wzmacniacz operacyjny LM358 działa prawidłowo. Sprawdź napięcia na jego nóżkach zasilania i uziemienia (odpowiednio piny 8 i 1) i sprawdź, czy napięcie na pinie wejściowym 5 jest odpowiednią częścią napięcia wyjściowego, a na nóżce 7 ma ono wartość wzmocnioną. Sprawdź, czy diody D4 i D5 mają prawidłowy kierunek montażu.

Zakładając, że wszystko działa prawidłowo, umieść amperomierz na zakresie 10 A na zaciskach CON2 i sprawdź, czy prąd jest zbliżony do oczekiwanego 2 A lub 5 A. Jeśli nie, szukaj problemów w otoczeniu układu INA282 (IC2).

Testowanie sterownika

Do przetestowania sterownika najlepiej będzie się nadawał oscyloskop. Wykonaj 10-żyłową tasiemkę IDC, która zostanie użyta do połączenia modułu zasilacza z modułem sterownika. Upewniaj się, że pin 1 łączy się z pinem 1. Podłącz zasilanie i sprawdź następujące elementy:

- Każdy układ NE555 ma napięcie 15 V na nóżce 8.
- Baza tranzystora Q1 jest podciągana do poziomu 0,6 V szyny 15 V, wyłączając go.
- Na wyjściu TRIGGER układu IC6 (nóżka 3) jest napięcie bliskie 0 V

Kolejna część jest najłatwiejsza, jeśli zmontujesz wyzwalacz pedału nożnego, przedłużając istniejący przewód dwumetrowym kablem mikrofonowym. Możesz po prostu odciąć ekran, ponieważ nie jest on wymagany – wystarczy użyć dwóch wewnętrznych przewodów, a następnie zabezpiecz połączenie przez nałożenie kilku warstw folii termokurczliwej.

Teraz tymczasowo przylutuj kawałek giętkiego podwójnego przewodu do drugiego końca (np. odizolowanego od zapasowej tasiemki) i przylutuj/zaciśnij go do wtyczki łączącej się z CON5.

Podłącz oscyloskop do nóżek wyjściowych (pin 3) układów IC4, IC5 i IC7. Jeśli masz tylko jednokanałowy lub dwukanałowy oscyloskop, zacznij od IC4 i/lub IC5, a resztę przetestuj później.

Naciśnij przycisk nożny i sprawdź, czy układ IC4 generuje impuls o długości około 0,1 ms, a układ IC5 generuje impuls o długości około 5 ms. Następnie sprawdź, czy układ IC7 generuje impuls o długości, którą można regulować za pomocą potencjometru VR2, od około 0,2 ms do ponad 20 ms.

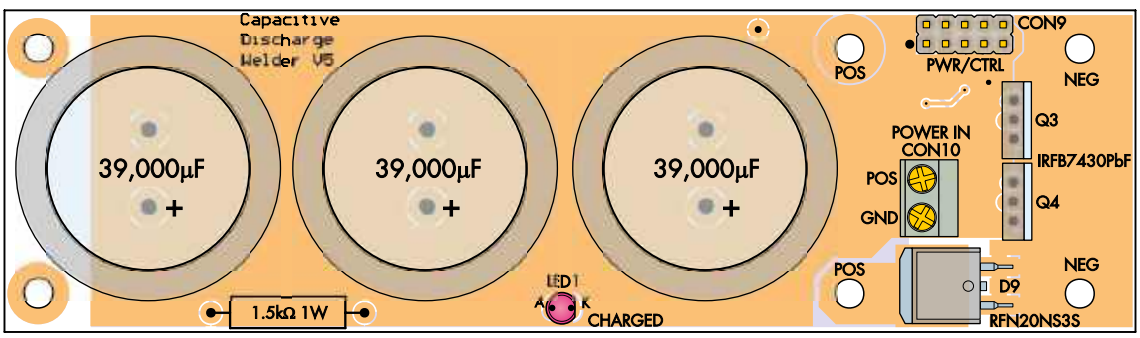
Następnie sprawdź, czy wyjście wyzwalające na pinie 9 złącza 2×5 (lub nóżce 3 układu IC7) generuje jeden lub dwa impulsy, zgodnie z ustawieniem przełącznika lub zworki na CON8.

Jeśli występują problemy, sprawdź zasilanie układów scalonych NE555. Między nóżkami 8 i 1 każdego układu powinno być 15 V.

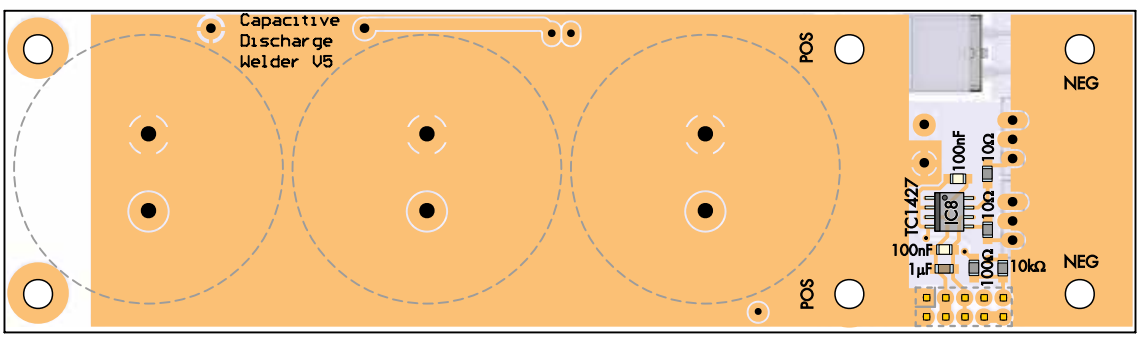
Sprawdź, czy wejście wyzwalające (nóżka 2 IC4) jest w stanie niskim, a wejścia kolejnych NE555 dostają krótki impuls ujemny (jest tu sprzężone pojemnościowe, więc oglądaj przebiegi oscyloskopem).

Sprawdź również, czy diody mają właściwy kierunek montażu, czy Q2 jest rzeczywiście typu PNP i czy linia INHIBIT nie jest podciągana przez zasilacz.

Przed przystąpieniem do montażu zgrzewarki CD Welder należy zadbać o to, by działanie zasilacza i modułów sterownika było prawidłowe.



TOP OF MODULE PCB



UNDERSIDE OF MODULE PCB

Rysunek 8 i 9. ESM zawiera elementy montowane po obu stronach płytki PCB, chociaż elementy na spodzie ograniczają się do kilku sztuk komponentów SMD w pobliżu MOSFET-ów – są to przede wszystkim układ scalony sterownika i otaczające go elementy pasywne. Najpierw zamontuj wszystkie te elementy, a następnie odwróć płytkę i przylutuj pozostałe elementy do górnej strony. Należy bardzo uważać na kierunek montażu kondensatorów elektrolitycznych i tranzystorów MOSFET, ponieważ umieszczenie ich w odwróconej orientacji może być katastrofalne w skutkach

eprasa.pl 1afb95dbdc

Testowanie ESM

Aby sprawdzić moduły magazynowania energii, podłączaj je pojedynczo do sterownika i ładowarki. Do podłączenia złącza Power Out na płycie zasilacza (CON2) do złącza Power In (CON10) w module magazynowania energii użyj przewodu o średniej obciążalności (miedź o średnicy 0,7 mm/21AWG), takiego jak Altronics Cat W2261/W2260 lub Jaycar Cat WH3045/WH3046. Do połączenia ze sobą zasilacza, płyty sterownika i modułu ESM potrzebny będzie również przewód sterujący z trzema 10-stykowymi gniazdami typu IDC.

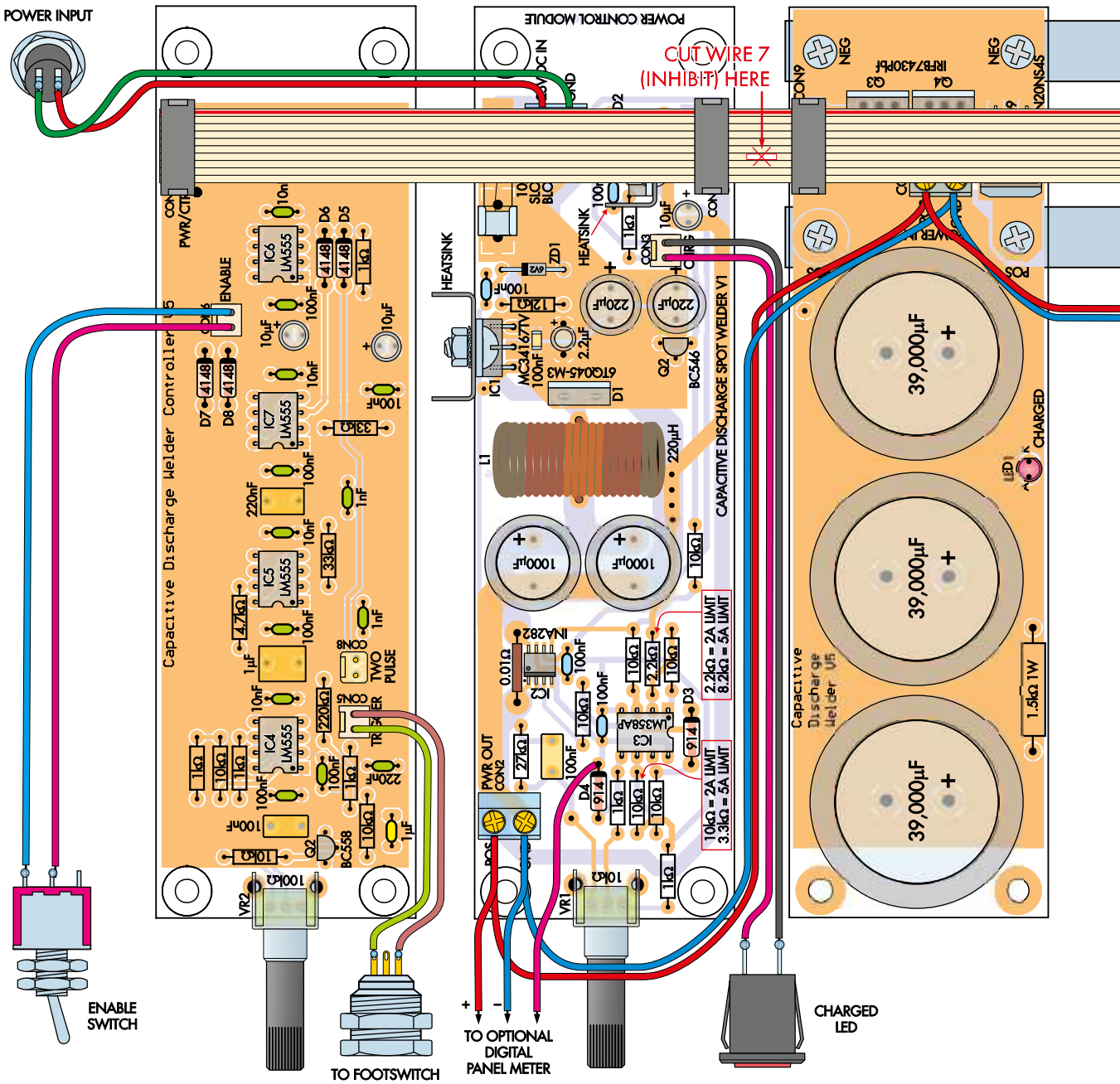
Za pomocą śrub M3 16 mm, nakrętek i podkładek połącz rezystor testowy 82 Ω 5 W do wyjścia ESM. Podłącz zasilanie i sprawdź, czy kondensatory ładują się oraz czy można regulować napięcie za pomocą VR1.

Połączenie „Output –VE" (tuż przy krawędzi płytki drukowanej) zostanie podciągnięte do tego samego napięcia przez rezystor 82 Ω. Do obserwacji napięcia na tym pinie użyj oscyloskopu i naciśnij przycisk wyzwalający zgrzewanie. Na gnieździe zasilania znajduje się wygodne uziemienie, dodaliśmy również uziemienie na płytce między kondensatorami.

Po wyzwoleniu powinno być widoczne, jak wyjście jest przyciągane do masy w dwóch impulsach (w przypadku załączenia trybu podwójnego impulsu). Jeśli tak nie jest, użyj oscyloskopu do sprawdzenia impulsów wyzwalających na kablu sterującym, sprawdź linię +15 V i sprawdź, czy TC1427 wysyła impulsy do bramek MOSFET-ów. Sprawdź całe okablowanie i kierunek montażu elementów.

Teraz zamień rezystor 82 Ω na rezystor 0,27 Ω 5 W. Powtórz test i sprawdź, czy wszystko działa. Przy napięciu 25 V powinien popłynąć prąd 100 A.

Dioda LED ładowania zaświeci się, zwłaszcza przy długich impulsach i wysokich napięciach. Rezystor 0,27 Ω nagrzewa się po kilku impulsach. Jest to normalne zjawisko. Może on ulec uszkodzeniu, więc jeśli sytuacja wygląda podejrzanie, należy sprawdzić, czy rezystor ten ma nadal 0,27 Ω.



eprasa.pl 1afb95dbdc

Szyny zbiorcze

Po przetestowaniu modułów nadszedł czas, aby je ze sobą połączyć. Zaprojektowaliśmy te płytki w taki sposób, aby można je było zamontować tyłem do siebie na dwóch szynach zbiorczych o długości 260 mm. Na **rysunku 11** pokazano, w których miejscach należy wywiercić otwory, aby umożliwić przykręcenie par modułów śrubami M3 do wspólnych gwintowanych otworów.

Zamontuj moduły do szyny zbiorczej za pomocą śrub z łbem walcowym M3 o długości 6 mm i podkładek gwiazdkowych. Podczas montażu modułów do szyn zbiorczych, umieść tuleje dystansowe M3 10 mm, śruby 6 mm i podkładki gwiazdkowe między otworami na odległych końcach płytek drukowanych od szyn zbiorczych, przytwierdzając pary płytek w odpowiedniej odległości względem siebie i stabilizując zespół. Teraz dobrze dokręć śruby. Będą one przenosić duży prąd.

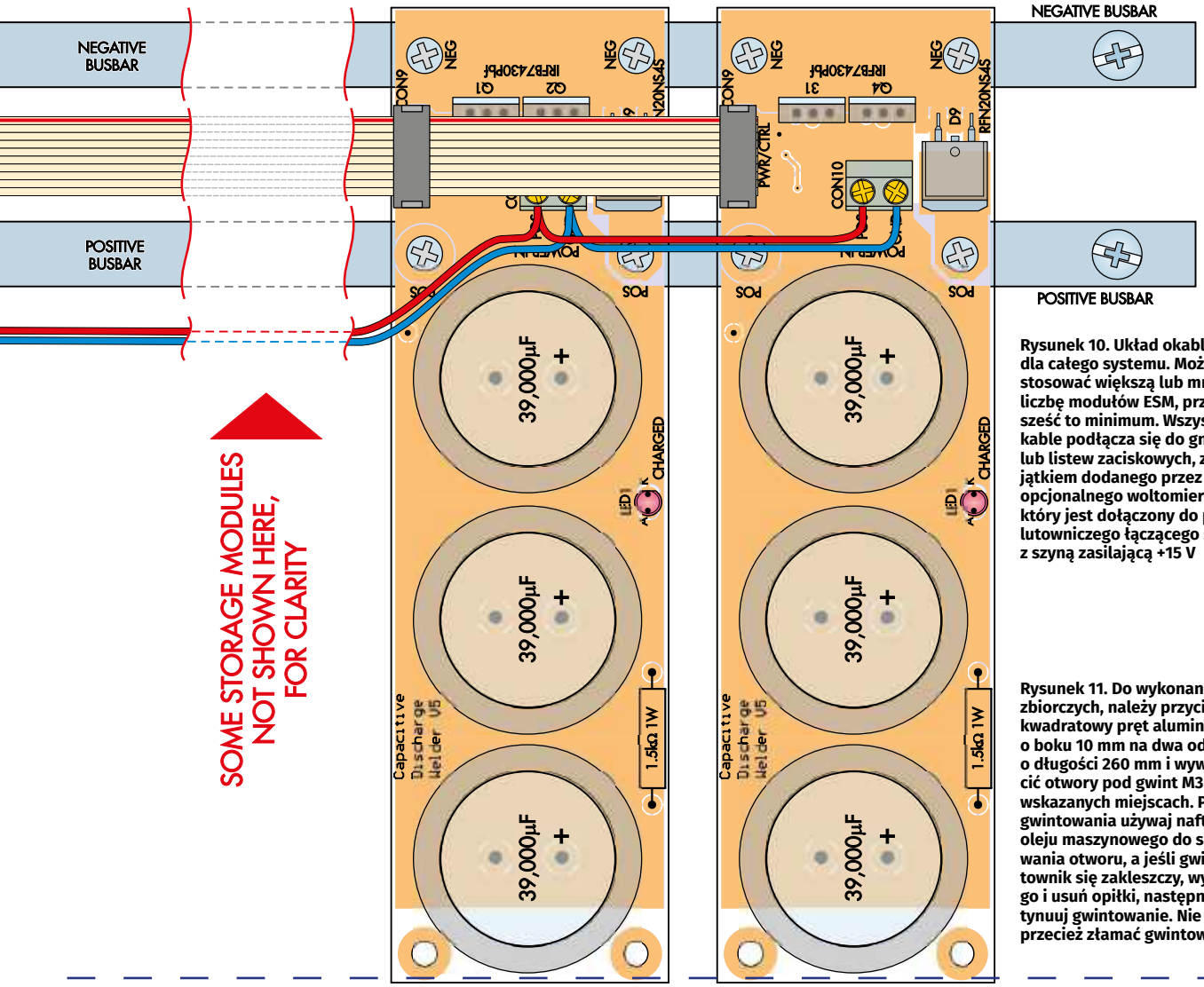
Możesz znaleźć inny sposób na rozłożenie modułów. Podczas gdy możliwe jest przeprowadzenie śrub bezpośrednio przez otwory wywiercone w szynach zbiorczych z nakrętkami po drugiej stronie, uważamy, że użycie gwintowanych otworów w aluminium jest ważne dla utrzymania niskiej rezystancji. Dlatego zdecydowanie zalecamy poświęcenie czasu na gwintowanie wszystkich tych otworów (aluminium jest miękkie i można użyć gwintownika, nie jest to takie trudne).

Okablowanie

Dołożyliśmy starań, aby okablowanie było jak najprostsze. Na **rysunku 10** został przedstawiony kompletny układ. Przedłużyliśmy taśmę i kabel zasilający z modułów magazynowania energii do modułów ładowania i sterowania, aby dopasować je do naszego zastosowania. Postaraj się jednak, aby ich długość nie przekraczała kilkuset milimetrów.

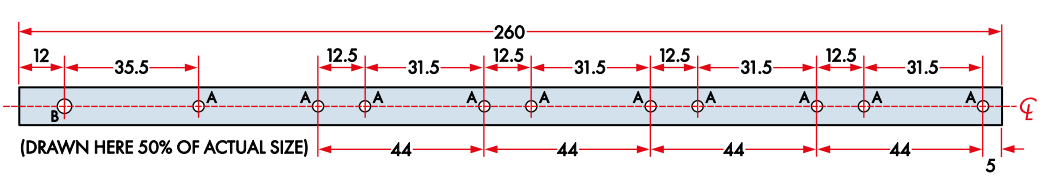
Na **rysunku 12** został pokazany układ, który wymyśliliśmy, umożliwiający zmieszczenie modułów wewnątrz obudowy. Widać też na nim jak jest poprowadzona większość okablowania.

Należy pamiętać, że konieczne jest przecięcie linii Inhibit w tasiemce, tak aby łączyła

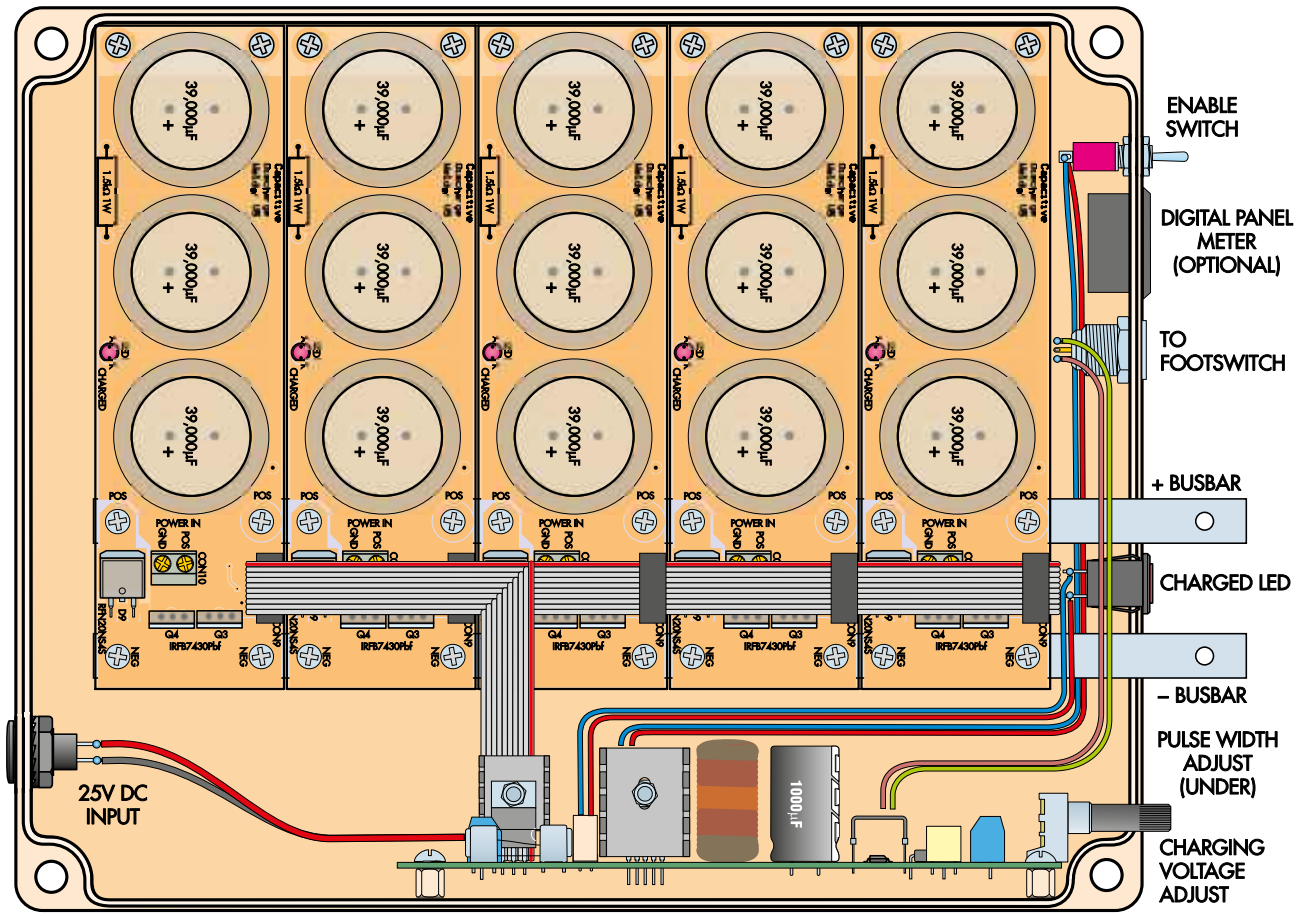


Rysunek 10. Układ okablowania dla całego systemu. Można zastosować większą lub mniejszą liczbę modułów ESM, przy czym sześć to minimum. Wszystkie kable podłącza się do gniazd lub listew zaciskowych, z wyjątkiem dodanego przez nas opcjonalnego woltomierza, który jest dołączony do pola lutowniczego łączącego się z szyną zasilającą +15 V

Rysunek 11. Do wykonania szyn zbiorczych, należy przyciąć kwadratowy pręt aluminiowy o boku 10 mm na dwa odcinki o długości 260 mm i wywiercić otwory pod gwint M3 we wskazanych miejscach. Podczas gwintowania używaj nafty lub oleju maszynowego do smarowania otworu, a jeśli gwintownik się zakleszczy, wyjmij go i usuń opiłki, następnie kontynuuj gwintowanie. Nie chcesz przecież złamać gwintownika



eprasa.pl 1afb95dbdc



Rysunek 12. Na rysunku pokazane jest, jak zamontowaliśmy moduły w zalecanej obudowie i jak je podłączyliśmy

ona tylko moduły sterownika i zasilacza. Zapobiega to działaniu kabla jako anteny i odbieraniu impulsów podczas zgrzewania.

Będziesz musiał wykonać kabel do przełącznika aktywacji podobny do tego, który wykonałeś wcześniej dla diody LED ładowania. Będzie on podłączony do złącza CON6 na jednym końcu i do zacisków przełącznika na drugim.

Byłby to również dobry moment, aby odłączyć podwójny przewód od kabla mikrofonowego w zespole przełącznika nożnego, który wykonałeś wcześniej, i zamiast tego przylutować je do wtyczki mikrofonowej (koniec przełącznika nożnego) i gniazda określonego w wykazie elementów w poprzednim odcinku.

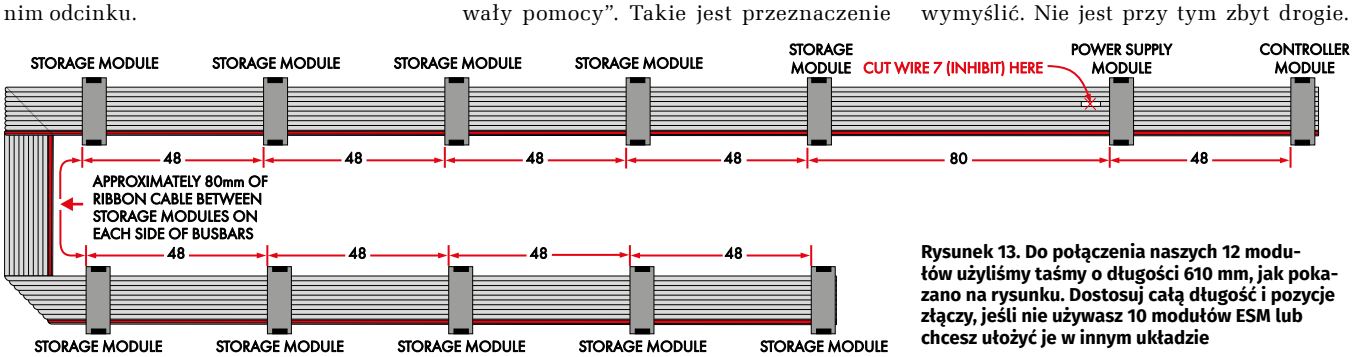
W naszej aplikacji zaczęliśmy od dwużyłowego przewodu długości 300 mm i przycięliśmy go zgodnie z wymaganiami.

Połączenie zasilania z gniazda DC w obudowie do płyty zasilacza musi być wykonane za pomocą kabla o obciążalności 5 A. Odpowiedni do tego powinien być typ przewodu użyty wcześniej do podłączenia zasilacza do ESM.

Taśma łączy wyjście zasilacza z każdym ESM, ale jego natężenie wynosi tylko 1 A na przewód. Dwa przewody są używane do zasilania, a dwa do uziemienia, co ogranicza ładowanie przez taśmę do 2 A.

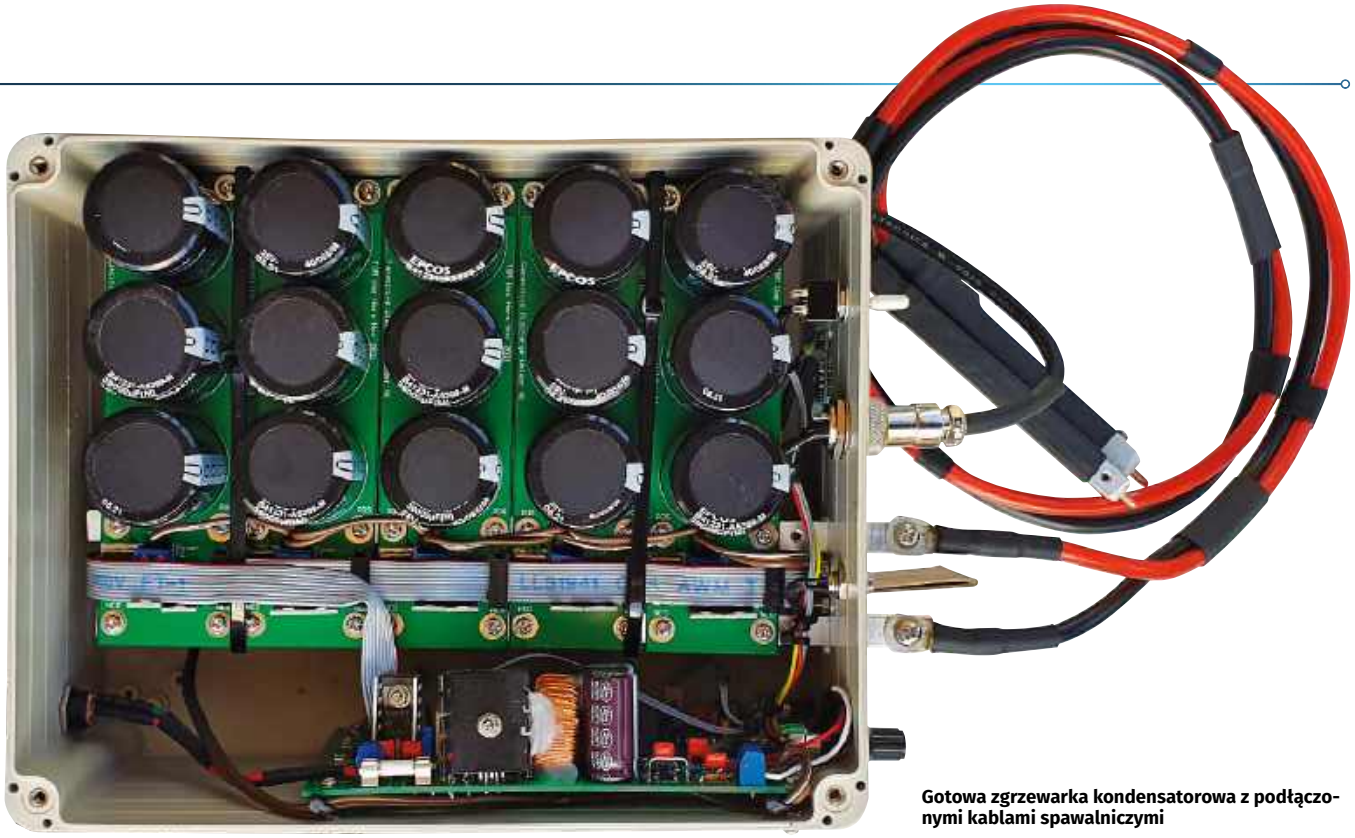
Jeśli więc chcesz zastosować ładowanie prądem 5 A, złącza IDC będą „potrzebowały pomocy". Takie jest przeznaczenie złącza CON10 w każdym module ESM. Będziesz musiał podłączyć wszystkie te gniazda z powrotem do CON2 w zasilaczu za pomocą kabla 5 A. Do tego zadania użyliśmy przewodu Altronics Cat W2109. Jeśli możesz, to nie używaj grubszego przewodu, ponieważ musisz dopasować dwie pary do każdego bloku zacisków, aby połączyć je łańcuchowo.

W tym celu ucięliśmy dziewięć odcinków o długości 60 mm plus jeden długi, odizolowaliśmy je i ocynowaliśmy razem, a następnie użyliśmy rurki termokurczliwej, aby łączenie wyglądało schludnie. Takie rozwiązanie jest może trochę skomplikowane, ale było najlepsze, jakie byliśmy w stanie wymyślić. Nie jest przy tym zbyt drogie.



Rysunek 13. Do połączenia naszych 12 modułów użyliśmy taśmy o długości 610 mm, jak pokazano na rysunku. Dostosuj całą długość i pozycje złączy, jeśli nie używasz 10 modułów ESM lub chcesz ułożyć je w innym układzie

eprasa.pl 1afb95dbdc



Gotowa zgrzewarka kondensatorowa z podłączonymi kablami spawalniczymi

Dzięki równoległemu połączeniu taśmy, zastosowany wytrzymały przewód będzie przewodził większą cześć prądu podczas ładowania.

Upewnij się, że każdy zacisk jest podłączony z tą samą polaryzacją. W przeciwnym razie może dojść do zwarcia zasilacza!

Aby wykonać taśmę łączącą wszystkie moduły, zakładając, że jest 10 modułów ESM, potrzebujesz w zależności od układu 12 10-przewodowych gniazd IDC i około 610 mm 10-przewodowej taśmy. Zamontuj złącza IDC, jak pokazano na **rysunku 13**.

Złącza IDC zostały przez nas zaciśnięte przy użyciu imadła, choć dostępne są również specjalne narzędzia do tego celu. Jeśli używasz imadła, dodaj drewniane klocki lub arkusze po obu stronach złączy. Dzięki temu unikniesz ich uszkodzenia i zmniejszysz prawdopodobieństwo ich złamania podczas ściskania.

Jak wspomniano wcześniej, zalecamy przecięcie linii blokady (przewód 7) między modułem zasilania a modułami ESM. Wystarczy przeciąć 7 przewód tasiemki po obu stronach na odcinku 10 mm i odciąć od niego odcinek 5 mm za pomocą nożyc bocznych. Zmniejsza to ryzyko wychwytywania zakłóceń elektromagnetycznych.

Kable

Przełącznik nożny to nasze rozwiązanie zapewniające uwolnienie rąk podczas zgrzewania, ale jeśli chcesz, możesz umieścić przycisk na jednym z przewodów. Zalecany przełącznik nożny jest dostarczany z krótkim przewodem, stąd nasze wcześniejsze instrukcje dotyczące przedłużenia go o około dwa metry z użyciem kabla mikrofonowego. Po dodaniu wtyczki i gniazda kabel powinien być kompletny.

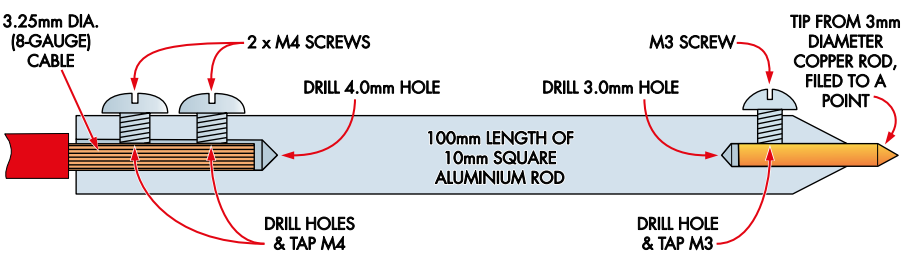
Na wszystkich ważnych kablach zgrzewarki, zacisnęliśmy na ich końcach nieizolowane końcówki oczkowe Altronics H1757B (odpowiednikiem jest Jaycar PT4936). Mieliśmy szczęście i nasze narzędzie do zaciskania zadziałało, ale z doświadczenia wiemy, że można je również lutować (grubym grotem) lub zaciskać w imadle. Na zacisk nałożyliśmy 10-milimetrową rurkę termokurczliwą zabezpieczającą przed przypadkowymi zwarciami.

Wykonaliśmy uchwyty zgrzewarki i końcówki, jak pokazano na **rysunku 14**. Składają się one ze 100 mm kwadratowego pręta aluminiowego o boku 10 mm z wywierconym na końcu 4 mm otworem na grot zgrzewarki. Dwa dodatkowe otwory gwintowane M4 umożliwiają zamocowanie kabla zgrzewarki za pomocą śrub M4 o długości 6 mm.

Po ich wykonaniu nałożyliśmy na uchwyty rurki termokurczliwe o średnicy 13 mm, aby ułatwić ich trzymanie.

W końcówkach zgrzewających ponownie wywierciliśmy otwory o średnicy 3 mm na końcach uchwytów oraz wywierciliśmy i nagwintowaliśmy otwór gwintem M3 w celu przytrzymania końcówki. Wypróbowaliśmy różne miedziane końcówki zgrzewające i uważamy, że całkiem dobry jest 3 mm pręt spiłowany stożkowo.

Aby zadbać o to, by oba kable zgrzewarki, dodatni i ujemny, pozostały blisko siebie na całej długości, użyliśmy niewielkich kawałków 20-milimetrowej folii





Rysunek 14. Przekrój poprzeczny sond zgrzewających wykonanych z 10 mm kwadratowego pręta aluminiowego. Końcówki zgrzewające to miedziane pręty o średnicy 3 mm zeszlifowane stożkowo do ostrego punktu. Zbliżenie jednej z końcówek pokazano obok tego przekroju

eprasa.pl 1afb95dbdc



Aby zilustrować użytą energię i potencjalne niebezpieczeństwo, pokazano wynik umieszczenia sond na zakładce między dwoma ogniwami AA. Kondensatory zostały naładowane do 15 V, więc odpowiada to energii około 127 J

termokurczliwej. Ma to na celu zminimalizowanie indukcyjności pętli kabla zgrzewającego. Jeśli indukcyjność jest duża, będzie w niej zmagazynowana duża energia, którą MOSFET-y będą musiały przełączyć, a diody flyback będą musiały ją przekierować.

Montaż obudowy

Istnieje wiele sposobów na zmieszczenie urządzenia w jakiejś obudowie. Unikając okablowania sieci zasilającej, nie musimy martwić się o uziemienie i tym podobne. Użyliśmy obudowy Altronics H0364A, która jest wystarczająco duża, aby pomieścić wszystkie moduły. Dzięki temu możemy zamontować „pakiet" ESM na szynach w podstawie, a moduły zasilacza i sterownika tuż za panelem przednim, przymocowane do boku obudowy. Zdjęcie obudowy ze zdjętą pokrywą pokazuje ten układ dość wyraźnie.

Stwierdziliśmy, że wałki potencjometrów były wystarczająco długie – można znaleźć lepszy sposób ich montażu. Ponieważ nasza aplikacja jest stacjonarna, do przymocowania magazynu energii do obudowy użyliśmy długich opasek zaciskowych (grubych opasek kablowych) i do utrzymania wszystkiego razem umieściliśmy piankę, którą pokrywa mocno dociska.

Celem dodatkowego zabezpieczenia przed ewentualnymi zwarciami złożyliśmy i zamontowaliśmy między szynami wyjściowymi (widocznymi na głównym zdjęciu) arkusz preszpanu.

Należy zauważyć, że nie ma tu niebezpieczeństwa, chyba że naciśnięty zostanie nożny przycisk „spustu", ale, mimo wszystko, nie chcemy, aby przypadkowo doszło do zwarcia. Szczegóły cięcia i składania pokazano na **rysunku 15**.

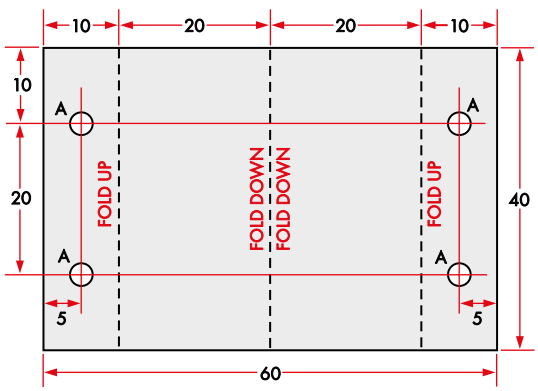
Wprowadzenie szyn jest możliwe dzięki wyciętym dwóm kwadratowym otworom z przodu obudowy pokazanym na **rysunku 16**, wraz z innymi wycięciami w panelu przednim. Wszystkie elementy sterujące zostały umieszczone w dogodnych miejscach, a do przymocowania arkusza preszpanu do panelu przedniego wykorzystaliśmy cztery otwory.

W serwisie eBay znaleźliśmy tani woltomierz i zdecydowaliśmy się go dodać – jeśli dobrze poszukasz, mierniki takie są dostępne na ulubionym serwisie aukcyjnym za kilka dolarów. Wybór i integrację pozostawimy Tobie, ponieważ istnieje wiele opcji, a okablowanie jest dość proste.

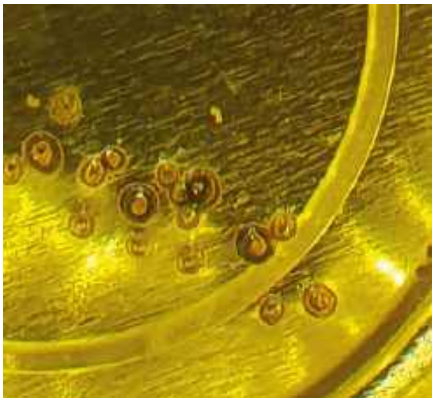
Zgrzewanie!

Znalezienie ustawień, które będą dla Ciebie najlepsze będzie wymagało poeksperymentowania. Do przetestowania systemu użyliśmy ogniw AA (R6) i D (R20). Okazało się, że przy taśmie niklowej 0,12 mm, ustawienie szerokości impulsu na maksimum i napięcia na około 12...14 V dało niezwykle solidne spoiny.

Zaczęliśmy od niskiego napięcia i zwiększaliśmy je do momentu, gdy spoiny zaczynały się pojawiać, czyli do około 8 V. Od tego momentu zwiększyliśmy napięcie aż do uzyskania solidnej spoiny (w naszym przypadku przy około 12 V), a następnie napięcie to jeszcze trochę zwiększyliśmy.



Rysunek 15. Aby wykonać izolator szyn zbiorczych, wytnij, wywierć i złóż preszpan, jak pokazano na tym rysunku. Gwarantuje to, że zgrzewarka nie zostanie przypadkowo uruchomiona ze zwarciem na szynach zbiorczych.
Otwory A mają średnicę 3 mm. Wszystkie wymiary podano w milimetrach



Spojrzenie do wnętrza puszki używanej do testów ujawnia uszkodzenia spowodowane nadmiernym napięciem. Zgrzewy o wyższej energii zrobiły dziury na wylot

Aby przetestować spoiny, weź cążki i spróbuj oderwać zgrzaną z ogniwem blaszkę. Powinna być wyjątkowo dobrze przymocowana i wymagać oderwania „koralików" spawu.

Miedziane końcówki spawalnicze zużywają się i brudzą w momencie wystąpienia łuku elektrycznego. Uzyskanie spójnych wyników jest możliwe po wyczyszczeniu końcówek papierem ściernym lub ostrym nożem. Po dopracowaniu ustawień, omawiana zgrzewarka powinna zapewnić solidną obsługę i stałą energię zgrzewania.

Kilka wskazówek

Stwierdziliśmy, że do zgrzewania optymalne jest napięcie 12...15 V. Chociaż zainstalowaliśmy kondensatory 25 woltowe, to w przypadku zgrzewania niewielkich elektrod akumulatorowych prawdopodobnie konieczne będzie ładowanie ich napięciem nie wyższym niż 16 V. Z drugiej strony, zyskujesz duży zapas mocy za niewielki wzrost kosztów związany z użyciem kondensatorów na napięcie 25 V.

Aby sprawdzić wpływ wielkości dostarczonej energii na jakość spoiny, zgrzaliśmy wypustki do górnej części metalowej puszki, używając jej jako substytutu baterii. Z zewnątrz spoiny wykonane przy napięciu 15 V wyglądają jak lekkie „wgłębienia", natomiast w przypadku spoin wykonanych z użyciem napięcia 25 V część materiału blaszki wyraźnie odparowała. Towarzyszyły temu iskry i błysk. Zdjęcie wnętrza puszki pokazuje, że wszystkie spoiny są widoczne, ale znacznie więcej uszkodzeń jest na spoinach wykonanych przy napięciu 25 V.

Nigdy nie zwieraj szyn wyjściowych bezpośrednio (np. śrubokrętem). Doprowadzi to do niebezpiecznego wyładowania łukowego i prawdopodobnie zepsuje jakiś kosztowny przedmiot.

eprasa.pl 1afb95dbdc

Zawsze noś okulary ochronne.

Nie należy używać przewodów zgrzewających z miedzi o średnicy większej niż 3,3 mm (8 Gauge) lub krótszych niż 1 m, ponieważ długość i średnica przewodów nie są tu przypadkowe i były brane pod uwagę podczas wyliczania parametrów zgrzewarki.

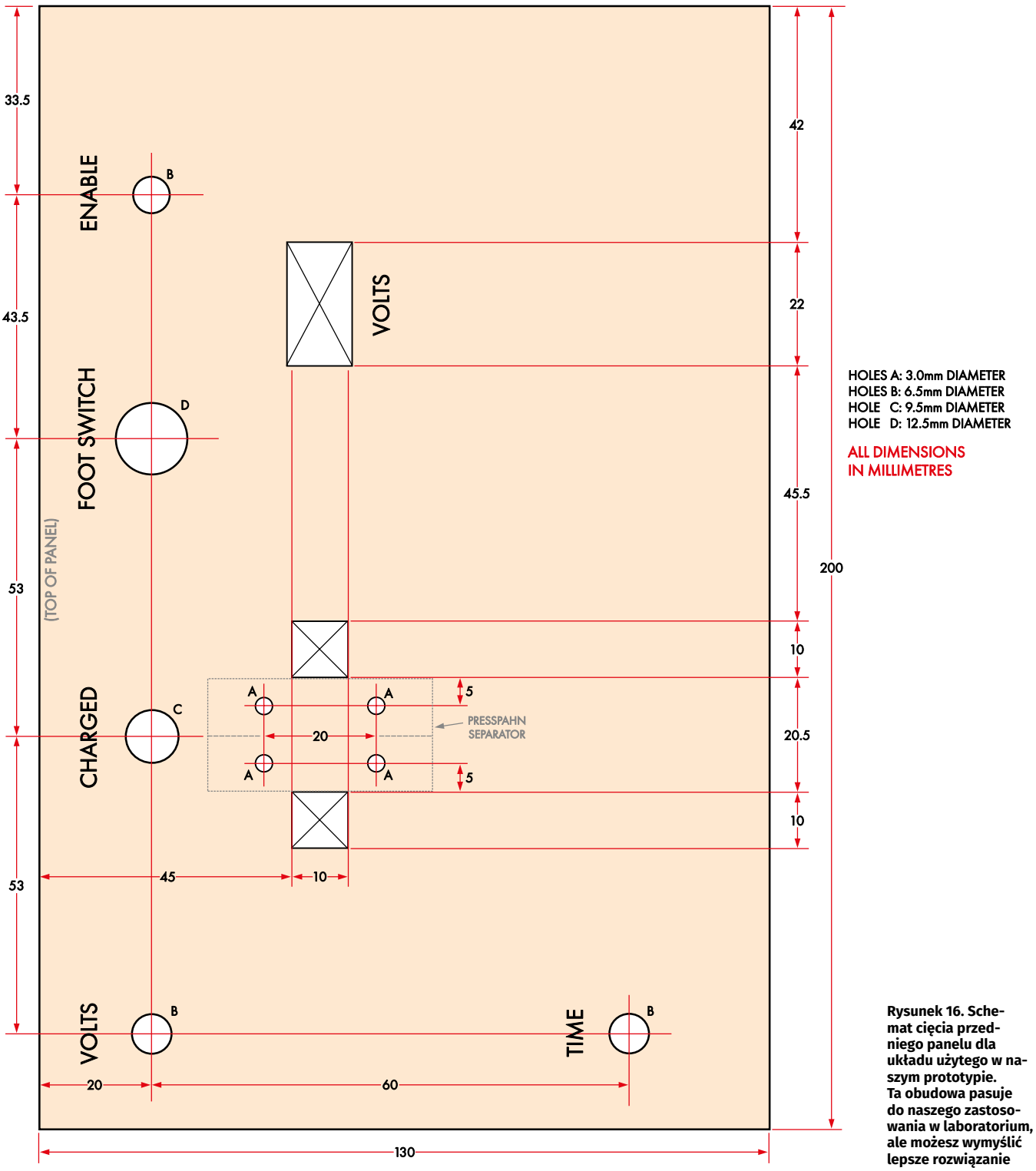
Zawsze trzymaj przewody równolegle i nigdy nie zwijaj ich w cewkę. Takie zwinięcie zwiększy indukcyjność układu i utrudni pracę diodom flyback.

Należy pamiętać, że niektóre wtyczki mają ujemne wyjście podłączone do uziemienia. Należy na nie uważać, ponieważ przewody wyjściowe znajdują się pod napięciem zgrzewania.

Na koniec, dla zainteresowanych mamy kilka arkuszy kalkulacyjnych dostępnych do pobrania ze strony siliconchip.com.au/Shop/6/6306, które zawierają wiele obliczeń użytych do weryfikacji tego projektu. ■

Phil Prosser

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



Rysunek 16. Schemat cięcia przedniego panelu dla układu użytego w naszym prototypie. Ta obudowa pasuje do naszego zastosowania w laboratorium, ale możesz wymyślić lepsze rozwiązanie

eprasa.pl 1afb95dbdc

Generator przebiegów na Arduino Nano

Nano + program = generator funkcji

Nie jest to projekt „gotowy do wykonania” – w tym sensie, że nie zaprojektowano do niego płytki drukowanej. Jego bardzo atrakcyjnym aspektem jest jednak oprogramowanie i biblioteka kodu peryferyjnego, które zawierają wiele rozwiązań przydatnych w aplikacjach działających w czasie rzeczywistym. Rozwiązania te zostały opracowane przez profesjonalnego inżyniera z wieloletnim doświadczeniem w branży.

Generatory przebiegów, znane również jako „generatory funkcyjne”, cieszą się popularnością wśród hobbystów od pierwszych lat istnienia Elektora. Opisywany generator przebiegów jest oparty na module Arduino Nano, stanowi zatem projekt dość minimalistyczny pod względem stopnia złożoności i kosztów budowy. Niemniej jednak wykorzystuje do maksimum moc obliczeniową 8-bitowego mikrokontrolera AVR i będzie się doskonale nadawał do testowania zarówno sprzętu audio jak i układów cyfrowych o niewysokiej szybkości. Jego elementy są umieszczone w małej plastikowej obudowie (130 × 70 × 40 mm), co czyni go przyrządem bardzo poręcznym. Jest zasilany napięciem 5 V przez port USB. Wszystkie elementy potrzebne do zbudowania generatora są dostępne w śmiesznie niskich cenach.

Układ

Układ generatora opiera się na płytce Arduino Nano v3 i wyświetlaczu tekstowym LCD 2 wiersze × 16 znaków (typ 1602A) z podświetleniem LED, poza tym do dyspozycji są cztery przyciski i potencjometr. Potencjometr steruje częstotliwością sygnału lub współczynnikiem wypełnienia, w zależności od wybranego trybu wyjściowego. Złącza wyjściowe to gniazda „gramofonowe” RCA („Cinch”), montowane na panelu.

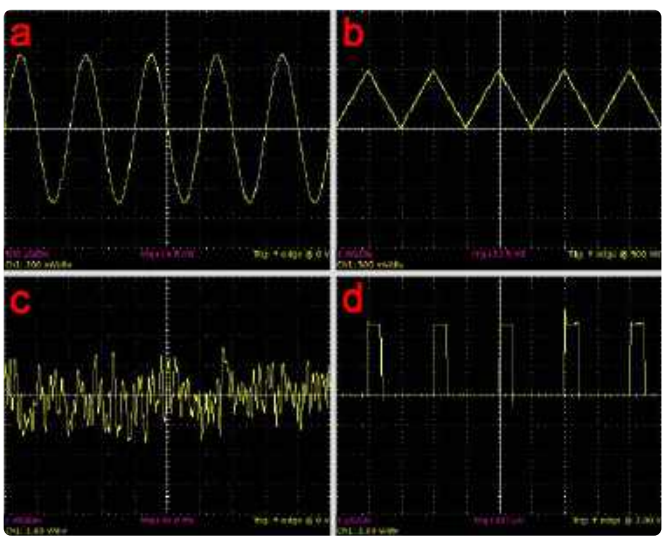
Układ wykorzystuje wewnętrzny timer mikrokontrolera ATmega328P do generowania impulsów prostokątnych o zmiennym wypełnieniu (PWM) na jednym z pinów (patrz ramka „Tryby pracy”).

W trybie wytwarzania przebiegów (Wave Mode), na wyjściu PWM generowany jest sygnał cyfrowy o częstotliwości 32 kHz i modulowanej szerokości impulsów. Sygnał ten jest używany do generowania przebiegów w zakresie akustycznym (do 8 kHz) z wyborem kształtu fali (sinus, trójkąt, prostokąt, piła). Przebiegi wytwarza algorytm generatora w oparciu o tablice kształtów fal („wavetable”). Wyjście PWM jest przetwornikiem cyfrowo-analogowym o rozdzielczości 8 bitów, co zapewnia rozdzielczość amplitudy równą 0,4% pełnego zakresu. Częstotliwość próbkowania 32 kHz jest z wyjściowego sygnału akustycznego usuwana przez analogowy filtr dolnoprzepustowy o częstotliwości odcięcia 8 kHz. Filtr, zbudowany na wzmacniaczu operacyjnym (½ MCP602), jest trzeciego rzędu, zatem jego tłumienie w pasmie zaporowym wynosi –18 dB/oktawę. **Rysunek 1** pokazuje oscylogramy kilku kształtów fali generatora.

Schemat

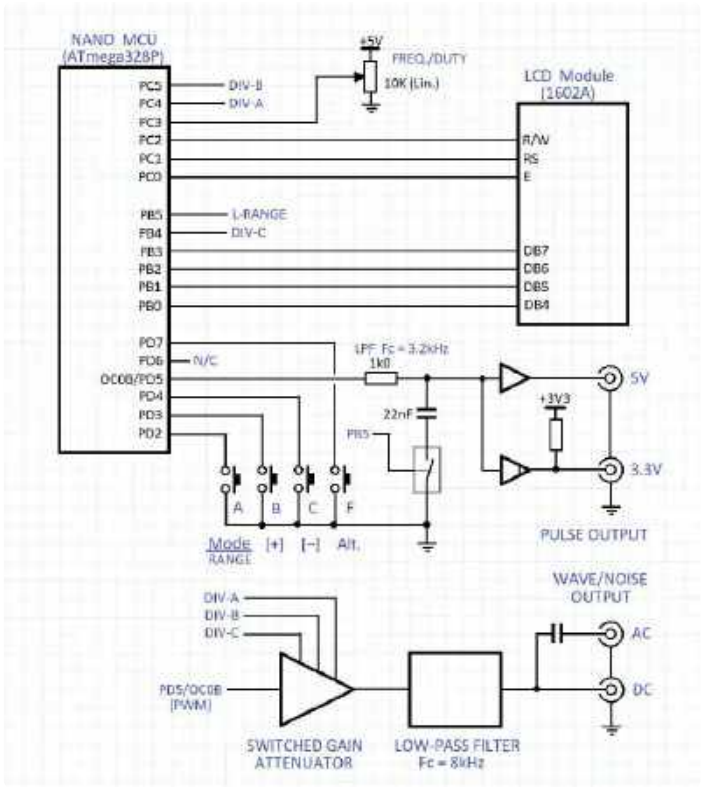
Rysunek 2 przedstawia schemat blokowy generatora. W trybie wytwarzania przebiegów poziom sygnału wyjściowego jest ustawiany na jedną z sześciu wartości za pomocą przełączanego tłumika, umieszczonego między wyjściem PWM a filtrem dolnoprzepustowym na wzmacniaczu operacyjnym. Tłumik wykorzystuje trzy sterowane przez mikrokontroler klucze analogowe (74HC4066)

Tryby pracy	
Tryb wytwarzania przebiegów (Wave mode)	
Kształty fali:	sinusoidalny, trójkątny, prostokątny, piłokształtny i szum
Częstotliwość:	Zakres niski: 1...100 Hz (12 kroków); Zakres wysoki: 80 Hz...8 kHz (18 kroków) lub przestrajanie ciągłe: 50 Hz...5 kHz
Szum:	Pasmo 50, 100, 200, 400, 800, 1600, 3200 Hz lub bez ograniczenia (szum biały)
Sprzężenie wyjścia:	AC lub DC
Poziom wyjściowy:	100 mV_{pp}, 200 mV_{pp}, 500 mV_{pp}, 1 V_{pp}, 2 V_{pp} lub 4 V_{pp}
Rozdzielczość DAC:	8 bitów
Tryb impulsowy (Pulse mode)	
Częstotliwość:	Zakres niski: 1...1000 Hz (16 kroków); Zakres wysoki: 1 kHz...4 MHz (16 kroków)
Wypełnienie:	1...99%, regulowane
Poziom wyjściowy:	3,3 V lub 5 V; ±20 mA (5 V)

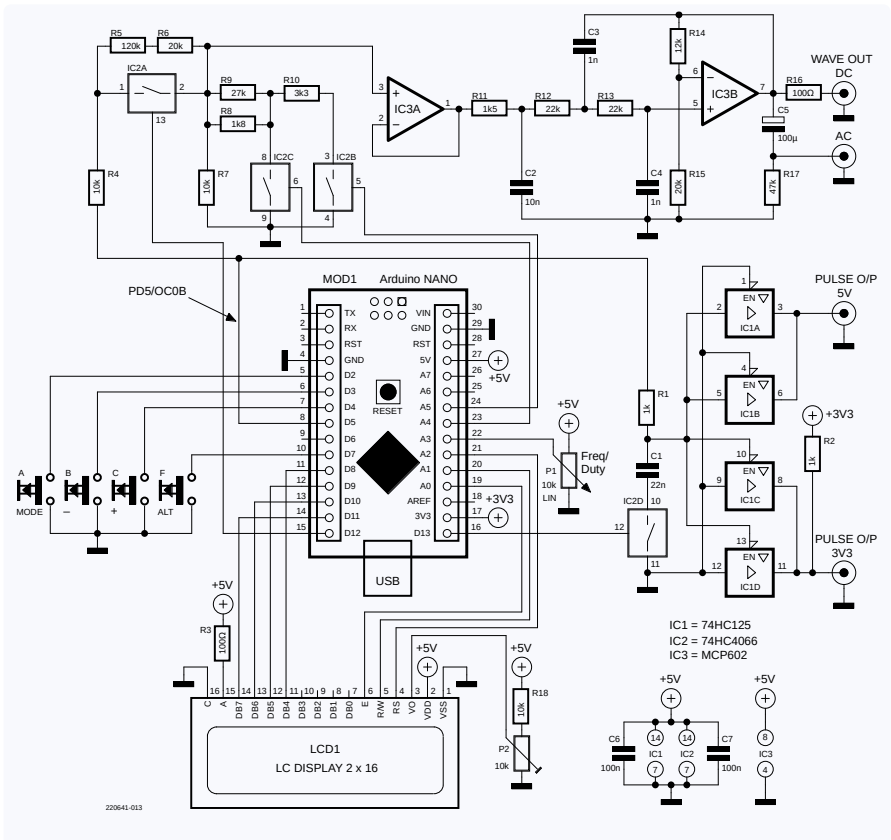


Rysunek 1. Oscylogramy przebiegów: a) sinusoida 1 kHz, 1 V_{PP}, wyjście AC; b) trójkąt 500 Hz, 1 V_{PP}, wyjście DC; c) szum niefiltrowany, 4 V_{PP}, wyjście AC; d) impulsy 100 kHz, wypełnienie 20%, wyjście 5 V

eprasa.pl 1afb95dbdc



Rysunek 2. Schemat blokowy generatora funkcyjnego opartego na Arduino Nano



Rysunek 3. Schemat ideowy generatora. Niewiele bardziej skomplikowany niż schemat blokowy z rysunku 2

oraz wtórnik buforujący na wzmacniaczu operacyjnym (½ MCP602).

W trybie wytwarzania impulsów niskiej częstotliwości (Pulse Mode/low), generator wykorzystuje ten sam przetwornik PWM i częstotliwość próbkowania 32 kHz, co tryb przebiegów, wytwarzając impulsy o modulowanym wypełnieniu. Większość składowej 32 kHz jest usuwana przez prosty filtr RC pierwszego rzędu o częstotliwości odcięcia 3,2 kHz. Bramka buforowa 74HC125 zamienia sygnał analogowy na cyfrowy, eliminując wszystkie pozostałości 32 kHz. Sygnał za buforem ma krótkie czasy narastania/opadania i może bezpośrednio sterować układami cyfrowymi.

W trybie wytwarzania impulsów wysokiej częstotliwości (Pulse Mode/high), timer mikrokontrolera generuje bezpośrednio sygnał docelowy o nastawianej częstotliwości i współczynniku wypełnienia. Filtr RC jest wyłączony poprzez otwarcie klucza (¼ 74HC4066). Przebieg wyjściowy jest buforowany przez dwie bramki 74HC125 połączone równolegle. Dzięki temu wyjście impulsów 5 V jest „wysokoprądowe" (±20 mA). Pozostałe dwie bramki wytwarzają impulsy o poziomie 3,3 V. Ich wyjścia są wprowadzane w stan wielkiej impedancji, a rezystor 1 kΩ podciąga je do zasilania +3,3 V. Rozwiązanie to skutkuje gorszymi czasami narastania, co widać zwłaszcza przy wyższych częstotliwościach. Szczegółowy schemat układu pokazano na **rysunku 3**.

Panel sterowania

Kształt fali wyjściowej wybieramy z listy przyciskiem MODE (**rysunek 4**). W trybie wytwarzania przebiegu sinusoidalnego, trójkątnego, piłokształtnego i prostokątnego potencjometr FREQ/DUTY jest używany do nastawiania częstotliwości wyjściowej (F_O). W trybie wytwarzania szumu potencjometr służy do ustawiania częstotliwości odcięcia filtra szumów. W trybie wytwarzania przebiegu sinusoidalnego, trójkątnego, piłokształtnego i prostokątnego oraz w trybie impulsowym przyciski FREQ+ i FREQ– służą do opcjonalnego wybierania jednej z gotowych, stałych częstotliwości zaprogramowanych w generatorze. Metoda ta zapewnia dokładniejsze ustawienie częstotliwości niż regulacja potencjometrem. Wartości stałych częstotliwości zostały wybrane tak, aby sygnał wyjściowy był wolny od aliasingu czyli niepożądanego efektu nakładania się widm.

W trybie impulsowym potencjometrem jest ustawiana szerokość impulsu. Nie jest ona zmieniana w sposób ciągły, lecz skokowo,

eprasa.pl 1afb95dbdc



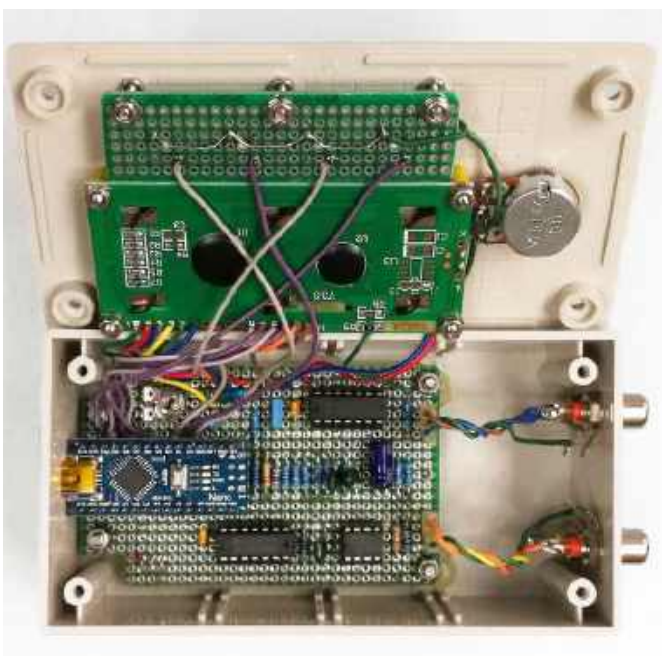
Rysunek 4. Panel przedni prototypu Autora z wyświetlaczem, przyciskami i potencjometrem

co zapewnia dokładne, „zaokrąglone" ustawienie jej wartości. Rozdzielczość ustawiania zależy od częstotliwości. Przy wielkich częstotliwościach ustawianie szerokości impulsu jest zgrubne, a przy niższych częstotliwościach – dokładniejsze. Szerokość impulsu jest wyświetlana jako wartość procentowa okresu.

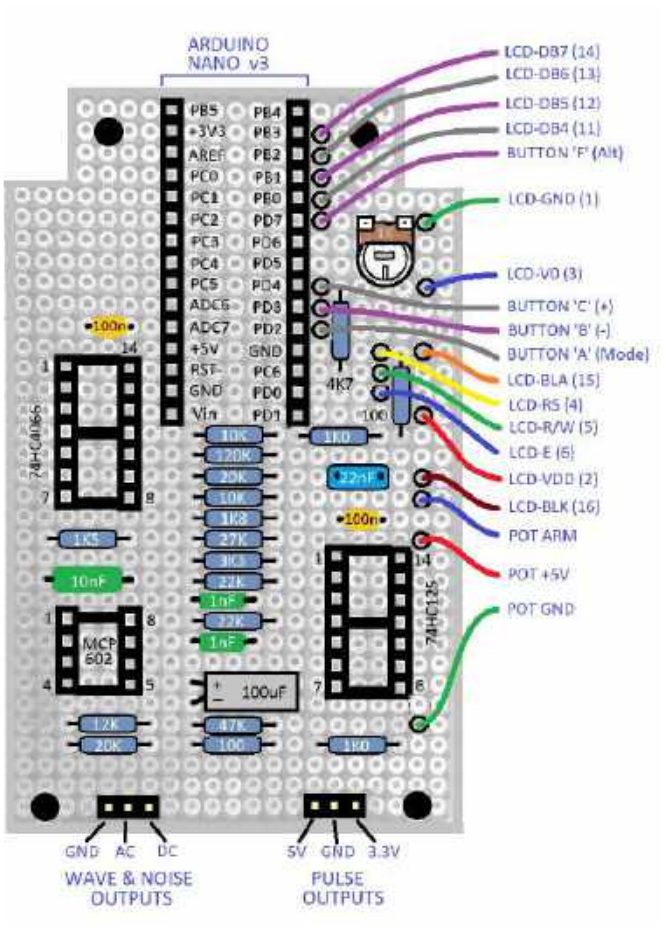
Przyciski MODE, FREQ+ i FREQ– mają funkcje alternatywne, uaktywniane przez wciśnięcie i przytrzymanie czwartego przycisku – ALT. Aby przełączyć zakres częstotliwości z „wysokiego" na „niski" lub odwrotnie, należy przytrzymać przycisk ALT i wcisnąć przycisk RANGE. Aby wybrać poziom sygnału wyjściowego z kilku dostępnych wartości (we wszystkich trybach z wyjątkiem impulsowego), przytrzymujemy ALT i naciskamy LEVEL+ lub LEVEL–.

Konstrukcja

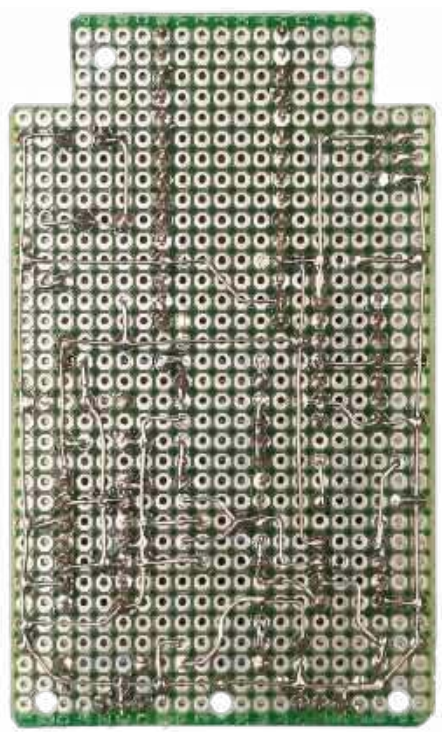
Jak już wspomniałem, dla generatora nie została zaprojektowana płytka drukowana. Elektronikę zmontowano na płytce prototypowej z izolowanymi polami lutowniczymi (siatka 2,54 mm), jak pokazano na **rysunku 5**. Do tego idealnie nadaje się płytka dwustronna z otworami metalizowanymi. Ja użyłem kawałka o wymiarach 55 × 90 mm z 21 × 34 polami lutowniczymi. Jeśli obudowa ma słupki w każdym rogu na śruby do mocowania górnej pokrywy, należy wyciąć dwa rogi płytki tak, aby krótszy bok pasował



Rysunek 5. Kompletna elektronika zamontowana w plastikowej obudowie. Płytka Arduino jest umieszczona tuż przy boku, dzięki czemu port USB jest dostępny z zewnątrz

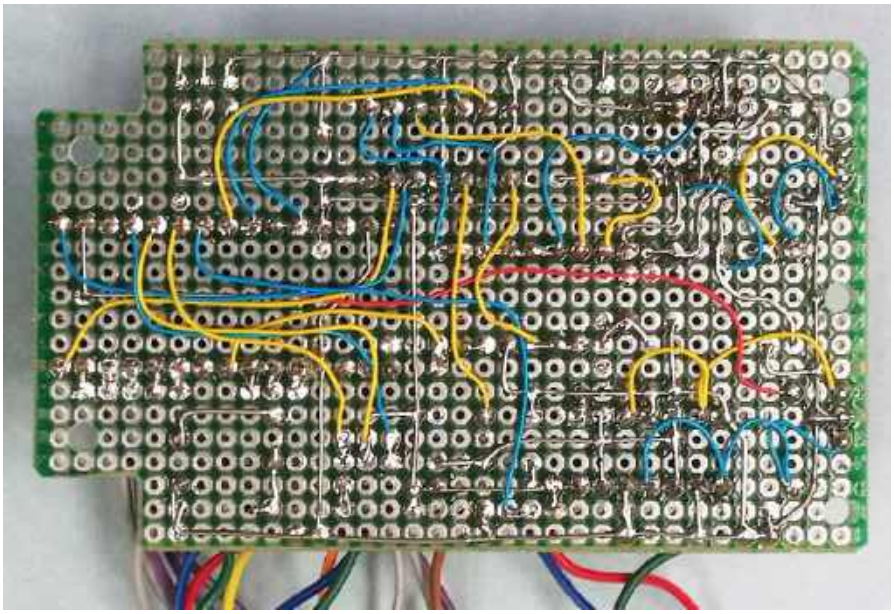


Rysunek 6. Strona górna płytki prototypowej z dokładnym rozmieszczeniem elementów i podstawek



Rysunek 7. Spód płytki prototypowej z podstawowymi połączeniami cynowanym drutem miedzianym

eprasa.pl 1afb95dbdc



Rysunek 8. Spód płytki prototypowej z dodatkowymi połączeniami

do jednego końca pudełka. Po tej stronie znajduje się gniazdo USB modułu Arduino Nano.

Płytka jest przymocowana do dolnej części obudowy na czterech tulejach dystansowych o wysokości 6 mm. Dobrze jest te dystanse przykleić do wnętrza obudowy, aby trzymały się na miejscu podczas wkręcania śrub. Do innego kawałka płytki prototypowej są przylutowane wszystkie cztery przyciski. Kawałek ten jest zamontowany wewnątrz górnej pokrywy, poniżej modułu LCD. Przed przylutowaniem przycisków należy w płytce wywiercić otwory o średnicy 2 mm w miejscu środka każdego przycisku.

Rysunek 6 pokazuje rozmieszczenie elementów na górze płytki. Na spodzie płytki znajdują się połączenia, a ich układ jest nieco skomplikowany. Na **rysunku 7** widać linię masy poprowadzoną gołym cynowanym drutem miedzianym wzdłuż obwodu płytki, z ominięciem otworów montażowych. Takim samym drutem należy połączyć z tą linią wszystkie masy elementów. Drut powinien mieć średnicę mniej więcej taką jak wyprowadzenia rezystorów przewlekanych (24 AWG/0,5 mm). Gołym drutem można również wykonać większość połączeń zasilania +5 V. Pozostałe połączenia wykonujemy krótkimi odcinkami cienkiego przewodu izolowanego, np. kynar, jak pokazano na rysunku 8. Przejrzystość montażu zapewniają różne kolory izolacji.

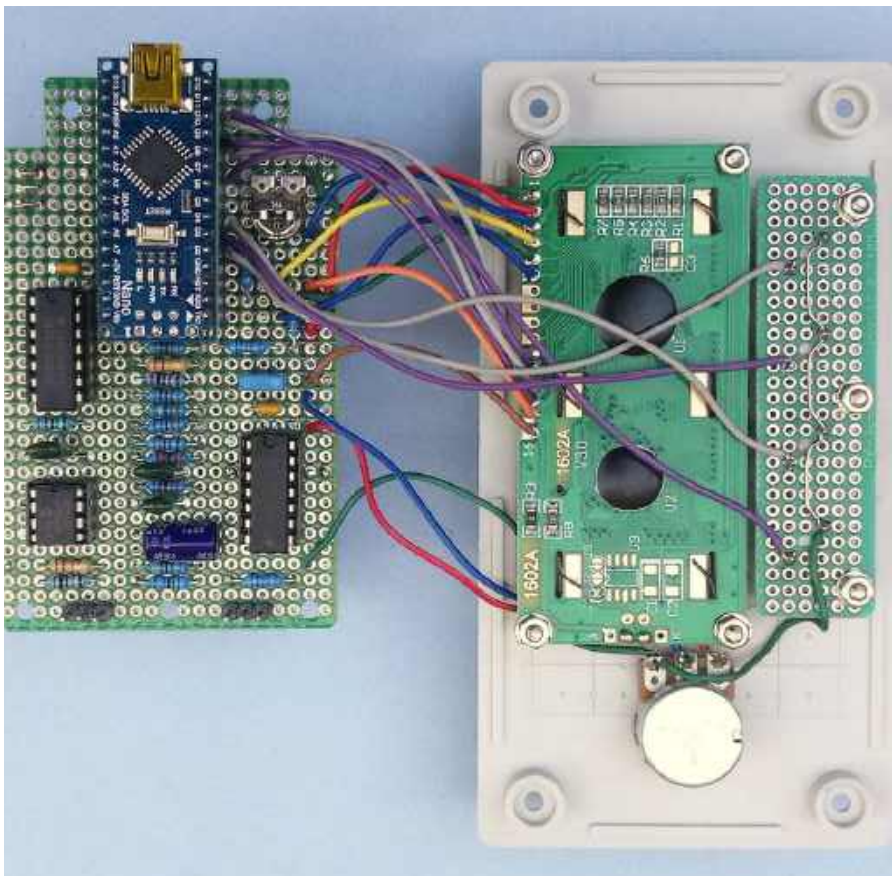
Po sprawdzeniu połączeń na zgodność ze schematem podłączamy do płytki moduł LCD, przyciski i potencjometr. Najprostszą i najbardziej niezawodną metodą dołączenia tych elementów jest przylutowanie bezpośrednich przewodów łączących. Następnie umieszczamy moduł Arduino Nano i układy scalone w gniazdach. Ustawiamy potencjometr regulacji kontrastu wyświetlacza LCD mniej więcej w połowie. Płytkę drukowaną wmontowujemy do obudowy, jak pokazano na **rysunku 9**.

Teraz nadszedł czas na „próbę ogniową”. Podłączamy Arduino Nano do źródła zasilania 5 V przez port USB. Powinno się włączyć podświetlenie LCD. Jeśli napięcia stałe są prawidłowe (i nie widać dymu...), to płytka jest gotowa do zaprogramowania i testowania.

Program

Oprogramowanie powstało w środowisku programistycznym Microchip Studio for AVR and SAM Devices (dawniej: Atmel Studio). Głównym powodem wybrania go zamiast środowiska Arduino jest to, że projekt sprzętowy generatora jest niekompatybilny z dostępnymi bibliotekami kodu do Arduino. W szczególności interfejs wyświetlacza LCD (układ pinów wejścia/wyjścia mikrokontrolera) najwyraźniej nie jest przez bibliotekę Arduino obsługiwany.

Programowanie mikrokontrolera ATmega328P można przeprowadzić bez Microchip Studio i bez żadnego programatora. Opisano to w ramce „Własne modyfikacje programu w środowisku Microchip Studio”. Arduino Nano ma wbudowany zasilacz USB/UART i rezydentny program ładujący („bootloader”). Programowanie



Rysunek 9. Zmontowana płytka prototypowa z Arduino Nano, podłączona do wyświetlacza, przycisków i potencjometru; gotowa do pierwszego testu

eprasa.pl 1afb95dbdc

pamięci FLASH mikrokontrolera zapewnia aplikacja AVRDUDE dla systemu Windows [1], komunikująca się z bootloaderem przez USB. Po podłączeniu Arduino Nano do komputera otwórz Menedżera Urządzeń Windows i kliknij na Porty (COM i LPT). Na liście powinno się pojawić urządzenie USB Nano. Zanotuj numer powiązanego z nim portu COM. Program AVRDUDE działa w oparciu o wiersz poleceń systemu Windows. Wiersz poleceń dla AVRDUDE jest zwykle dość długi, ponieważ zawiera cały szereg ustawień dla konkretnej konfiguracji programowania. W tym wierszu należy wpisać m.in. zanotowany wcześniej numer portu COM. Skopiuj i wklej, ew. wpisz ręcznie do jakiegoś edytora tekstu, np. Notatnika, poniższą instrukcję:

```
avrdude.exe -C avrdude.
conf -p atmega328p -c
arduino -P COM4 -b 115200
-U flash:w:nano-wave-gen-v1.5.hex:i
```

Upewnij się, że cały tekst polecenia znajduje się w tylko jednym wierszu. Aby był bardziej czytelny, wybierz opcję **Format/Zawijanie wierszy** Notatnika. Zapisz tekst jako plik wsadowy o nazwie **Program Nano.bat**. Plik o tej nazwie, zawierający powyższe instrukcje, można też znaleźć w pliku archiwum, który bezpłatnie pobierzemy ze strony Elektor Labs związanej z tym artykułem [2]. Pola tekstu wyróżnione tłustym drukiem należy ewentualnie zmienić, dostosowując instrukcje do konfiguracji Twojego komputera i wersji programu generatora. Numer w polu „COM4” zastąp numerem portu, do którego Arduino Nano jest podłączone u Ciebie (znalezionym w **Menedżerze Urządzeń**). Irytujące jest to, że przydzielony numer portu COM może się zmienić po odłączeniu i ponownym podłączeniu kabla USB. Powodem tego jest fakt, że połączenie szeregowe USB jest nawiązywane za pośrednictwem „wirtualnego portu szeregowego”, a nie portu fizycznego. Od red. EdW: w systemie Windows istnieją środki pozwalające przypisywać konkretnemu urządzeniu szeregowemu po podłączeniu zawsze ten sam numer portu COM. Trudno w tym miejscu podać szczegóły. Zaleca się poszukać rozwiązania tego problemu w Internecie. Plik programu mikrokontrolera w pliku archiwum [2] będzie miał nazwę **nano-wave-gen-v1.5.hex** lub podobną. Sprawdź i ew. popraw tę nazwę w wierszu poleceń AVRDUDE tak, aby nazwa pliku **hex** była taka jak nazwa pobranego pliku.

Uwaga: niektóre tanie klony Arduino Nano używają dla bootloadera niestandardowej prędkości transmisji, np. 57600 bodów. Jeśli AVRDUDE wyświetli komunikat o błędzie, spróbuj w wierszu poleceń zmienić szybkość transmisji, w tym przypadku z „115200” na „57600”.

Zasada działania generatora

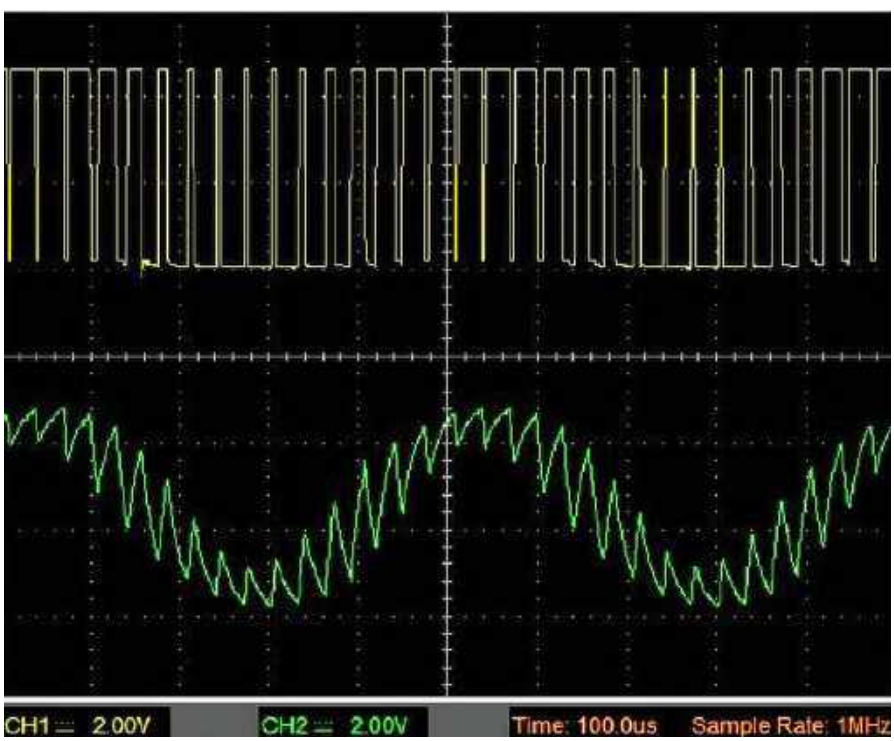
Użyta w generatorze technika wytwarzania fali okresowej nazywana jest „syntezą wavetable”. „Wavetable” to tablica przebiegu obejmująca jeden pełny okres fali. Elementy tablicy zawierają wartości chwilowe (próbki) sygnału. Mikrokontroler wysyła próbki ze stałą częstotliwością zwaną „częstotliwością próbkowania”. Częstotliwość ta musi być znacznie wyższa niż maksymalna częstotliwość składowa w sygnale wyjściowym – zasadniczo co najmniej czterokrotnie. Na przykład, aby wygenerować sygnały akustyczne do 10 kHz, potrzebna jest częstotliwość próbkowania ≥ 40 kHz. Dla wygody, ze względu na częstotliwość taktowania mikrokontrolera wynoszącą 16 MHz, wybrano niższą częstotliwość próbkowania – 32 kHz.

Do wytwarzania przebiegów w słyszalnym i niesłyszalnym zakresie częstotliwości wykorzystany został moduł czasowy Timer/Counter0 mikrokontrolera ATmega328P w trybie PWM. Każda tablica „wavetable” zawiera wartości współczynników wypełnienia przebiegu PWM. Przebieg ten jest cyfrowy, ale po przejściu przez filtr dolnoprzepustowy otrzymujemy z niego sygnał uśredniony – analogowe napięcie reprezentujące kształt fali (z niewielkim opóźnieniem fazowym). Filtr o częstotliwości odcięcia 8 kHz usuwa częstotliwość podstawową PWM (32 kHz) na tyle, na ile jest to możliwe, pozostawiając w sygnale wyjściowym tylko pożądane składowe o częstotliwościach akustycznych. Wyjście PWM w połączeniu z filtrem dolnoprzepustowym działa jako przetwornik cyfrowo-analogowy. W ten sposób oszczędzamy sobie konieczność użycia oddzielnego układu scalonego przetwornika. Na **rysunku 10** widzimy zasadę działania przetwornika PWM. Górny oscylogram pokazuje przebieg PWM zmodulowany przebiegiem sinusoidalnym 2 kHz, a dolny – wynikowy kształt fali po filtrze dolnoprzepustowym.

Funkcje timera

W pliku archiwum [2] można znaleźć nie tylko gotowy plik hex do zaprogramowania mikrokontrolera, ale również kompletny kod źródłowy programu. Jeśli jesteś w szczegółach zainteresowany, jak oprogramowanie przekształca Arduino Nano w generator przebiegów, zapoznaj się z tym kodem.

W celu generowania przebiegu o zmiennym współczynniku wypełnienia na pinie OC0B (= PD5), funkcja TC0_setup() inicjalizuje



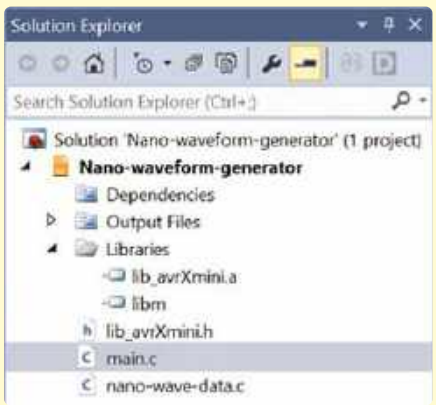
Rysunek 10. Górny oscylogram przedstawia sygnał PWM zmodulowany falą sinusoidalną o częstotliwości 2 kHz. Oscylogram dolny pokazuje kształt fali po filtrowaniu dolnoprzepustowym

eprasa.pl 1afb95dbdc

Własne modyfikacje programu w środowisku Microchip Studio

Aby dostosować oprogramowanie generatora do własnych potrzeb, należy najpierw na komputerze PC z systemem Windows lub Mac pobrać i zainstalować środowisko Microchip Studio for AVR and SAM Devices (IDE) [4]. „Samouczek" [5] może zakładać, że „platformą docelową" będzie płytka rozwojowa Microchip lub Atmel z programatorem Atmel AVRISP mk2 lub podobnym. Nie ma jednak potrzeby, aby takiego programatora używać do programowania Arduino Nano. Można utworzyć „narzędzie programistyczne" („programming tool") w Microchip Studio (patrz „Opcja 2" poniżej).

Po pobraniu archiwum z programem generatora [2] i rozpakowaniu go, skopiuj wszystkie pliki do nowego folderu o nazwie Nano-waveform-generator na dysku lokalnym, najlepiej w folderze projektów utworzonym przez Microchip Studio w bibliotece Dokumenty. Następnie dołącz Arduino Nano do portu USB w komputerze. Otwórz Microchip Studio i wybierz Open Project... ze strony startowej. Przejdź do utworzonego folderu projektu i kliknij nazwę pliku Nano-waveform-generator.atsln. Znajdź po prawej stronie ekranu okno Solution Explorer i kliknij je (patrz **rysunek 11**). Rozwiń listę Libraries i upewnij się, że jest na niej biblioteka lib_avrXmini.a. Plik biblioteki zawiera gotowe funkcje do obsługi różnych urządzeń peryferyjnych, powszechnie używanych w aplikacjach ATmega328P.



Rysunek 11. Zrzut ekranu okna Solution Explorer

Aby edytować plik źródłowy – jeśli nie jest on jeszcze otwarty w edytorze – kliknij w oknie Solution Explorer nazwę tego pliku. Aby plik pozostał otwarty, kliknij ikonę pinezki na karcie pliku w prawym górnym rogu okna edytora. Zakładka pliku zostanie przeniesiona na lewą stronę okna i pozostanie otwarta. Możesz zapoznać się z plikiem nagłówkowym biblioteki lib_avrXmini.h, ale nie modyfikuj go, chyba że zamierzasz wprowadzić w bibliotece zmiany. Można dowolnie modyfikować każdą funkcję w bibliotece lub dodawać nowe funkcje.

Po zakończeniu zmian kompiluj swoje rozwiązanie (Build Solution) i poprawiaj kod źródłowy aż usuniesz wszystkie błędy. Następnie, aby przesłać program do Arduino Nano, postępuj zgodnie z poniższymi instrukcjami. Są dwie opcje postępowania; w obu przypadkach zakłada się, że pliki dystrybucyjne AVRDUDE można znaleźć w folderze o nazwie Nano Wave Gen na dysku lokalnym komputera.

Opcja 1: Użyj wiersza poleceń systemu Windows. Można użyć tej samej metody co opisana w rozdziale **Program**. Wystarczy skopiować wygenerowany plik *hex* do folderu *Nano Wave Gen*. Za każdym razem, gdy naciśniesz *Build Solution*, Microchip Studio umieści nowy plik *hex* w folderze projektu, w podfolderze o nazwie Debug. Jeśli folder projektu nosi nazwę *Nano-waveform-generator*, plik *hex* zostanie zapisany w podfolderze *Nano-waveform-generator\Debug*. Przed rozpoczęciem programowania zmień nazwę wygenerowanego pliku *hex* tak, aby była identyczna z nazwą pliku zawartą w pliku poleceń *Program Nano.bat*.

Opcja 2: Utwórz „Narzędzie programistyczne" w Microchip Studio. Kliknij menu *Narzędzia → Narzędzia zewnętrzne*. Powinno pojawić się okno dialogowe z prośbą o podanie parametrów. W *Title* wpisz: *Program Nano* lub inną dowolną nazwę. W polu *Co mmand* wpisz: *C:\Nano Wave Gen\avrdude.exe*. W polu *Argumenty* wpisz (wszystko w jednym wierszu):

```
-C „C:\Nano Wave Gen\avrdude.conf" -p atmega328p -c arduino -P COM4
-b 115200 -U flash:w:„$(ProjectDir)Debug\$(TargetName).hex":i
```

Numer przy „COM4" zastępujemy rzeczywistym numerem portu COM, do którego podłączona jest płytka Nano. Pamiętaj, że niektóre klony Arduino Nano obsługują tylko niższe szybkości transmisji. Zaznacz pole *Use output window (Użyj okna wyjściowego)*. Kliknij przycisk OK. Gotowe.

W menu *Narzędzia* powinna pojawić się nowa opcja, *Program Nano*. Po utworzeniu kodu wynikowego można go zaprogramować na płytce Nano, klikając pozycję *Program Nano* w menu *Narzędzia*.

licznik TC0 w trybie PWM z „podwójnym zboczem" lub jak kto woli z „prawidłową fazą" (ang. dual-slope, phase-correct). Komparator związany z rejestrem OCR0A licznika TC0 generuje okresowo przerwania z częstotliwością próbkowania równą 32 kHz. Odstęp między dwoma przerwaniami wynosi więc 31,25 µs. Podprogram obsługi przerwania musi co 31,25 mikrosekundy pobrać, przetworzyć i wysłać jedną próbkę sygnału. To dość niełatwe zadanie jak na 8-bitowy, prosty mikrokontroler, ale przy częstotliwości taktowania 16 MHz mikrokontroler wykonuje w ciągu 1 µs do 16 instrukcji, a w podprogramie przerwania może ich wykonać do 500 (16 MHz×31,25 µs). Taka moc obliczeniowa jest wystarczająca i nie ma potrzeby używania języka asemblera.

Oczywiście jednostka centralna nie może spędzać całego swojego czasu w podprogramie przerwania, bo wtedy nic innego nie mogłoby być wykonywane w pętli głównej programu. Musimy więc zapewnić, że maksymalny czas obsługi przerwania będzie sporo mniejszy niż okres przerwań. Dobrym kryterium jest wyrobienie się z obsługą przerwania przez maksimum połowę okresu.

Aby uzyskać wysoką częstotliwość taktowania, preskaler timera TC0 jest wyłączony (N=1). Wartość rejestru OCR0A jest ustawiona na 249, okres zliczania timera wynosi zatem 250 cykli zegara „w górę" i 250 „w dół" – razem 500 cykli. Przy zegarze 16 MHz częstotliwość wyjściowa PWM wynosi dokładnie 32 kHz. Zawartość rejestru OCR0B wyznacza współczynnik wypełnienia sygnału PWM, wytwarzanego na pinie PD5/OC0B. Współczynnik ten jest proporcjonalny do wartości bieżącej próbki i aktualizowany co okres próbkowania (31,25 µs) w przerwaniach.

Gdy rejestr licznika (TCNT0) osiągnie wartość „TOP" (= OCR0A = 249), kierunek zliczania jest odwracany i ustawiana jest flaga przerwania (OCF0A). Jednocześnie pin wyjściowy PD5/OC0B jest ustawiany w stan wysoki. Gdy TCNT0 osiągnie wartość równą OCR0B, pin PD5/OC0B automatycznie przejdzie w stan niski. Współczynnik wypełnienia PWM jest zatem proporcjonalny do wartości w OCR0B. Szerokość impulsu nie może oczywiście być większa niż okres, więc maksymalne wypełnienie (100%) uzyskuje się przez wpisanie do OCR0B wartości 249. Bardziej szczegółowe wyjaśnienie generowania przebiegu PWM w mikrokontrolerze można znaleźć w karcie katalogowej ATmega328P [3], w rozdziale dotyczącym 8-bitowego timera/licznika TC0.

eprasa.pl 1afb95dbdc

Algorytm syntezy

Algorytm działa na zasadzie pobierania próbek z tablicy ze stałą częstotliwością próbkowania (32 kHz). Częstotliwość sygnału wyjściowego jest określona przez „odległość" (kąt fazowy) między kolejnymi dwiema pobieranymi wartościami. Im mniejsza ta „odległość", tym niższa częstotliwość wyjściowa. Gdy indeks kolejnej pobieranej próbki wykroczy poza koniec tabeli, jest modyfikowany (zawijany) tak, aby pokazywał próbkę z początku tabeli. Jest przy tym zachowywana „odległość" między próbkami.

Nazwijmy odległość między kolejnymi próbkami „krokiem kąta fazowego". W praktyce krok kąta fazowego musi być liczbą rzeczywistą, tj. posiadać zarówno część całkowitą, jak i ułamkową. Do przeprowadzania obliczeń doskonale nadawałaby się tu arytmetyka zmiennoprzecinkowa, ale w ATmega328P pochłaniałaby ona zbyt dużo czasu, ponieważ mikrokontroler ten nie ma zmiennoprzecinkowej jednostki arytmetycznej. Dlatego do obliczeń używana jest arytmetyka stałoprzecinkowa. Jest ona oparta o szybką arytmetykę całkowitoliczbową z długimi słowami danych. Każde słowo składa się z dwóch „pól bitowych" reprezentujących części „całkowitą" i „ułamkową". Na przykład 16-bitowa liczba stałoprzecinkowa może się składać z 8-bitowej części całkowitej i 8-bitowej części ułamkowej. Zakres dla liczb bez znaku wynosi wtedy od 0,0 do 255,996 dziesiętnie. W przypadku liczb ze znakiem zakres ten wynosiłby od –128,0 do +127,996. Rozdzielczość tego formatu liczb jest równa 1/256 ≈ 0,004, co jest wystarczające do zastosowań o niewysokiej precyzji.

32-bitowa liczba stałoprzecinkowa składa się zwykle z 16-bitowej części całkowitej i 16-bitowej części ułamkowej. W przypadku liczb ze znakiem zakres wynosi od –32768,0 do +32767,99998. Rozdzielczość wynosi w tym przypadku 1/65536 ≈ 0,00002, co dla naszego generatora przebiegów jest więcej niż wystarczające. 32-bitowe liczby stałoprzecinkowe reprezentują w generatorze kąt fazowy i krok kąta fazowego przebiegu. Dokładność częstotliwości sygnału wyjściowego jest więc praktycznie ograniczona tylko przez dokładność częstotliwości zegara mikrokontrolera. Część całkowita kąta fazowego jest indeksem użytym do odczytywania wartości próbki z tablicy.

Wzór na „krok kąta fazowego" w zależności od częstotliwości generatora jest następujący:

$$PhaseStep = OscFreq \times (TableSize / SampleRate)$$

gdzie *PhaseStep* to odległość między kolejnymi próbkami w tablicy „wavetable", *OscFreq* to wymagana częstotliwość przebiegu [Hz], *TableSize* to ilość próbek w tablicy, a *SampleRate* to częstotliwość próbkowania (32000).

Tablice „wavetable" mogą mieć teoretycznie dowolny rozmiar. W praktyce jest on oczywiście ograniczony pojemnością pamięci. Rozmiar tablicy powinien z grubsza odpowiadać rozdzielczości sygnału wyjściowego – być mniej więcej tego samego rzędu, co maksymalna wartość próbek w tablicy. Na przykład, jeśli wartości próbek są 8-bitowymi liczbami bez znaku, odpowiednim rozmiarem tablicy będzie 256 próbek. Pożądany byłby rozmiar jeszcze większy, co da takie same korzyści jak interpolacja między punktami próbkowania, czyli spowoduje mniejsze zniekształcenia kształtu fali.

Aliasing sygnału

Jeśli dysponujesz pewną wiedzą na temat cyfrowego przetwarzania sygnałów, zapewne jesteś zaznajomiony ze zjawiskiem „aliasing" oraz jego przyczynami i skutkami. Aliasing to zniekształcenia próbkowanego przebiegu, powstające gdy jakieś składowe częstotliwościowe w spróbkowanym przebiegu analogowym są zbyt wysokie stosunku do częstotliwości próbkowania. Zniekształcenia te objawiają się jako nowe, niepożądane składowe częstotliwościowe wprowadzane do próbkowanego sygnału. Na przykład: Jeśli sygnał zawiera składową częstotliwościową 16 kHz i jest próbkowany z częstotliwością 20 kHz, to w zrekonstruowanym sygnale wyjściowym pojawią się nowe składowe o częstotliwościach sumy i różnicy, tj. 4 kHz i 36 kHz. Zauważalnym artefaktem byłaby składowa 4 kHz, ponieważ znajduje się w słyszalnym zakresie częstotliwości. Czyste fale sinusoidalne o częstotliwościach poniżej połowy częstotliwości próbkowania nie będą powodowały żadnego aliasingu. Natomiast do powstania aliasingu mogą się jak najbardziej przyczynić przebiegi bogate w harmoniczne wysokiego rzędu, takie jak fale prostokątne, impulsowe i piłokształtne.

Aliasing występuje w generatorach „wavetable", gdy kształt fali zapisany w tablicy zawiera składowe częstotliwościowe powyżej połowy częstotliwości próbkowania. Ale wyjątkiem jest sytuacja, gdy stosunek częstotliwości wyjściowej do częstotliwości próbkowania jest liczbą wymierną. Aliasing dla niektórych częstotliwości można wyeliminować przez staranne dobranie rozmiaru tablicy stosunku do częstotliwości próbkowania. W opisywanym generatorze przebiegów tablica ma rozmiar 640 próbek, a zaprogramowane częstotliwości stałe wybrano tak, by aliasingu uniknąć.

Na koniec

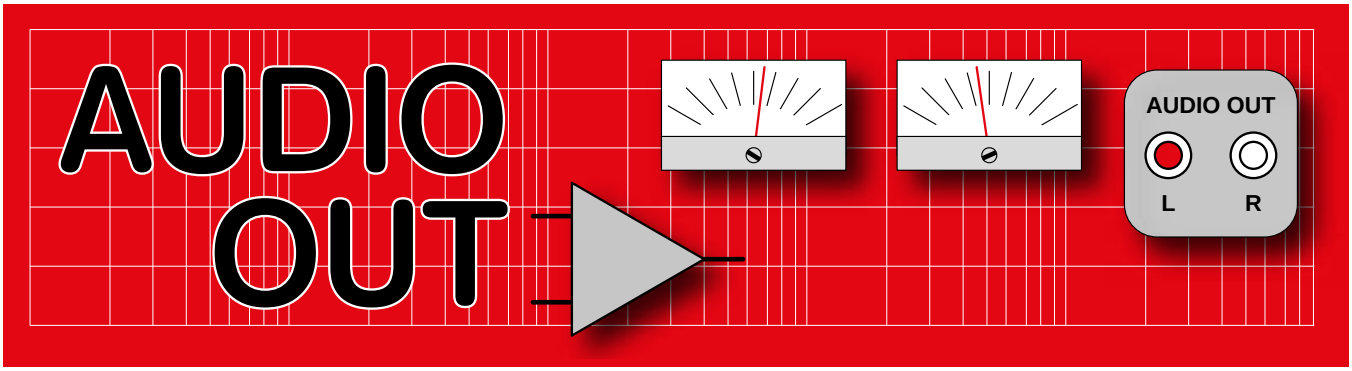
Jak wspomniałem na początku, jest to nie tyle gotowy projekt, co raczej techniczna demonstracja tego, co można zrobić z tanim modułem Arduino Nano. Zachęcam do modyfikowania kodu i układu zgodnie z własnymi potrzebami, a także wykorzystania urządzenia jako źródła inspiracji dla własnych projektów. ■

Michael J. Bauer (Australia)

Źródła:
[1] AVRDUDE na GitHub: https://github.com/avrdudes/avrdude
[2] Projekt Elektor Labs: https://elektormagazine.com/labs/nano-waveform-generator
[3] ATmega328P – nota aplikacyjna: https://tinyurl.com/4w2uzpy2
[4] Microchip Studio:
https://microchip.com/en-us/tools-resources/develop/microchip-studio
[5] Getting Started with Microchip Studio: https://tinyurl.com/39bsmzbd

REKLAMA





Wokoder analogowy, część 4

Wzmacniacz sterujący

W zeszłym miesiącu przedstawiliśmy uniwersalny moduł wzmacniacza i omówiliśmy jego zastosowanie w roli przedwzmacniacza sterującego z wejściem symetrycznym, służącego do wysterowania filtrów wokodera. W tym miesiącu uzupełnimy opis tego modułu, analizując układ stopnia wyjściowego, przyjrzymy się także konstrukcji całości oraz użytym elementom.

Sterownik transformatora

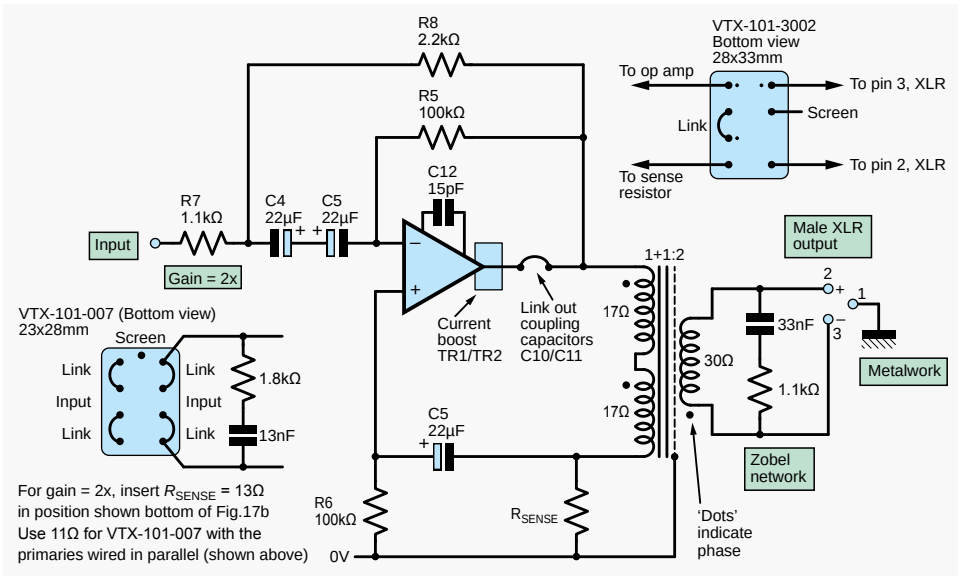
W naszym wokoderze wyjście jest wyposażone w transformator symetryzujący, jest to zatem wyjście „pływające", zapobiegające tworzeniu się pętli mas. Transformatory mogą się czasami nasycać w szczytach sygnału przy niskich częstotliwościach, znacznie zwiększając pobór mocy ze wzmacniacza, co może skutkować przesterowaniem utrzymującym się przez kilka okresów sygnału. Nasz wzmacniacz sterujący ma jednak odpowiedni zapas wydajności prądowej, dzięki czemu ten strasznie brzmiący efekt praktycznie nie występuje. Duża wydajność prądowa wiąże się też z małą impedancją wyjściową sterownika, która zapewnia wnoszenie przez transformator niższych zniekształceń. Dalszą ich redukcję osiągamy poprzez zrealizowanie ujemnej rezystancji wyjściowej, która kompensuje rezystancję (stałoprądową) strony pierwotnej transformatora. Odpowiada za to dodatnie sprzężenie zwrotne poprowadzone z bocznika rezystancyjnego RSENSE. Pokazano to na **rysunku 11**. Wartość RSENSE zależy od rezystancji strony pierwotnej transformatora i od wzmocnienia.

Rysunek 12 przedstawia zmontowany moduł.

Układ wykorzystałem jako pretekst do wypróbowania nowego transformatora VTX-102-3002 firmy Vigortronix, który ma bardzo wysoki poziom nasycenia: 37 V_{pp} przy 30 Hz i obciążeniu 600 Ω. Jego górna częstotliwość rezonansowa wynosi 88 kHz. Aby wytłumić rezonans, zastosowałem tzw. obwód Zobla (C_z i R_z). Transformator ma rdzeń krzemowo-żelazowy. Układ sterowania zmniejsza jednak jego zniekształcenia poniżej poziomu typowego dla drogich transformatorów z rdzeniem niklowym, przy zachowaniu dużej odporności na nasycenie.

Sterownik głośnika o dużej impedancji

Dodatkowym zastosowaniem modułu wzmacniacza jest użycie go do sterowania głośnika/monitora małej mocy. W wielu analogowych produktach i systemach muzycznych zasilanych napięciami ±15 V (np. syntezatory Eurorack) wymagany jest mały głośnik do celów monitorowania. Jeśli użyjemy typowego układu wzmacniacza mocy (np. TDA2030) ze standardowym głośnikiem 8 Ω, moc wyjściowa może osiągać 10 W, a pobór prądu wzrastać do ponad 1 A, co znacznie przekroczy możliwości źródła zasilania. Natomiast użycie głośnika o większej impedancji (50 Ω) pozwoli uzyskać moc wyjściową 1,2 W, a pobór prądu wyniesie



Rysunek 11. Wzmacniacz wyjściowy sterujący transformator, z realizacją ujemnej rezystancji wyjściowej w celu zminimalizowania zniekształceń. Należy zauważyć, że układ wzmacniacza jest odwracający, a prawidłową fazę uzyskujemy poprzez zamianę przewodów po stronie wtórnej, idących do gniazda XLR. Jeśli wartość rezystora R_{SENSE} będzie zbyt duża, układ zacznie oscylować na bardzo niskiej częstotliwości. Rezystor ten najlepiej dobrać eksperymentalnie

eprasa.pl 1afb95dbdc

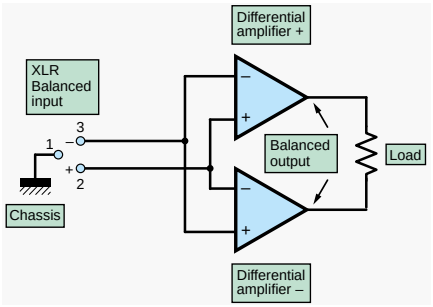


Rysunek 12. Zmontowany wzmacniacz wyjściowy. Jest to w zasadzie wzmacniacz sumujący z dodanym bocznikiem R_{SENSE} (prawy dolny róg płytki) i tantalowym kondensatorem sprzęgającym (biegun ujemny w stronę układu scalonego) zamiast rezystora R4. Sygnał zwrotny z transformatora wchodzi do otworu dla rezystora R2 przy biegunie dodatnim kondensatora

50 mA, co jak najbardziej leży w możliwościach zasilacza. Podobna sytuacja z poborem mocy ma miejsce w przypadku zasilania sprężyn pogłosowych.

W wymienionych zastosowaniach modułu wzmacniacza niezbędne są radiatory na tranzystorach wyjściowych. W przypadku wyższych napięć zasilających należy zastosować głośnik 80 Ω.

Moduł z głośnikiem pokazano na **rysunku 13**.



Rysunek 14. Układ wzmacniacza z wyjściem mostkowym, wejście i wyjście symetryczne

Wyjście w układzie mostkowym

Innym użytecznym zastosowaniem modułu – niezwiązanym z wokoderem – jest użycie jego dwóch egzemplarzy do zrealizowania wzmacniacza mocy w układzie mostkowym. Aby uzyskać wyjście mostkowe, dwa wzmacniacze z symetrycznymi wejściami należy połączyć w przeciwfazie, jak pokazano na **rysunku 14**. W trybie mostkowym rzeczywista impedancja obciążenia całego wzmacniacza jest o połowę mniejsza, ponieważ uzyskuje się niemal podwojenie amplitudy napięcia wyjściowego. Zwiększa to maksymalną moc teoretycznie 4-krotnie, praktycznie ok. 3,5 raza. Moc tracona też jest większa, więc tranzystory wyjściowe muszą mieć duże radiatory. Ponieważ w szereg z obciążeniem wystarczy dać tylko jeden kondensator elektrolityczny (bipolarny), na każdej płytce C11 można zastąpić zwarciem.

Należy pamiętać, że w jednym z modułów musi zostać odwrócona faza. Trzeba podłączyć wejścia symetryczne jednego modułu w przeciwfazie (**rysunek 15**). Przy okazji impedancja obu zacisków wejściowych staje się jednakowa, a to poprawia tłumienie zakłóceń. Inną metodą byłoby skonfigurowanie jednego modułu jako odwracającego, a drugiego jako nieodwracającego – patrz rysunek 1. w poprzedniej części artykułu. Ja jednak zawsze wybieram rozwiązanie z wejściem symetrycznym, bo daje ono mniejszy poziom zakłóceń.

Stereo

Możliwe jest zrealizowanie modułu stereofonicznego/dwukanałowego poprzez nałożenie na siebie dwóch płytek modułu i połączenie zasilania złączem, jak pokazano na **rysunku 16**. Taki blok dwukanałowy będzie używany jako przedwzmacniacz na wejściu i jako stopień końcowy na wyjściu wokodera. Opiszemy to w dalszej części serii.

Lista elementów modułu

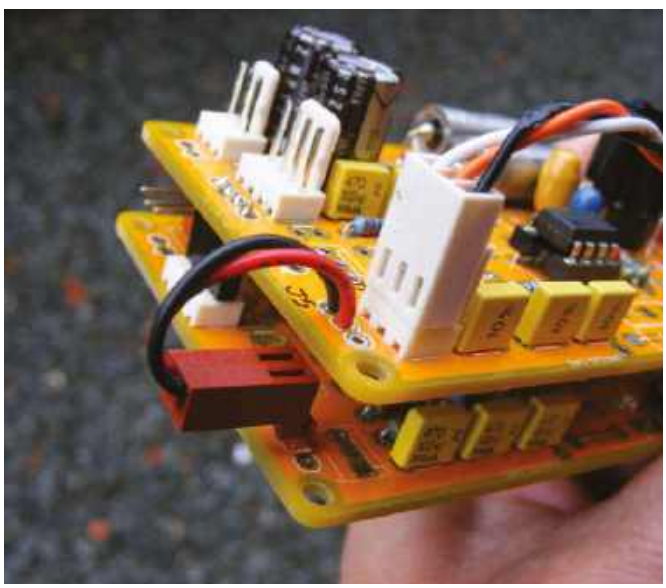
Elementy oznaczone pojedynczą gwiazdką (*) są przeznaczone tylko do wzmacniacza wyjściowego (sumującego) wokodera, a te z gwiazdką podwójną (**) – tylko do przedwzmacniacza z wejściem symetrycznym sterującego filtry. Brak gwiazdki oznacza, że element jest przeznaczony dla obu wersji modułu.

Półprzewodniki

IC1: NE5534P niskoszumny wzmacniacz operacyjny audio
TR1: 2N2219 tranzystor NPN średniej mocy w obudowie TO5/TO39

Rysunek 13. Zmontowany wzmacniacz głośnikowy, sterujący głośnik o dużej impedancji (80 Ω)





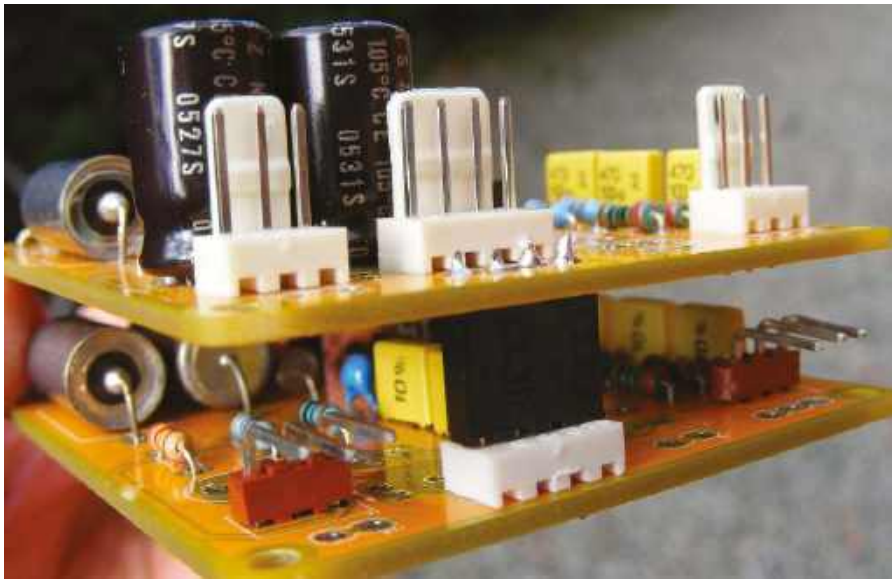
Rysunek 15. Połączenie wejść w przeciwfazie w zestawie dwóch modułów z wyjściem mostkowym. Zwróć uwagę na zamianę miejscami przewodów biegnących od J5 na górnej płytce do J5 na dolnej. Skutkiem tego jest jednakowa impedancja wejściowa zacisków „plus" i „minus"

eprasa.pl 1afb95dbdc

lub odpowiednik, np. BFX85
TR2: BC143 tranzystor PNP średniej mocy w obudowie TO5/TO39 lub odpowiednik, np. BC161-16
Można użyć innych typów o parametrach: obudowa TO5,
Vce > 45 V (60 V w przypadku OPA604),
Hfe > 50, Ic > 650 mA,
P_{tot} > 600 mW, F_t > 50 MHz.
D1, D2: dowolna mała niskonapięciowa dioda Zenera, np. BZY88C2V7

Rezystory
Metalizowane 0,25 W 1%. W miejscach niekrytycznych można stosować węglowe 5%.
R1, R2: 100 Ω**
R3, R4, R5*, R6, R7, R8: 2,2 kΩ
R5: 100 kΩ *
R9, R10, R13: 4,7 kΩ 5%
R11, R12: 10 Ω
R14: 22 kΩ 5%
R15: 33 Ω 5%
R16: 100 kΩ 5%

Kondensatory
C1**, C2**, C3**, C6, C7: 470 pF 5%, 5 mm, ceramiczny lub foliowy
C12: 15 pF (lub dobrać) NP0, 5 mm, ceramiczny; patrz tekst
C4, C5, C8: 22 µF 25 V
C9: 10 µF 10 V
C10, C11: 150 µF 16 V

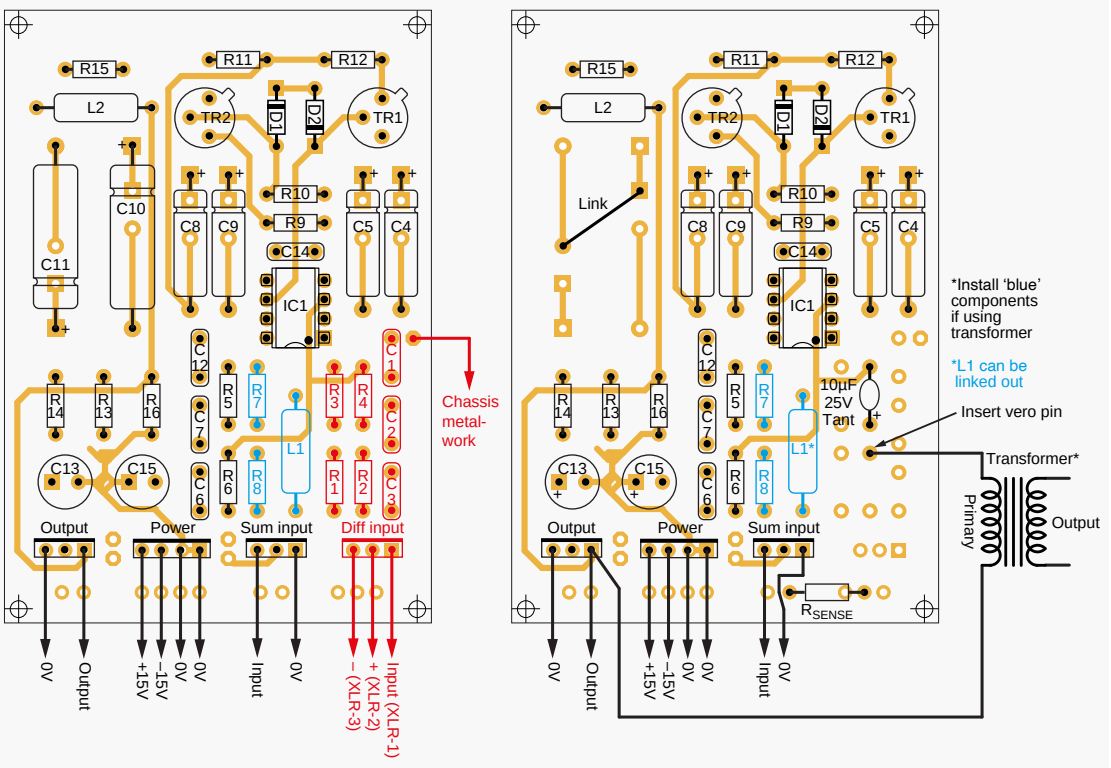


Rysunek 16. Złącza zasilania w zestawie dwóch modułów

C13, C15: 470 µF 25 V
C14: 100 nF X7R, 5 mm, ceramiczny

Uwaga: na płytce drukowanej wszystkie miejsca na kondensatory elektrolityczne mają podwójny układ wyprowadzeń. Można więc użyć tanich radialnych kondensatorów aluminiowych lub droższych koralikowych/osiowych kondensatorów tantalowych, hermetycznych o długiej żywotności. Jako kondensatory odsprzęgające można dać typy o długiej żywotności z litego aluminium.

Elementy indukcyjne
L1: 1 mH potrzebny tylko w przypadku długiej (>150 mm) szyny sumującej; z serii Sigma SC30 lub inny mały osiowy, np. Epcos B82144A2105J 1000 µH ±5% 200 mA
L2: 6 µH do 15 µH dławik osiowy o niskiej rezystancji, np.
Epcos B82141A1103K 10 µH ±10% 410 mA
T1: transformatory wyjściowy Vigortronix VTX-101-3002 lub VTX-101-007



Rysunek 17a (lewy). Rysunek montażowy modułu przedwzmacniacza wokodera

Uwaga: elementy niebieskie są przeznaczone tylko do modułu wyjściowego, elementy czerwone – tylko do przedwzmacniacza. Wszystkie pozostałe elementy są wspólne dla obu modułów

Rysunek 17b (prawy). Rysunek montażowy modułu wyjściowego z transformatorem z rysunku 11

Projekt płytki drukowanej: Mike Grindle

eprasa.pl 1afb95dbdc



Rysunek 18. Plastikowa podkładka montażowa pod tranzystor w obudowie TO5



Rysunek 19. Mocowanie radiatora na obudowie TO5 z pomocą cążek



Rysunek 20. Rezystory emiterowe R11/R12 są zamontowane ponad płytką, aby uniknąć uszkodzenia laminatu płytki od gorąca. Zwróćmy uwagę na tranzystory w obudowach TO5, użyte eksperymentalnie jako diody polaryzujące. Ich obudowy muszą być odizolowane, ponieważ są elektrycznie połączone z kolektorami tych tranzystorów

Należy pamiętać, że elementy te wymagają paru powiązanych elementów biernych; patrz tekst.

Różne

Złącza Molex 2,54 mm do płytek drukowanych
Podkładki montażowe do tranzystorów (2 sztuki), np. Nylon/PET TO5
Radiatory (2 sztuki) Thermalloy TO5 typ 5F, 12,5 mm wysokości, 45,2°C/W CPC

Montaż

Podczas montażu należy posiłkować się rysunkiem montażowym (**rysunek 17**), zwracając uwagę na poniższe punkty.

Tranzystory wyjściowe średniej mocy mają metalową obudowę TO5. Są bardziej niezawodne niż tranzystory w plastikowej obudowie TO92 (np. BC337/327) zwykle używane w takich zastosowaniach. Tranzystory TO5 łatwo jest osadzić w radiatorach. Dobrze jest użyć nylonowej podkładki montażowej, jak pokazano na **rysunku 18**. Podkładkę należy nasunąć na wyprowadzenia we właściwy sposób – krótszymi odstępami w stronę płytki.

Aby tranzystor był zmontowany prawidłowo, należy najpierw przylutować jedno wyprowadzenie, następnie poprawić lutowanie, pozycjonując tranzystor tak, by leżał równolegle do płytki. Gdyby był przylutowany krzywo, naprężenia na wyprowadzeniach mogłyby spowodować pęknięcie szklanych przepustów tranzystora.

Montaż radiatora wymaga rozchylenia jego szczeliny płaskim śrubokrętem podczas wciskania go na tranzystor. Technika ta wymaga wprawy i wiąże się z pewnym ryzykiem. Podejściem profesjonalnym jest użycie specjalnych cążek, jak pokazano na **rysunku 19**. Muszą to być cążki typu zewnętrznego, wysuwające się na zewnątrz po ściśnięciu.

Rezystory emiterowe R11 i R12 powinny być montowane kilka milimetrów nad płytką, jak pokazuje **rysunek 20**. Zapobiegnie to uszkodzeniu płytki przez gorąco w przypadku przeciążenia rezystorów. Jest to zalecenie dotyczące wszystkich przypadków, gdzie rezystory mogą ulec spaleniu w wyniku awarii.

Diody Zenera D1 i D2 muszą być montowane na wysokości około 1 cm. Dzięki temu będzie je można wygiąć tak, aby dobrze się stykały z radiatorami. Jedną z zalet płytek drukowanych z metalizowanymi otworami jest to, że elementy mogą być montowane z odstępem nad płytką bez ryzyka uszkodzenia pól lutowniczych.

Testowanie

Po zmontowaniu modułu i sprawdzeniu, czy elementy mają prawidłowe wartości i są na właściwych pozycjach, nadchodzi czas na testy. Najpierw włącz moduł na krótki czas i upewnij się, że prąd każdej linii zasilania jest poniżej 30 mA i że nic się nie nagrzewa. Jeżeli coś jest nie tak – bo na przykład jakiś kondensator elektrolityczny został wlutowany odwrotnie – i płynie nadmierny prąd, rezystory emiterowe R11 i R12 zwykle zaczynają dymić. Pozostawienie układu w tym stanie na dłużej niż kilka sekund spowoduje, że tranzystory wyjściowe będą się nadawały na śmietnik. Wzmacniacz operacyjny przez krótki czas wytrzymuje zwarcie do linii zasilania, więc zwykle udaje mu się przetrwać takie awarie.

Jeśli po włączeniu problemów nie ma, sprawdź potencjał węzła wyjściowego na połączeniu rezystorów emiterowych R11 i R12. W idealnym przypadku powinien on wynosić mniej niż 0,1 V. Następnie sprawdź prąd spoczynkowy stopnia tranzystorowego, mierząc spadki napięć na rezystorach R11 i R12. Powinny one wynosić po 0,1 V. Jeśli są znacznie wyższe, to prąd spoczynkowy jest zbyt wysoki. Może się tak zdarzyć w przypadku użycia tranzystorów o wyjątkowo niskim napięciu baza-emiter. Rezystory emiterowe będą wtedy musiały zostać zwiększone. Planarne tranzystory krzemowe w obudowach TO5 mają jednak zazwyczaj napięcie V_{be} 0,65...0,72 V i nie powinno być żadnych problemów.

Godne polecenia jest sprawdzenie stabilności układu przez obejrzenie napięcia wyjściowego na oscyloskopie. Szukamy ewentualnych oscylacji wysokiej częstotliwości (od setek kiloherców do megaherców). Test ten jest absolutnie niezbędny, jeśli stosowane są inne typy wzmacniaczy operacyjnych, wolne (F_t < 20 MHz) tranzystory wyjściowe lub do modułu są dołączane nietypowe obciążenia reaktancyjne.

Zniekształcenia

Pomiary zniekształceń nieliniowych wymagają użycia dość drogiego sprzętu. W przypadku wokodera pomiary takie można sobie darować, ponieważ zniekształcenia wzmacniaczy sterowanych napięciem (VCA) są rzędu kilku procent i przesłaniają zniekształcenia wszystkich innych bloków w układzie. Jeśli jednak modułu chcemy użyć nie w wokoderze, a w aparaturze Hi-Fi, wtedy istotne jest, aby jego zniekształcenia były jak najniższe. Szczególnie dotyczy to nieprzyjemnych nieparzystych harmonicznych wnoszonych przez wzmacniacz operacyjny. Jeśli jesteś szczęściarzem i masz analizator zniekształceń firmy Marconi, Wayne Kerr AMS1, Radford lub Audio Precision, będziesz w stanie uzyskać piękne wykresy. Okażą się one jednak mało interesujące, ponieważ pod względem zniekształceń moduł jest naprawdę „czysty”.

eprasa.pl 1afb95dbdc

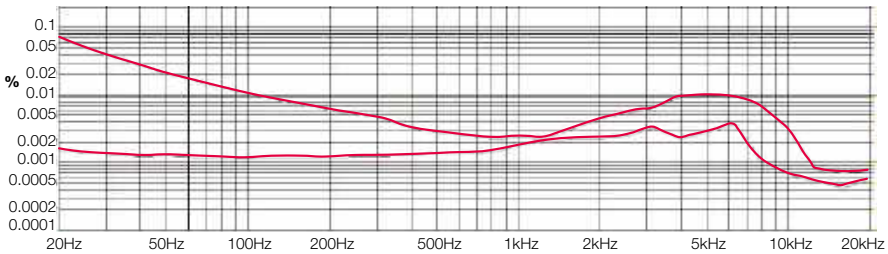
Charakterystyki częstotliwościowej modułu nie będę przedstawiał. Jest to po prostu płaska linia od 20 Hz do 20 kHz!

Wybór wzmacniacza operacyjnego

Przyjrzyjmy się wyborowi wzmacniacza operacyjnego. Wypróbowałem kilka typów zalecanych do wysokiej jakości aplikacji audio. W układzie przedwzmacniacza sterującego filtrów najniższe zniekształcenia, na poziomie 0,001%, dał „wiecznie żywy" NE5534 – pomimo tego, że jest to produkt stary, opracowany jeszcze w latach 70. Nieco większe zniekształcenia – na poziomie 0,0015% – dawały OPA604 i „czcigodny" LM318. Ten ostatni przez szereg lat uchodził za wzmacniacz dający wyjątkowo niskie zniekształcenia dźwięku, dopóki nie pojawiły się rewolucyjne układy TDA1034 i NE5534. Miał jednak duże szumy: 50 nV/√Hz. Co ciekawe, jego zniekształcenia były o około połowę niższe w układzie wzmacniacza odwracającego. Według danych katalogowych najlepszy pod względem zniekształceń i szumów okazuje się OPA604 o poziomie THD+N wynoszącym 0,0004%.

Kondensator wyjściowy

Jeśli naszego modułu będziemy używać do sterowania wzmacniacza Hi-Fi, musimy odciąć na wyjściu modułu składową stałą. Zapewniają to kondensatory C10/C11.



Rysunek 21. Zniekształcenia modułu wyjściowego z transformatorem VTX-101-3002: wykres dolny – z realizacją ujemnej rezystancji wyjściowej, wykres górny – bez niej. Patrz układ z rysunku 11. Tutaj R_{SENSE} = 18 Ω, wzmocnienie = 4×

Testy wykazały, że dodanie tych tantalowych kondensatorów podwaja zniekształcenia powyżej 20-30 Hz, lecz pozostają one nadal na bardzo niskim poziomie.

Wpływ obciążenia

Przyjrzyjmy się teraz efektom związanym z obciążeniem. Zmniejszenie obciążenia wzmacniacza z 600 Ω do 50 Ω, co symuluje podłączenie słuchawek lub głośnika, zwiększyło w niewielkim stopniu zniekształcenia, ale nadal były one poniżej progu słyszalności. Przy tym samym obciążeniu 50 Ω wzmacniacz operacyjny TL071 miał niewystarczającą wydajność wyjściową i dlatego typ ten został odrzucony.

Po dołączeniu na wyjściu transformatora symetryzującego zniekształcenia wzrastają, zwłaszcza przy niskich częstotliwościach. Na **rysunku 21** porównano zniekształcenia przy zrealizowaniu ujemnej rezystancji wyjściowej (technika omówiona na początku artykułu) i bez niej. Wykres dotyczy transformatora Vigortronix VTX-101-3002. Odkryłem, że tańszy transformator VTX-101-007 też może zapewnić bardzo małe zniekształcenia, choć tylko przy niskich poziomach sygnału, około 0 dBm. Ten tańszy typ transformatora idealnie się nadaje do wokodera.

Za miesiąc

Dotarliśmy do mniej więcej połowy projektu. W następnej kolejności omówimy dwa najważniejsze rodzaje filtrów wokodera – pasmowoprzepustowy oraz górno-/dolnoprzepustowy – i zajmiemy się ich zmontowaniem. ■

Jake Rothman

Ten artykuł był wcześniej opublikowany na łamach „Practical Electronics", luty 2022 (www.epemag3.com)

REKLAMA

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

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

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

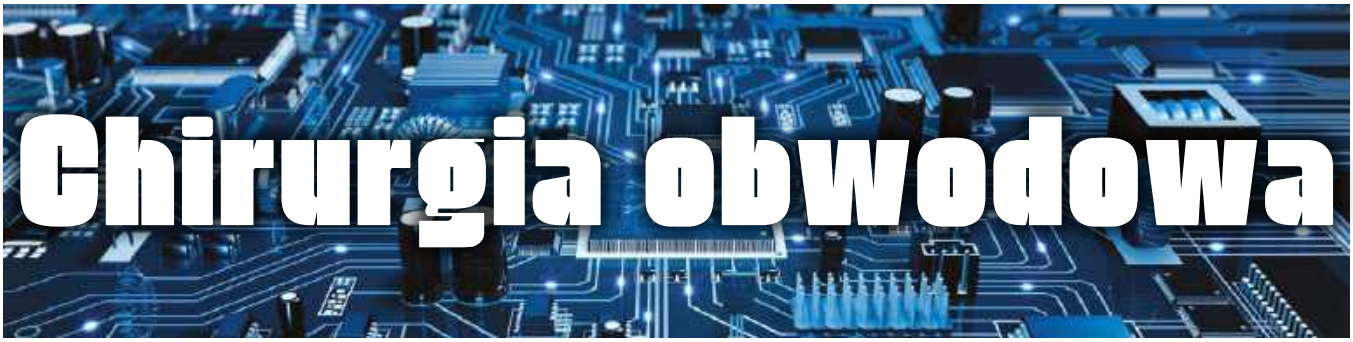
KLUB AVT ELEKTRONIKA

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

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



eprasa.pl 1afb95dbdc



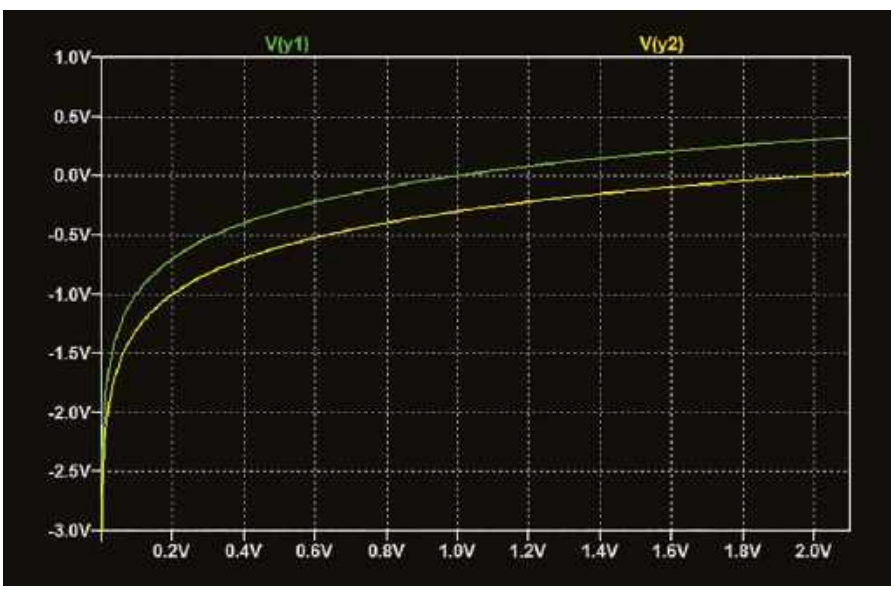
Wzmacniacze operacyjne logarytmiczne i wykładnicze, część 1

W tym miesiącu zaczniemy się zajmować wzmacniaczami logarytmicznymi i wykładniczymi (antylogarytmicznymi), opartymi na wzmacniaczach operacyjnych.

Inspiracją do napisania artykułu było wykorzystanie wzmacniaczy wykładniczych w projekcie MIDI Ultimate Synthesiser, który publikowano w Practical Electronics do lipca 2019 r. Jak widać, dość dawno temu! Znacznie później, bo we wrześniowym wydaniu „PE" z 2021 r. („EdW" 8/2024, przypis redaktora), zajęliśmy się wielostopniowymi wzmacniaczami logarytmicznymi do pomiarów mocy w układach radiowych. Układy tam opisane przybliżały logarytmiczną zależność wejście-wyjście wykorzystując kaskadę wzmacniaczy ograniczających o zsumowanych napięciach wyjściowych. Artykuł był inspirowany innym artykułem: Low-cost Wideband Digital RF Power Meter autorstwa Jima Rowe'a z numeru sierpniowego „PE". W obu przypadkach artykuły towarzyszą projektom praktycznym i nie było miejsca, aby zagłębić się w wiele szczegółów dotyczących działania opisywanych układów.

W artykule wspomniano, że użycie kaskadowych wzmacniaczy ograniczających nie jest jedynym sposobem na zrealizowanie układu o odpowiedzi logarytmicznej – czyli takiego, w którym napięcie wyjściowe jest proporcjonalne do logarytmu napięcia wejściowego. Wzmacniacze logarytmiczne i wykładnicze można również budować wykorzystując fakt, że napięcie baza-emiter tranzystora bipolarnego (czy ogólnie napięcie na złączu p-n) jest proporcjonalne do logarytmu przepływającego przez niego prądu. I odwrotnie: prąd płynący przez złącze tranzystora lub diody zależy wykładniczo od przyłożonego napięcia przewodzenia.

Dla zachowania zgodności z ilustracjami zachowano anglosaską nomenklaturę oznaczania napięcia za pomocą litery V, przypis redaktora.



Rysunek 1. Idealna logarytmiczna zależność wejście-wyjście dla napięcia wejściowego nieskalowanego (y1, zielony) i skalowanego razy 0,5 (y2, żółty)

Logarytmy

Z matematycznego punktu widzenia logarytm (w skrócie „log") i funkcja wykładnicza (antylogarytmiczna) są funkcjami wzajemnie odwrotnymi. Oznacza to, że jeśli weźmiemy logarytm jakiejś wartości, a następnie obliczymy funkcję wykładniczą tego wyniku, to otrzymamy z powrotem oryginalną wartość.

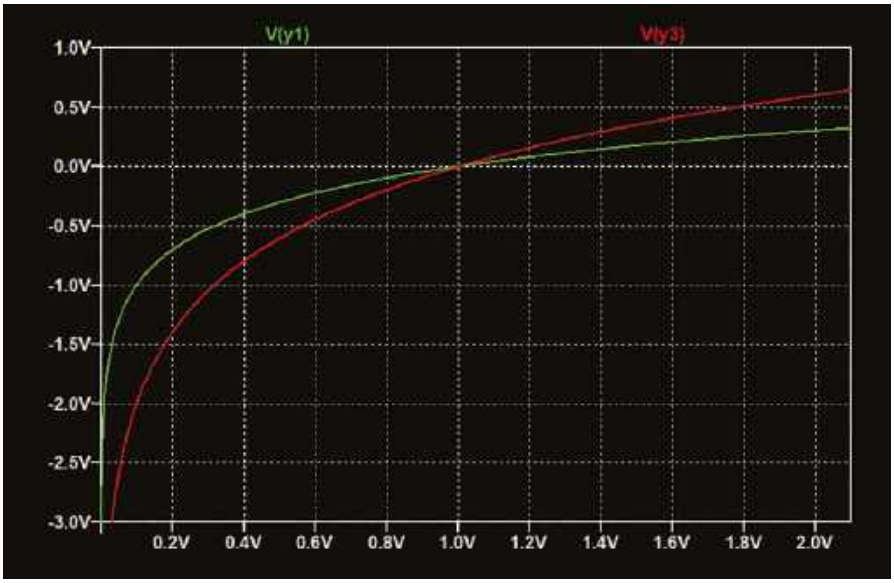
Wzmacniacze logarytmiczne mają szereg zastosowań, w tym: pomiar poziomu sygnału w decybelach, pomiar wartości skutecznej (RMS), kompresja sygnału w celu zawężenia zakresu dynamiki (np. na wejściu przetwornika analogowo-cyfrowego) a także mnożenie i inne operacje matematyczne na sygnałach.

Dodawanie logarytmów dwóch liczb i wyliczanie antylogarytmu sumy jest równoważne mnożeniu:

$$antylog[log(a) + log(b)] = a \cdot b$$

Wykorzystując tę własność można, używając układów logarytmicznych i antylogarytmicznych, zbudować układ

eprasa.pl 1afb95dbdc



Rysunek 2. Idealna logarytmiczna zależność wejście-wyjście dla napięcia wyjściowego nieskalowanego (y1, zielony) i skalowanego razy 2 (y3, czerwony)

arytmetycznego mnożenia sygnałów. Można też sygnały dzielić:

$$antylog[log(a) - log(b)] = \frac{a}{b}$$

podnosić do kwadratu:

$$antylog[2 \cdot log(a)] = a^2$$

lub do innej potęgi:

$$antylog[n \cdot log(a)] = a^n$$

Mnożenie analogowe stosowane jest np. przy pomiarze mocy (która jest iloczynem prądu i napięcia). Jest też szereg innych zastosowań wymagających mnożenia sygnałów.

Układy logarytmiczne ze wzmacniaczami operacyjnymi nie zawsze są jednak najlepszym środkiem do tego celu. Omawialiśmy to na łamach „PE" w listopadzie 2021 roku.

Podstawy funkcji logarytmicznej

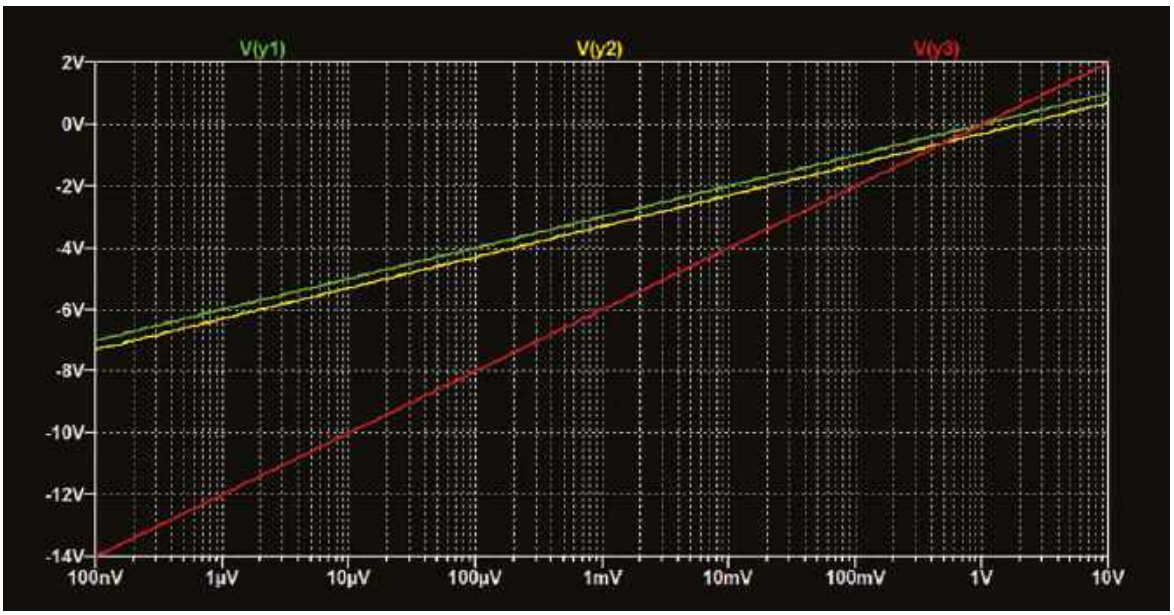
Warto zorientować się, jak wygląda zależność między wejściem a wyjściem wzmacniacza logarytmicznego jeszcze przed zapoznaniem się ze szczegółami układu. **Rysunek 1** przedstawia dwie odpowiedzi idealnych wzmacniaczy logarytmicznych na napięcie wejściowe x:

$$y1 = log_{10}(x)$$

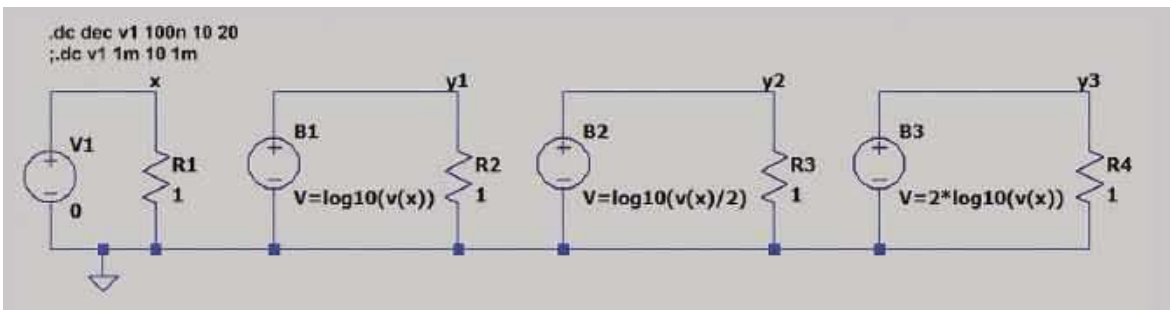
$$y1 = log_{10}\left(\frac{x}{2}\right)$$

(log_{10} oznacza „logarytm dziesiętny", co objaśniono dalej – przypis redaktora). Kształt obu krzywych ilustruje ogólne zachowanie funkcji logarytmicznej. Wzrostowi wielkości wejściowej zawsze towarzyszy wzrost wielkości wyjściowej, lecz tempo tego wzrostu stale słabnie. Wywołuje to efekt jakby kompresji sygnału wejściowego.

Małe wartości wejściowe dają na wyjściu duże wartości ujemne, dążące do minus nieskończoności dla wartości wejściowych



Rysunek 3. Wszystkie trzy charakterystyki z rysunku 1 i 2 na wykresie z logarytmicznym skalowaniem osi X



Rysunek 4. Schemat układu w symulatorze LTspice, który posłużył do sporządzenia wykresów z rysunków 1...3

eprasa.pl 1afb95dbdc

bliskich zeru. Rzeczywiste wzmacniacze logarytmiczne mają rzecz jasna ograniczony zakres pracy i ich charakterystyki odbiegają od idealnej funkcji logarytmicznej zarówno dla małych jak i dużych wartości wejściowych.

Z charakterystyk na rysunku 1 widać, że skalowanie napięcia wejściowego wywołuje przesunięcie napięcia wyjściowego o pewną stałą. W ogólnym przypadku: jeśli $y = log(a \cdot x)$, gdzie a jest stałym współczynnikiem skalowania, to krzywa przesunie się w górę o $log(a)$, natomiast jeśli $y = log(\frac{x}{a})$, to krzywa przesunie się o $log(a)$ w dół. W przykładzie na rysunku 1 mamy $y2 = log_{10}(\frac{x}{2})$, więc wykres $y2$ jest przesunięty w dół o $log_{10}(2) \approx 0,3$ względem wykresu $y1$.

Wykres funkcji $y = log(\frac{x}{a})$ przecina oś poziomą $(y = 0)$ w punkcie $x = a$. Dla przykładów z rysunku 1:
$y1 = 0$ dla $x = 1$,
$y2 = 0$ dla $x = 2$.

Z kolei efekt skalowania wyjścia wzmacniacza logarytmicznego zilustrowano na **rysunku 2**. Mamy tu dwie odpowiedzi idealnych wzmacniaczy logarytmicznych, gdzie:

$$y1 = log_{10}(x)$$
$$y3 = 2 \cdot log_{10}(x)$$

Efektem skalowania wyjścia jest zmiana nachylenia krzywej o współczynnik skalowania. Obie krzywe przecinają oś poziomą w tym samym punkcie, ponieważ w obu nie zachodzi skalowanie wejścia. Na rysunku widać, że krzywa $y3$ jest wszędzie bardziej stroma niż krzywa $y1$, natomiast obie przecinają oś poziomą w tym samym punkcie $x = 1$. Zmiana nachylenia daje taki sam efekt, jak zmiana wzmocnienia wzmacniacza liniowego.

Zależność wyjścia V_{out} od wejścia V_{in} we wzmacniaczu logarytmicznym możemy w ogólnym przypadku zapisać jako:

$$V_{out} = V_b \cdot log_{10}\left(\frac{V_{in}}{V_a}\right)$$

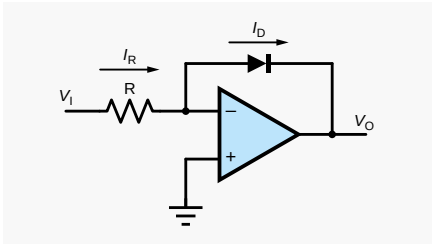
V_a i V_b to stałe współczynniki, określone przez konfigurację układu i wartości elementów. W przypadku logarytmicznego układu napięciowego obie te wartości skalujące mają wymiar napięcia. Ma to na celu uzyskanie w równaniu prawidłowych jednostek. Logarytm musi być brany z liczby bezwymiarowej. Otrzymujemy ją, dzieląc napięcie wejściowe V_{in} przez współczynnik napięciowy V_a. Współczynnik ten jest nazywany napięciem przechwytującym. Określa on punkt, w którym charakterystyka wejście-wyjście przecina oś poziomą. Wynikiem logarytmu jest również liczba bezwymiarowa, którą, aby uzyskać napięcie wyjściowe, mnożymy przez współczynnik napięciowy V_b. Jest on nazywany napięciem nachylenia, ponieważ wyznacza nachylenie charakterystyki. W konkretnym układzie wartości V_a i V_b należy wybrać tak, aby uzyskać wymagany zakres wyjściowy dla danego zakresu wejściowego.

Rysunek 3 przedstawia wszystkie trzy charakterystyki z rysunków 1 i 2, przedstawione w skali półlogarytmicznej, tzn. oś X jest wyskalowana proporcjonalnie do logarytmu napięcia wejściowego. Wykresy ilustrują wpływ skalowania zarówno punktu przecięcia jak i nachylenia. Ten wykres dostarcza więcej informacji niż rysunki 1 i 2, szczególnie co do odpowiedzi wzmacniaczy przy niższych napięciach wejściowych, ich zakres wynosi tu bowiem 100 nV...10 V.

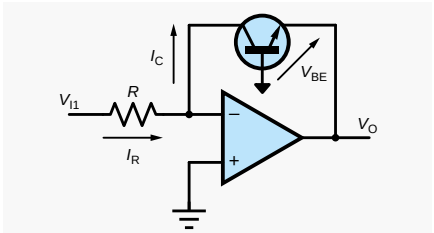
Wykresy na rysunkach 1...3 przedstawiają odpowiedzi wyidealizowane, są to więc raczej regularne funkcje matematyczne niż charakterystyki rzeczywistych układów. Uzyskano je w symulatorze LTspice przy użyciu behawioralnych źródeł napięcia i symulacji przemiatania stałoprądowego – patrz **rysunek 4**.

Wykładnicza charakterystyka diody

Wspominaliśmy, że wzmacniacze logarytmiczne i wykładnicze mogą wykorzystywać wykładniczą zależność prądowo-napięciową diody. Uproszczona wersja równania diody (dla polaryzacji w kierunku przewodzenia) to:



Rysunek 5. Układ logarytmiczny ze wzmacniaczem operacyjnym, oparty na diodzie



Rysunek 6. Układ logarytmiczny ze wzmacniaczem operacyjnym, oparty na tranzystorze bipolarnym NPN

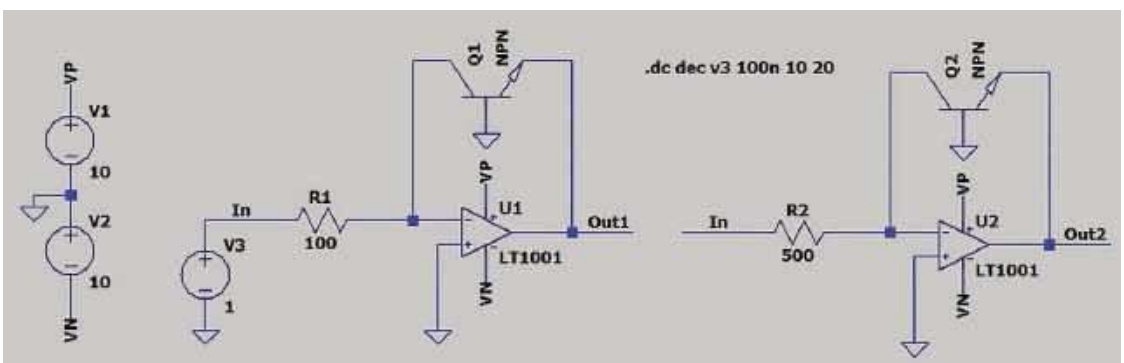
$$I_D = I_S \cdot exp\left(\frac{V_D}{V_T}\right)$$

V_D to napięcie na diodzie, a I_D – prąd przez nią płynący. I_S to tzw. prąd nasycenia diody – parametr specyficzny dla konkretnego egzemplarza diody lub tranzystora. V_T to tzw. napięcie termiczne, które często występuje w równaniach opisujących półprzewodniki. V_T zależy od stałych fizycznych (ładunku elektronu i stałej Boltzmanna) oraz od temperatury. Jego wartość w temperaturze pokojowej wynosi około 26 mV (dokładniej: 25,85 mV przy +27°C = 300K).

Równanie diody jest zwykle zapisywane w postaci wykładniczej pokazanej powyżej. Możemy je tak przekształcić, że otrzymamy napięcie diody jako funkcję jej prądu. Jest to funkcja logarytmiczna:

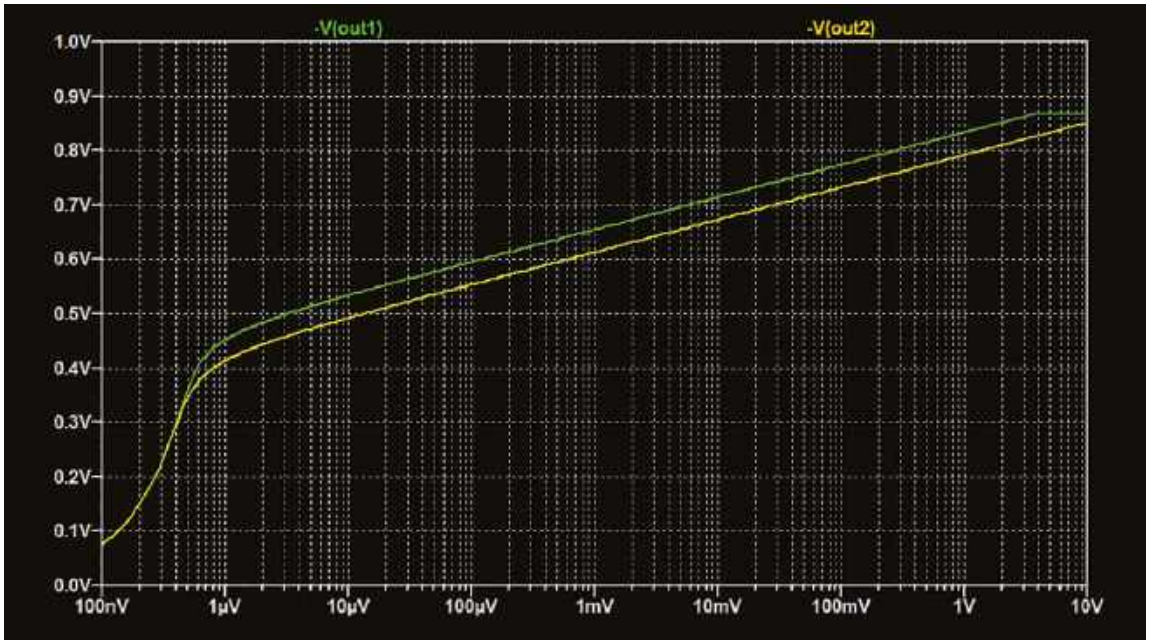
$$V_D = V_T \cdot ln\left(\frac{I_D}{I_S}\right)$$

Wzór przypomina ogólne równanie wzmacniacza logarytmicznego, tyle że wielkość wejściowa jest prądem i współczynnik przechwytujący ma również wymiar prądu.



Rysunek 7. Schemat w symulatorze LTspice do badania układu z rysunku 6

eprasa.pl 1afb95dbdc



Rysunek 8. Wyniki symulacji w LTspice układu z rysunku 7

W powyższym wzorze występuje logarytm naturalny (ln) zamiast dziesiętnego (log_{10}). Każdy logarytm opiera się na określonej podstawie liczbowej. Często używaną podstawą jest 10, ponieważ jest to podstawa systemu dziesiętnego używanego przez nas w codziennym życiu. Jeśli $y = log_{10}(x)$, to x możemy obliczyć ze wzoru $x = 10^y$. Z kolei w logarytmach naturalnych podstawą jest liczba e, wynosząca w przybliżeniu 2,71828. Jeśli $y = ln(x)$, to $x = e^y$. Alternatywnym zapisem e^y jest $exp(y)$. Liczba jest znana jako „liczba Eulera" od nazwiska matematyka Leonharda Eulera (1707–1783). Jest to jedna z najważniejszych stałych matematycznych, a funkcje $ln()$ i $exp()$ mają wiele interesujących właściwości.

Idea działania wzmacniaczy logarytmicznych jest taka sama niezależnie od podstawy logarytmu. Aby przeliczyć logarytm naturalny na logarytm o podstawie 10, możemy użyć wzoru

$$log_{10}(x) = \frac{ln(x)}{ln(10)} \approx \frac{ln(x)}{2{,}303}$$

Odnosząc to do układu logarytmującego – zmiana podstawy logarytmu wiąże się ze zmianą współczynnika nachylenia charakterystyki V_b. Łatwo więc uzyskamy charakterystykę odpowiadającą logarytmowi dziesiętnemu w układzie opartym na charakterystyce diody, gdzie napięcie jest logarytmem naturalnym z przepływającego przez nią prądu.

Układ ze wzmacniaczem operacyjnym

Dioda wykazuje logarytmiczną zależność między prądem a napięciem. Używając diody i wzmacniacza operacyjnego możemy zbudować układ z logarytmiczną zależnością między napięciem wejściowym i napięciem wyjściowym – czyli wzmacniacz logarytmiczny. Układ taki pokazano na **rysunku 5**. Dioda realizuje ujemne sprzężenie zwrotne wzmacniacza. Wejście nieodwracające wzmacniacza operacyjnego jest na potencjale masy (0 V), a wzmacniacz tak reguluje napięcie wyjściowe, aby utrzymać 0 V również na wejściu odwracającym. Wejście to zachowuje się więc tak, jakby było źródłem napięcia 0 V, a więc jakby było masą. Jest to tak zwana „masa wirtualna". Do tej „masy" jest dołączona anoda diody, a jej katoda – do wyjścia wzmacniacza operacyjnego. Jeśli dioda jest spolaryzowana w kierunku przewodzenia i płynie przez nią prąd I_D, to napięcie wyjściowe jest ujemne i równe:

$$V_0 = -V_T \cdot ln\left(\frac{I_D}{I_S}\right)$$

Zakładamy, że wzmacniacz operacyjny jest idealny i do jego wejść nie wpływa żaden prąd. Zatem cały prąd diody płynie przez rezystor, czyli $I_R = I_D$. Rezystor jest dołączony pomiędzy wejściem a „masą wirtualną", więc napięcie na nim jest równe napięciu wejściowemu (V_I), a z prawa Ohma wynika, że prąd rezystora (oraz diody) wynosi

$$I_R = I_D = \frac{V_I}{R}$$

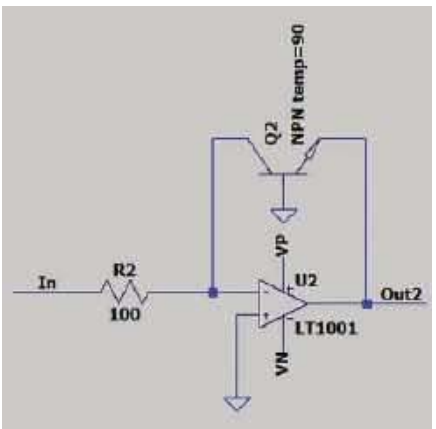
Podstawiając to wyrażenie do równania na napięcie wyjściowe otrzymujemy

$$V_0 = -T_T \cdot ln\left(\frac{V_I}{I_S \cdot R}\right)$$

Równanie to ma taką samą postać jak w ogólnym przypadku logarytmicznego wzmacniacza napięcia – dla przypomnienia:

$$V_{out} = V_b \cdot log_{10}\left(\frac{V_{in}}{V_a}\right)$$

– przy czym wartości parametrów wynoszą:



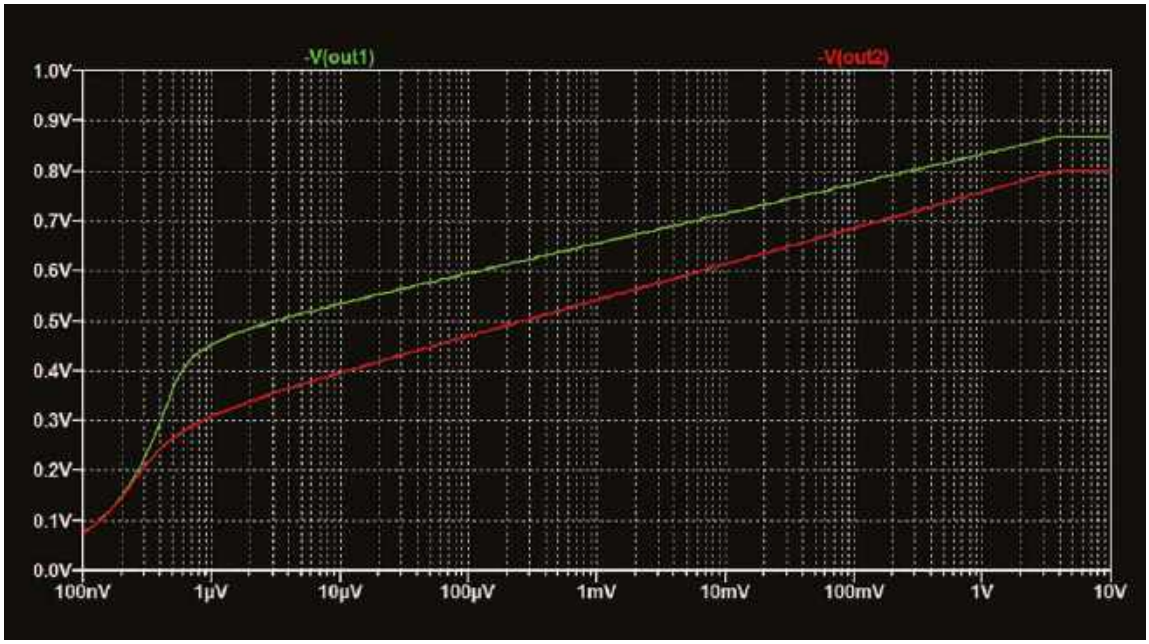
Rysunek 9. Modyfikacja części schematu z rysunku 7 w celu zbadania wpływu temperatury tranzystora na działanie układu

$$V_a = I_S \cdot R$$
$$V_b = -V_T \cdot 2{,}303$$

Na wartość V_a można wpływać przez wybór rezystora, ale wartość V_b jest zależna wyłącznie od napięcia termicznego V_T. Sprawia to, że napięcie wyjściowe układu jest silnie zależne od temperatury. Co więcej, z temperaturą zmienia się również prąd nasycenia diody I_S. A więc uzależnione od temperatury są zarówno napięcie nachylenia V_b jak i napięcie odcięcia V_a. W wielu zastosowaniach układu logarytmicznego stanowi to istotny problem.

Układ można ulepszyć, stosując zamiast diody tranzystor bipolarny jak na **rysunku 6**. Napięcie wyjściowe jest tu wyznaczone przez napięcie złącza baza-emiter tranzystora. Baza jest podłączona bezpośrednio do masy, a więc napięcie wyjściowe jest – z dokładnością do znaku – dokładnie równe napięciu baza-emiter: $V_0 = -V_{BE}$.

eprasa.pl 1afb95dbdc



Rysunek 10. Wyniki symulacji wpływu temperatury tranzystora na działanie układu

Zależność między prądem kolektora (I_C) a napięciem baza-emiter (V_{BE}) tranzystora bipolarnego jest tego samego typu jak w przypadku diody:

$$V_{BE} = V_T \cdot ln\left(\frac{I_C}{I_{ES}}\right)$$

gdzie I_{ES} jest prądem nasycenia złącza baza-emiter. Cały prąd kolektora przepływa przez rezystor, tak jak w przypadku układu z diodą. Podstawiając więc $V_0 = -V_{BE}$ oraz $I_C = I_R = \frac{V_I}{R}$ otrzymujemy:

$$V_0 = -V_T \cdot ln\left(\frac{V_I}{I_{ES} \cdot R}\right)$$

Równanie jest praktycznie takie samo, jak dla wersji diodowej. Układ z tranzystorem jest jednak o tyle lepszy, że charakterystyka złącza baza-emiter tranzystora jest bliższa idealnej niż charakterystyka diody. Ponadto na działanie wersji diodowej ma wpływ wejściowe napięcie niezrównoważenia wzmacniacza operacyjnego, które dodaje się do napięcia na diodzie, wskutek czego o tyle samo zmienia się napięcie wyjściowe. W układzie tranzystorowym napięcie niezrównoważenia wzmacniacza nie ma wpływu na napięcie V_{BE} tranzystora. Układ z tranzystorem jest jednak w tym samym stopniu, co wersja diodowa, wrażliwy na temperaturę.

Na **rysunku 7** pokazano układ z rysunku 6 wprowadzony do symulatora LTspice. Są tu dwie instancje tego układu z różnymi wartościami rezystora wejściowego (R1=100 Ω i R2=500 Ω), co pozwala zbadać wpływ wartości tego rezystora na działanie układu. Poza tym układy są identyczne. Jako wzmacniacz operacyjny arbitralnie wybrano typ LT1001 o bardzo małym napięciu niezrównoważenia. Tranzystor NPN jest typu ogólnego (typ domyślny LTspice). Przeprowadzana jest symulacja przemiatania stałoprądowego. Napięcie wejściowe ze źródła zmienia się wykładniczo od 100 nV do 10 V, przyjmując po 20 wartości w każdej dekadzie. Wyniki pokazano na **rysunku 8**. Napięcia wyjściowe –V(out1) i –V(out2) są tu wykreślone w podobny sposób jak wykresy na rysunku 3. Iloczyn $I_{ES} \cdot R$ odpowiada współczynnikowi skalowania wejścia V_a, a więc można się spodziewać, że różne wartości rezystancji R spowodują różne przesunięcia „w pionie" charakterystyki układu (podobnie jak na rysunku 3), i to właśnie obserwujemy na rysunku 8. Porównując dalej wyniki z wykresami z rysunku 3 widzimy także, że charakterystyka układu w pewnych zakresach napięć wejściowych odbiega od idealnej logarytmicznej. Przy napięciach wejściowych powyżej ok. 3 V wyjście V(out1) nasyca się na stałym poziomie. A obie wersje układu przestają wykazywać charakterystykę logarytmiczną dla napięć wejściowych poniżej ok. 1 µV. Tego typu ograniczeń można było oczekiwać od rzeczywistego układu.

W symulacji wybrano na tyle małą wartość R1, żeby zademonstrować nasycanie się napięcia wyjściowego V(out1) (które wynika z ograniczonej wydajności prądowej wzmacniacza LT1001 – przypis redaktora). W praktycznych zastosowaniach wartość rezystora jest zwykle znacznie większa, co umożliwia rozszerzenie zakresu napięć wejściowych w górę.

Układ ma poprawną charakterystykę logarytmiczną w zakresie wejściowym od około 1 µV do 1 V (120 dB). Symulacja wykorzystuje rzeczywisty model wzmacniacza operacyjnego, ale poza tym jest nieco wyidealizowana. W prawdziwym układzie ujawnią się różne niedoskonałości. Na przykład na działanie przy bardzo mały napięciach wejściowych znaczący wpływ będzie miał szum.

Czynnik temperatury

LTspice może być używany do obserwowania wpływu temperatury. Symulator ten domyślnie zakłada, że wynosi ona +27°C. Temperaturę całego symulowanego układu lub jego poszczególnych komponentów można jednak zmieniać.

Symulowany układ z rysunku 7 zmodyfikowano tak, aby tranzystor Q2 miał inną temperaturę niż reszta układu. **Rysunek 9** przedstawia zmodyfikowany układ R2/U2/Q2, w którym rezystor jest teraz taki sam jak w układzie R1/U1/Q1, a temperaturę tranzystora Q2 ustawiono na +90°C. Wynik symulacji przedstawia **rysunek 10**. Widzimy, że charakterystyka V(out2) doznała zarówno przesunięcia „w pionie" jak i zmiany nachylenia. Wynika to z faktu, że przez zmianę temperatury zmieniła się wartość obu współczynników – zarówno V_T (odpowiadającego napięciu nachylenia V_b) jak i $I_{ES} \cdot R$ (odpowiadającego napięciu przechwycenia V_a).

Skompensowanie wpływu temperatury na parametr I_{ES} jest możliwe poprzez użycie dwóch wzmacniaczy logarytmicznych. Wymaga się jednak, aby oba tranzystory były idealnie zgodne, a ściślej – miały tę samą wartość I_{ES}. W przypadku tranzystorów dyskretnych jest to wymaganie praktycznie niemożliwe do spełnienia, natomiast całkiem

eprasa.pl 1afb95dbdc

łatwo można je spełnić w układzie scalonym. Jeśli rozważymy różnicę napięć wyjściowych dwóch takich samych układów z rysunku 6, otrzymamy:

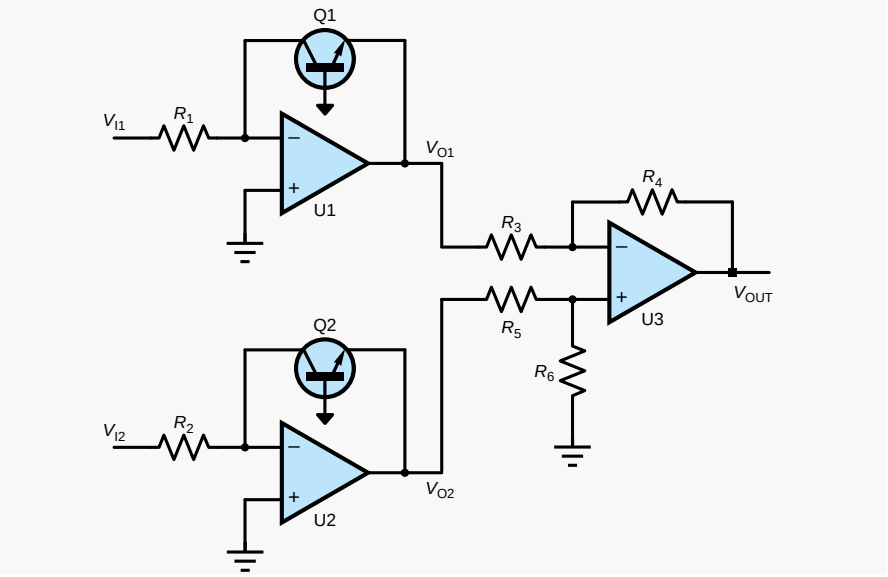
$$V_{out} = V_{O1} - V_{O2} =$$
$$-V_T \cdot ln\left(\frac{V_{I1}}{I_{ES} \cdot R}\right) - -V_T \cdot ln\left(\frac{V_{I2}}{I_{ES} \cdot R}\right)$$

Odejmowanie logarytmów jest równoważne logarytmowi z ilorazu, a więc:

$$V_{OUT} = -V_T \cdot ln\left(\frac{\frac{V_{I1}}{I_{ES} \cdot R}}{\frac{V_{I2}}{I_{ES} \cdot R}}\right) =$$
$$-V_T \cdot ln\left(\frac{V_{I1}}{V_{I2}}\right)$$

Parametr I_{ES} – założyliśmy, że identyczny w obu tranzystorach – uległ redukcji. Opisana metoda ma tę dodatkową zaletę, że V_{I2} spełnia rolę napięcia przechwytującego i można nim praktycznie dowolnie sterować. Są też zastosowania, gdzie jako V_{I2} używa się pewnego sygnału odniesienia, np. z czujnika, jak to ma miejsce w niektórych pomiarach natężenia światła za pomocą fotodiod.

Na **rysunku 11** pokazano implementację metody. Różnicę napięć wyjściowych obu wzmacniaczy logarytmicznych uzyskujemy w standardowym układzie wzmacniacza różnicowego (U3). Jego wzmocnienie wynosi R4/R3, przy czym muszą być spełnione warunki R5=R3 i R6=R4. Aby zapewnić dobrą dokładność, pary rezystorów R3/R5 i R4/R6 muszą mieć te same wartości z jak najmniejszą tolerancją.



Rysunek 11. Wzmacniacz logarytmiczny z kompensacją zależności temperaturowej parametru tranzystora

Układ nie eliminuje wpływu zależności termicznej napięcia V_T. Zależność tę można jednak stosunkowo łatwo skompensować, dodając stopień wzmacniający o przeciwnym współczynniku temperaturowym, wykorzystujący odpowiedni termistor.

Przykładem wzmacniacza opartego na układzie różnicowym jest układ scalony precyzyjnego transimpedancyjnego wzmacniacza logarytmicznego MAX4206 firmy Maxim Integrated. Nie ma on wbudowanych rezystorów wejściowych, ma zatem wejścia prądowe – stąd „transimpedancja" w nazwie. ■

Ian Bell

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

REKLAMA

Wydawnictwo AVT nawiąże współpracę redakcyjną z osobami dobrze operującymi terminologią elektroniki i słowem pisanym. Propozycja szczególnie interesująca dla nauczycieli elektroniki, autorów artykułów, skryptów i książek.

Aplikacje prosimy kierować na adres:
redakcja@elportal.pl

Ekscytacje Maxa

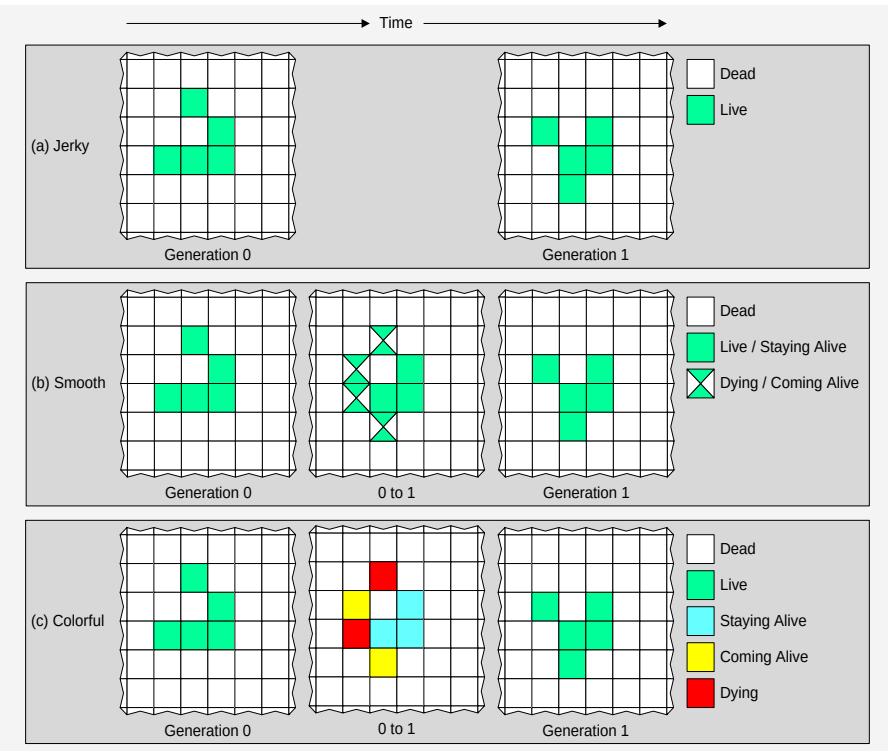
Migające diody LED i śliniący się inżynierowie (16)

W poprzednim odcinku użyliśmy tablicy 12×12 piłeczek pingpongowych – każda z własną trójkolorową diodą LED – aby zrealizować pierwszą implementację „Gra w życie" Hortona Conwaye'a (GOL). Szczerze mówiąc, jestem zdumiony, gdy jakikolwiek sprzęt, który buduję, działa po pierwszym podłączeniu zasilania (interesujące iskry i kłęby dymu się nie liczą), i prawie odbiera mi mowę, gdy jakiekolwiek oprogramowanie, które napiszę, raczy w ogóle zadziałać. Dlatego byłem bardziej niż mile zaskoczony, że nasz GOL w pierwszym przejściu działał tak dobrze, jak działał. (Jeśli chcesz przypomnieć sobie nasz oryginalny szkic GOL, możesz zajrzeć do pliku CB-May21-01.txt, który jest dostępny na stronie PE z maja 2021 r. pod adresem https://bit.ly/3oouhbl).

To powiedziawszy, trzeba przyznać, że naszej metodzie przechodzenia z jednej generacji do następnej brakowało pewnego dopracowania. Wszystko, co zrobiliśmy, aby wyświetlić każde nowe pokolenie, to wyłączenie wszystkich umierających komórek (czarne) i włączenie wszystkich żywych komórek (zielone). W rezultacie nasze przejścia międzypokoleniowe były nieco szarpane (**rysunek 1a**). (Możesz przypomnieć sobie, jak to wyglądało w rzeczywistości, przeglądając i dumając nad filmem dołączonym do zeszłomiesięcznego wydania – https://bit.ly/3bMZbGQ).

Slip slidin' away

Pewnej nocy, gdy pisałem te słowa, czytałem interesujący artykuł o tym, co w zasadzie stało się trwającą całe życie waśnią między Paulem Simonem i Artem Garfunkelem. Nie zdawałem sobie sprawy, że poznali się w 1953 roku jako 11-letni uczniowie Parsons High School w Queens, która jest najbardziej wysuniętą na wschód i największą pod względem powierzchni z pięciu dzielnic Nowego Jorku. Swój pierwszy singiel Hey Schoolgirl nagrali pod mało inspirującym pseudonimem Tom & Jerry 16 października 1957 roku, czyli trzy dni przed szesnastymi urodzinami Simona, pięć miesięcy po moim debiucie na tej planecie i zaledwie kilka miesięcy przed tym, jak wszystko zaczęło się między nimi psuć.



Rysunek 1. Alternatywne sposoby przedstawiania przejść międzypokoleniowych

To smutne, że wszystko skończyło się tak, jak się skończyło, ponieważ – chociaż Simon jest niezwykle utalentowanym muzykiem, piosenkarzem, autorem tekstów i aktorem – combo Simon-Garfunkel tworzyło muzyczną magię, którą rzadko się widuje (lub słyszy).

Jedynym powodem, dla którego o tym wspominam, jest to, że myśl o naszej drugiej inkarnacji GOL płynnie przechodzącej („ślizgającej się") z jednego pokolenia do następnego sprawiła, że piosenka Simona z 1977 roku Slip Slidin' Away zaczęła grzechotać w mojej biednej, starej głowie.

Sposób, w jaki zrealizowałem tę nową implementację, polegał na utrzymywaniu martwych komórek w kolorze czarnym, a żywych komórek w kolorze zielonym; a także na stopniowym blaknięciu umierających komórek z zielonego na czarny, przy jednoczesnym rozświetlaniu się komórek, które ożywają, z czarnego na zielony (**rysunek 1b**).

eprasa.pl 1afb95dbdc

Po raz pierwszy zaimplementowaliśmy efekt zanikania tego typu, gdy eksperymentowaliśmy z wirtualnymi kroplami deszczu (EdW 5/2024; możesz zobaczyć ten szkic, pobierając plik CB-Oct20-01.txt, który jest dostępny na stronie PE z października 2020 r.). Należy pamiętać, że nasze kolory są reprezentowane jako wartości 32-bitowe, które zawierają 8-bitowe kanały koloru czerwonego, zielonego i niebieskiego (czyli 3×8=24 bity, pozostawiając 8 bitów w zapasie). Aby zaimplementować efekt zanikania, musimy wykonać zanikanie na każdym z kanałów kolorów indywidualnie. W związku z tym utworzyliśmy trzy funkcje niskiego poziomu o nazwach **GetRed()**, **GetGreen()** i **GetBlue()**, z których każda akceptuje 32-bitową wartość koloru i zwraca powiązany z nią 8-bitowy kanał koloru. Stworzyliśmy również funkcję **BuildColor()**, która akceptuje trzy 8-bitowe kanały kolorów i zwraca 32-bitowy kolor.

Następnie zaimplementowano funkcję **CrossFadeColor()**, która przyjmuje cztery argumenty: 32-bitowy kolor początkowy, 32-bitowy kolor końcowy, całkowitą liczbę kroków zanikania i bieżący krok zanikania. Warto zauważyć, że kolory początkowy i końcowy mogą mieć dowolny kolor, w tym czarny. W razie potrzeby może to być nawet ten sam kolor, chociaż zanikanie z koloru do tego samego koloru będzie postrzegane jako brak zanikania. Wszystkie te funkcje pojawią się w naszym nowym szkicu.

Chodzi o to, że kiedy stworzyliśmy efekt kropli deszczu, zdecydowaliśmy się wykonać zanikanie na zasadzie per-piksel (piłeczka pingpongowa). Wynikało to z faktu, że nasze wirtualne krople deszczu pojawiały się w losowych momentach, co oznaczało, że musieliśmy traktować je jako pojedyncze jednostki. Dla porównania, w przypadku tej implementacji naszego GOL, tak naprawdę mamy tylko dwa przenikania kolorów, o które musimy się martwić: przenikanie związane z umieraniem żywej komórki oraz przenikanie związane z ożywianiem martwej komórki. Zacznijmy od umierającej komórki. Zamiast wykonywać wygaszanie w kółko dla każdej umierającej komórki z osobna, jeśli obliczymy bieżący odcień związany z konkretnym krokiem wygaszania, możemy zastosować ten odcień do wszystkich umierających komórek. Podobna sytuacja dotyczy wszystkich komórek, które ożywają.

Zamierzamy więc wykorzystać nasz szkic GOL z pierwszego przejścia z zeszłego miesiąca i zmodyfikować go, aby wykonać wymagane zaniki (możesz śledzić zmiany, pobierając plik **CB-Jun21-01.txt**, który jest dostępny na stronie PE z czerwca 2021 r.).

Jak zwykle, nie będziemy tutaj omawiać całego programu. Zamiast tego skoncentrujemy się na kilku kluczowych elementach. Po pierwsze, deklarujemy dwuwymiarową (2D) tablicę o nazwie **StateColors[][]** pokazaną poniżej:

```
uint32_t StateColors
    [NUM_XGEN_STATES][NUM_TRANSITIONS + 1] =
{
    {COLOR_GREEN, COLOR_GREEN},   // Pozostawanie
                                  // przy życiu
    {COLOR_GREEN, COLOR_BLACK},   // Umieranie
    {COLOR_BLACK, COLOR_BLACK},   // Pozostawanie martwym
    {COLOR_BLACK, COLOR_GREEN}    // Powracanie do życia
};
```

Zauważ, że **NUM_XGEN_STATES** (liczba możliwych stanów – pozostanie przy życiu, śmierć... – związanych z generacją pośrednią) została zdefiniowana jako 4, podczas gdy **NUM_TRANSITIONS** (liczba przejść z jednego koloru do drugiego; np. czarny do zielonego) została zdefiniowana jako 1.

Możemy o nich myśleć jako o początkowym i końcowym kolorze związanym z zanikaniem. W przypadku komórki, która już żyje i pozostaje żywa, zarówno jej kolor początkowy, jak i końcowy będą zielone. Analogicznie, w przypadku komórki, która jest już martwa i pozostaje w tym stanie, jej kolory początkowy i końcowy będą czarne. W przypadku komórki, która umiera, jej początkowy kolor będzie zielony, a końcowy czarny. Przeciwnie, w przypadku komórki, która ożywa, jej kolor początkowy będzie czarny, a końcowy zielony.

W tym nowym wcieleniu naszego programu, nasza funkcja **loop()** wygląda następująco, gdzie **START_STATE** i **END_STATE** zostały zdefiniowane odpowiednio jako 0 i 1:

```
void loop ()
{
    EvaluateNextGeneration();
    FadeFromStateToState(START_STATE, END_STATE);
    UpdateCurrentGeneration();
    delay(InterGenerationDelay);
}
```

Funkcje **EvaluateNextGeneration()** i **UpdateCurrentCeneration()** pozostają niezmienione w stosunku do naszego oryginalnego programu. Pierwsza z nich cyklicznie przechodzi przez każdą komórkę, sprawdzając jej stan i stany jej sąsiadów, aby określić przyszłość komórki (pozostanie przy życiu, śmierć...), podczas gdy druga wykorzystuje te informacje do aktualizacji stanu tablicy. Nowością jest funkcja **FadeFromStateToState()**. Ponieważ obecnie mamy tylko dwa stany, posiadanie argumentów **START_STATE** i **END_STATE** może wydawać się zbędne z punktu widzenia wymagań, ale ich czas na rozjaśnienie będzie widoczny w następnym wcieleniu naszego programu.

Biorąc pod uwagę to, co nas czeka (bójcie się, bardzo się bójcie), myślę, że warto poświęcić trochę czasu na szczegółowe rozważenie tej nowej funkcji. Zanim jednak to zrobimy, przypomnijmy sobie, że wprowadziliśmy pojęcia **typedef** (definicje typów), **enum** (typy wyliczeniowe) i **struct** (struktury) w Sprytne porady i sztuczki, EdW7/2024. Ponadto, w oryginalnym wcieleniu naszego programu GOL, jak omówiono w poprzednim odcinku, zdefiniowaliśmy strukturę o nazwie **CellData**, a następnie zadeklarowaliśmy tablicę 2D o nazwie **Cells[][]**.

```
typedef struct CellData
{
    nGenOptions nGenState;
    xGenOptions xGenState;
    int numNeigh;
};

CellData Cells[NUM_Y][NUM_X];
```

Każdy element tablicy jest kopią naszej struktury w następujący sposób:

- **nGenState** to stan komórek w bieżącej generacji, któremu można przypisać wartości ALIVE lub DEAD.
- **xGenState** jest tym, czego będziemy używać do definiowania stanu w następnej generacji i można mu przypisać wartości **STAYING_ALIVE**, **DYING**, **STAYING_DEAD** lub **COMING_ALIVE**
- **numNeigh** to liczba aktywnych sąsiadów.

Zamiast uderzać cię dużym blokiem kodu, zdemontujmy nieco rzeczy. Zewnętrzna część wywołania funkcji wygląda następująco:

```
void FadeFromStateToState (int fromState, int toState)
```


eprasa.pl 1afb95dbdc

```
{
    int iNeo;
    uint32_t tmpFadeColors[NUM_XGEN_STATES];
    uint32_t tmpColor;
    // Dalsze instrukcje
}
```

Czteroelementowa tablica **tmpFadeColors[]** to miejsce, w którym będziemy przechowywać cztery odcienie związane z każdym krokiem zanikania. Głównym elementem naszego // **Dalsze instrukcje** jest pętla **for()** (gdzie **NUM_FADE_STEPS** zostało zdefiniowane jako 20):

```
for (int iStep = 1; iStep <= NUM_FADE_STEPS; iStep++)
{
    // Oblicz kolory
    // Stan wyświetlacza
}
```

Naszym pierwszym zadaniem dla każdego kroku w wygaszaniu jest obliczenie odcieni czterech kolorów powiązanych z tym krokiem. Osiągamy to poprzez wywołanie funkcji **CrossFadeColor()** w następujący sposób:

```
// Oblicz kolory dla bieżącego kroku
for (int iColor = 0; iColor < NUM_XGEN_STATES; iColor++)
{
    tmpFadeColors[iColor] = CrossFadeColor
    (
         StateColors[iColor][fromState],
         StateColors[iColor][toState],
         NUM_FADE_STEPS,
         iStep
    );
}
```

Naszym drugim zadaniem jest wyświetlenie aktualnego stanu gry, co robimy w następujący sposób:

```
// Wyświetlanie bieżącego stanu gry
for (int yInd = 0; yInd < NUM_XY; yInd++)
{
    for (int xInd = 0; xInd < NUM_XY; xInd++)
    {
       int iNeo = GetNeoNum(xInd, yInd);
       tmpColor = tmpFadeColors [Cells[yInd][xInd].
xGenState];
       Neos.setPixelColor(iNeo, tmpColor);
    }
}

Neos.show();
delay(InterFadeStepDelay);
```

Sprytna część tutaj (cóż, myślę, że to sprytne) polega na tym, że używamy wartości **Cells[yInd][xInd].xGenState** jako indeksu do naszej tablicy **tmpFadeColors[]**. Ponieważ xGenState jest typem wyliczeniowym, wartości, które można do niego przypisać (**STAYING_ALIVE**, **DYING**, **STAYING_DEAD** lub **COMING_ALIVE**) są automatycznie kojarzone z wartościami całkowitymi wynoszącymi odpowiednio 0, 1, 2 i 3, które musimy indeksować w naszej tablicy.

Więcej kolorów!

Problem z ograniczeniem się tylko do dwóch kolorów (zielonego i czarnego, odpowiednio dla żywych i martwych komórek), a także z wykorzystaniem odcieni tych kolorów do odzwierciedlenia komórek, które ożywają lub umierają, polega na tym, że nie przekazujemy tak wielu informacji, jak być może chcielibyśmy zobaczyć. Załóżmy, że zwiększylibyśmy naszą paletę kolorów, aby zawierała cyjan dla komórek, które są obecnie żywe i planują pozostać w tym stanie, żółty dla komórek, które były martwe, ale ożywają, i czerwony dla komórek, które były żywe, ale są gotowe opuścić tę ziemską powłokę (**rysunek 1c**).

Ważne jest, aby pamiętać, że zastosujemy dwa przejścia kolorów. W przypadku komórki, która jest obecnie żywa i planuje pozostać w tym stanie, najpierw przejdzie z zielonego na cyjan, a następnie z cyjanu z powrotem na zielony. Dla porównania, komórka, która obecnie żyje, ale niestety schodzi już z tego świata, najpierw przejdzie z zielonego na czerwony, a następnie z czerwonego na czarny. Tymczasem w przypadku komórki, która była martwa, ale ożywa, przejdzie ona z czarnego na żółty, a następnie z żółtego na zielony.

Możesz odnieść wrażenie, że czeka nas sporo pracy, ale sposób, w jaki zaprojektowaliśmy nasz kod, sprawia, że wszystko staje się proste i przyjemne (tak, zdaję sobie sprawę, że długi pobyt w USA odcisnął swoje piętno na humor człowieka urodzonego w Yorkshire). Jak zawsze, możesz śledzić postępy, pobierając plik **CB-Jun21-02.txt**. Na początek zmieniamy wartość **NUM_TRANSITIONS** z 1 na 2. Następnie aktualizujemy tablicę **StateColors[][[]**, aby uwzględnić nowe przejścia kolorów, zgodnie z poniższymi zmianami:

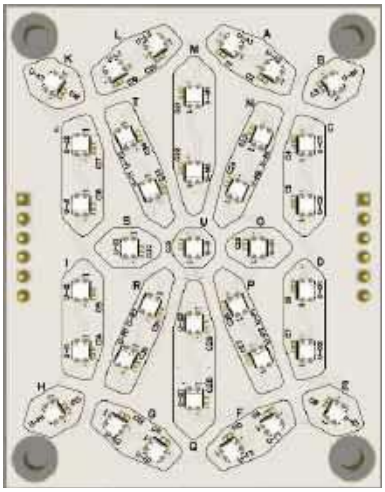
```
uint32_t StateColors
    NUM_XGEN_STATES][NUM_TRANSITIONS + 1] =
{
    {COLOR_GREEN, COLOR_CYAN, COLOR_GREEN},   // Pozostawanie
                                              // przy życiu
    {COLOR_GREEN, COLOR_RED, COLOR_BLACK},    // Umieranie
    {COLOR_BLACK, COLOR_BLACK, COLOR_BLACK}, // Pozostawanie
                                              // martwym
    {COLOR_BLACK, COLOR_YELLOW, COLOR_GREEN} // Powracanie
                                              // do życia
};
```

Ponadto, chociaż zachowujemy naszą definicję **START_STATE** równą 0, zmieniamy naszą definicję **END_STATE** z 1 na 2 i dodajemy **INTERMEDIATE_STATE** zdefiniowany jako 1. Teraz pozostaje tylko zmodyfikować naszą funkcję **main loop()**, aby brzmiała następująco (modyfikacje są pogrubione):

```
void loop ()
{
    EvaluateNextGeneration();
    FadeFromStateToState(START_STATE, INTERMEDIATE_STATE);
    delay(HOLD);
    FadeFromStateToState(INTERMEDIATE_STATE, END_STATE);
    UpdateCurrentGeneration();
    delay(InterGenerationDelay);
}
```

To dobry moment, aby zauważyć, że możesz zobaczyć porównanie naszej oryginalnej implementacji GOL, tej „płynnej” implementacji i „kolorowej” implementacji w filmie, który właśnie nagrałem dla twojej przyjemności i zachwytu – zobacz: https://bit.ly/3sXsHPr.

eprasa.pl 1afb95dbdc



Rysunek 2. 21-segmentowa płytka drukowana wiktoriańskiego wyświetlacza zaprojektowana przez Steve'a Manleya

21-segmentowe wyświetlacze wiktoriańskie

W jedenastym odcinku wspomniałem, że wasz skromny narrator, wespół z małą grupą zapalonych entuzjastów technologii LED, pracuje nad nowoczesnym wcieleniem 21-segmentowych wyświetlaczy rodem z epoki wiktoriańskiej. Oryginalne konstrukcje, opatentowane w 1898 roku, wykorzystywały 21 drobnych żarówek, a ich działanie opierało się na skomplikowanym elektromechanicznym przełączniku obrotowym, który precyzyjnie aktywował segmenty potrzebne do wyświetlania liter, cyfr i symboli.

Trzech z nas – Paul Parry z Bad Dog Designs (https://bit.ly/3a50mjT), Steve Manley i ja – budujemy 10-znakowe wersje tych małych cudeniek przy użyciu płytek drukowanych zaprojektowanych przez Steve'a (**rysunek 2**).

Te okazałe cudeńka, o szerokości 50 mm i wysokości 64 mm, mają po 35 trójkolorowych diod LED w postaci elementów WS2812B (a.k.a. NeoPixele). Pokazuję to tutaj tylko jako kuszący zwiastun tego, co ma nadejść. Chciałbym, abyście pomyśleli o tym – oprócz wyświetlania znaków alfanumerycznych i symboli interpunkcyjnych, pamiętając, że będziemy mieli dziesięć znaków prezentowanych obok siebie – w jaki sposób możemy kontrolować nasze 10×35=350 pikseli, aby zapewnić oszałamiające efekty? Jak zawsze czekam na komentarze, pytania i sugestie. ■

Clive „Max" Maxfield

Sprytne porady i sztuczki cyklu Ekscytacje Maxa dotyczące kodowania

Mam nadzieję, że znasz amerykański komiks Dilbert, którego autorem i ilustratorem jest Scott Adams. Czy kiedykolwiek zauważyłeś, że wydaje się, że istnieje pasek Dilbert odpowiedni na każdą okazję?

W jednym z moich poprzednich tekstów w ramach porad i wskazówek (EdW 11/2024) omówiliśmy funkcję random() Arduino. Ilekroć słyszę termin „losowy", zawsze przychodzi mi na myśl pasek Tour of Accounting z czwartku 25 października 2001 r., w którym Dilbert zostaje przedstawiony młodszemu księgowemu opisywanemu jako ekspert od generowania liczb losowych. Młodszy księgowy powtarza wciąż jedną cyfrę: „Dziewięć, dziewięć, dziewięć, dziewięć, dziewięć, dziewięć...", co skłania Dilberta do zapytania: „Jesteś pewien, że to losowe?". Młodszy księgowy odpowiada: „Na tym polega problem z losowością – nigdy nie można być pewnym". Nigdy nie wypowiedziano prawdziwszych słów.

Tak wiele przepisów i smaków

Kiedy po raz pierwszy zapoznajesz się z koncepcją liczb losowych, wszystko wydaje się mieć sens. Dopiero później okazuje się, że istnieje wiele różnych „przepisów i smaków". Na przykład, odruchową reakcją na informację „oto zestaw liczb losowych xxx w zakresie od yyy do zzz" może być oczekiwanie „równomiernego rozkładu" w całej dopuszczalnej przestrzeni liczb. W niektórych przypadkach można jednak oczekiwać „rozkładu normalnego", znanego również jako „rozkład gaussowski" (https://bit.ly/2PNdtPz) lub nawet „rozkładu niestandardowego" (https://bit.ly/3g3UqeT).

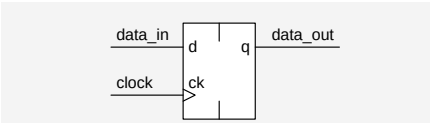
Inną kwestią jest sposób implementacji generatora liczb losowych jako części języka programowania komputerowego. Częścią tego jest format instrukcji używanej do wywołania generatora i sposób, w jaki zwraca on wyniki. Na przykład w przypadku Arduino kolejne wywołania random(-3, 3) zwrócą losowe wartości całkowite wybrane ze zbioru zawierającego -3, -2, -1, 0, 1 i 2. Oznacza to, że wartość minimalna, która może być ujemna, 0 lub dodatnia, jest „włączająca", podczas gdy wartość maksymalna jest „wyłączająca". W niektórych językach wartość minimalna zawsze wynosi 0 i/lub wartość maksymalna jest całkowita. Ponadto funkcja random() Arduino jest nieulotna, co oznacza, że – o ile nie podejmiemy kroków, aby temu zapobiec – za każdym razem, gdy włączymy lub zresetujemy mikrokontroler i ponownie uruchomimy program, otrzymamy tę samą sekwencję wartości pseudolosowych.

Dla porównania, rozważmy funkcję RAND() w arkuszu kalkulacyjnym Microsoft Excel. Funkcja ta zwraca wartość rzeczywistą z przedziału od 0 do 1. Właśnie otworzyłem program Excel, umieściłem kursor w jednej z komórek, wpisałem =RAND(), nacisnąłem klawisz <Enter> i otrzymałem wartość 0.657414199. W tym przypadku funkcja jest zmienna, ponieważ kiedy zapisałem, a następnie ponownie otworzyłem arkusz kalkulacyjny, nową wyświetlaną wartością było 0.980944837. Do nas należy pobranie tych wartości i manipulowanie nimi w dowolny sposób. Na przykład, gdybyśmy chcieli wygenerować losowe wartości całkowite od 0 do 100, użylibyśmy =ROUND(RAND() * 100, 0). Spowoduje to pobranie wartości rzeczywistej z zakresu od 0 do 1, pomnożenie jej przez 100, a następnie zaokrąglenie do najbliższej liczby całkowitej (tj. 0 miejsc po przecinku). A gdybyśmy chcieli wygenerować wartości całkowite z przedziału od -50 do +50? Żaden problem! Wszystko, co musielibyśmy zrobić, to zmodyfikować naszą poprzednią instrukcję tak, aby brzmiała =(ROUND(RAND() * 100, 0)) – 50.

Od oprogramowania do sprzętu

OK, przechodzimy z tematu na temat tak płynnie, jak młode kozice górskie, więc warto się odpowiednio przygotować. Zacznijmy od tego, że termin „przerzutnik typu D" odnosi się do elementu pamięci zwanego rejestrem, który może przechowywać

eprasa.pl 1afb95dbdc



Rysunek 3. Przerzutnik typu D

pojedynczy bit (cyfrę binarną) danych w postaci 0 lub 1 (**rysunek 3**).

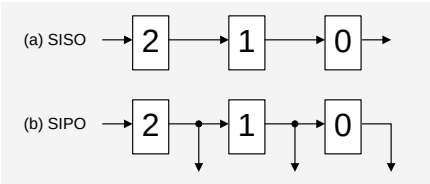
Jak wskazuje symbol (dla tych z nas, którzy potrafią czytać tajemny „język symboli"), jest to urządzenie wyzwalane zboczem. Narastające (0 do 1) przejście (zbocze) na wejściu zegara załaduje do rejestru dowolną wartość 0 lub 1 obecną na wejściu **data_in**. Po krótkim opóźnieniu ta nowa wartość przejdzie przez bramki logiczne tworzące rejestr i pojawi się na wyjściu **data_out**.

Wewnętrzne opóźnienie rejestru jest ważne, ponieważ pozwala nam na łańcuchowe połączenie szeregu rejestrów w celu utworzenia bardziej wyrafinowanej funkcji zwanej rejestrem przesuwającym. Rozważmy na przykład 3-bitowy rejestr przesuwający typu **serial-in**, **serial-out** (SISO) (**rysunek 4**).

Kiedy taktujemy ten rejestr, każdy element załaduje wartość, którą aktualnie widzi na swoim wejściu. Załóżmy, że zaczynamy z trzema rejestrami zawierającymi odpowiednio 0, 1, 0 (uprośćmy to do 010) i że podajemy na wejście d2 wartość logiczną 1. Kiedy taktujemy rejestr, będzie on zawierał 101. Jeśli pozostawimy wejście na 1 i ponownie taktujemy rejestr, będzie on zawierał 110. Kolejne taktowanie spowoduje, że rejestr będzie zawierał 111. Jeśli teraz ustawimy wejście d2 na 0 i ponownie taktujemy rejestr, będzie on zawierał 011 i tak dalej.

Ponieważ zamierzamy narysować kilka takich rejestrów, a jak wiemy, mają one wspólny zegar, na potrzeby tych dyskusji możemy uprościć nasz 3-bitowy symbol rejestru przesuwającego SISO, usuwając zegar (**rysunek 5a**). Ponadto, nic nie stoi na przeszkodzie aby w tym momencie dokonać niewielkiej modyfikacji, która pozwoli nam uzyskać dostęp do wszystkich bitów rejestru jednocześnie, co skutkuje tym, co nazywamy rejestrem przesuwnym szeregowym, równoległym (SIPO) (**rysunek 5b**).

Teraz, żeby było śmieszniej, załóżmy, że weźmiemy wyjście z naszego 3-bitowego rejestru



Rysunek 5. Uproszczone symbole 3-bitowych rejestrów przesuwających SISO i SIPO

przesuwającego SISO i podamy je z powrotem na wejście (**rysunek 6a**). Załóżmy również, że mamy jakiś sposób na wstępne załadowanie tego rejestru, aby miał początkową wartość 001. Po pierwszym taktowaniu rejestr będzie zawierał 100. Następne taktowanie da wynik 010. I jeszcze jeden zegar przywróci nam pierwotną wartość 001.

Ouroboros i LFSR

Jestem pewien, że nie muszę wspominać o tym, że Ouroboros to starożytny symbol węża lub smoka połykającego własny ogon, tworząc w ten sposób okrąg. Symbol ten był używany przez kultury na całym świecie do zobrazowania wieczności lub odnowy. (Nie należy go mylić z Amphisbaeną, która w klasycznej mitologii jest wężem posiadającym głowę na obu końcach i zdolnym do poruszania się w dowolnym kierunku – podobnie jak niektórzy menedżerowie, których spotkałem).

Zawsze uważam, że odpowiednikiem Ouroborosa w świecie elektroniki cyfrowej jest rejestr przesuwający z liniowym sprzężeniem zwrotnym (LFSR). Jednym z bardziej powszechnych sposobów tworzenia LFSR jest rozpoczęcie od zwykłego rejestru przesuwającego i dodanie sprzężenia zwrotnego z dwóch lub więcej punktów, zwanych „odczepami", w łańcuchu rejestru. Te odczepy są podawane do funkcji XOR, której wyjście jest używane do sterowania wejściem łańcucha rejestru. Dla przykładu, rozważmy prosty 3-wejściowy LFSR z dwoma odczepami z bitów rejestru 2 i 0, które możemy przedstawić jako [2,0] (**rysunek 6b**).

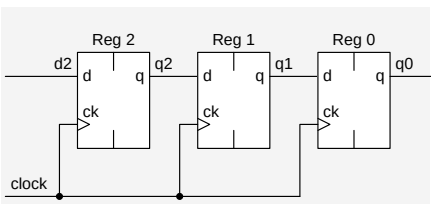
Jeśli chodzi o zwykłe SISO, załóżmy, że zasiejemy nasz LFSR wartością 001. Korzystając z tabeli prawdy dla XOR (**rysunek 6c**), widzimy, że seria zegarów spowoduje sekwencję 100, 110, 111, 011, 101 i 010. Jeszcze jeden zegar przywróci nas do 001, który był naszym pierwotnym punktem wyjścia. W zapisie dziesiętnym sekwencja ta miałaby postać 1, 4, 6, 7, 3, 5, 2... Ponieważ mamy trzy (n) bity, mamy $2n = 23 = 8$ możliwych kombinacji zer i jedynek. W skrócie, nasz LFSR przeszedł pseudolosowo przez wszystkie możliwe kombinacje z wyjątkiem 000; czyli $(2n – 1) = (23 – 1) = (8 – 1) = 7$ wartości. Zauważ, że mogliśmy użyć XNOR zamiast XOR, w którym to przypadku nasz LFSR obrałby inną ścieżkę do sekwencji przez wszystkie możliwe kombinacje z wyjątkiem 111. Ponadto, zamiast odczepów w [2,0], mogliśmy użyć odczepów w [1,0]. Po raz kolejny spowodowałoby to, że LFSR podążałby inną sekwencją, przechodząc przez różne wartości.

Załóżmy teraz, że chcemy utworzyć 8-bitowy LFSR. Jedną z kombinacji odczepów, która skutkuje sekwencją o maksymalnej długości, jest [6,5,4,0] (**rysunek 7a**). Pobranie wszystkich tych odczepów i wprowadzenie ich do 4-wejściowej funkcji XOR, która generuje pojedynczą wartość sprzężenia zwrotnego, jest znane jako implementacja „wiele do jednego". Należy zauważyć, że nie ma takich bestii jak 3-wejściowe lub 4-wejściowe bramki XOR – tylko 2-wejściowe bramki XOR – co oznacza, że musimy zaimplementować naszą 4-wejściową funkcję XOR za pomocą trzech 2-wejściowych bramek XOR, jak pokazano na rysunku. Oznacza to, że mamy dwa poziomy logiczne w naszej ścieżce sprzężenia zwrotnego. Im więcej poziomów logicznych, tym większe opóźnienie i niższa częstotliwość, z jaką możemy taktować LFSR.

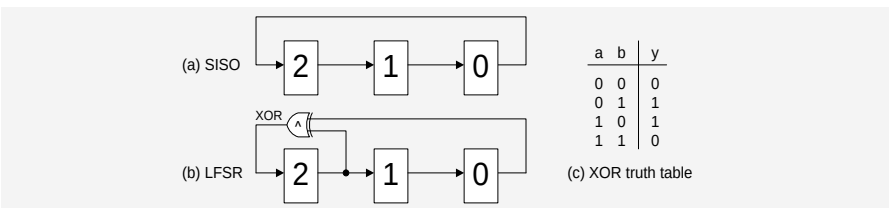
Alternatywą jest utworzenie implementacji „jeden do wielu" (**rysunek 7b**). W tym przypadku źródło danych na bicie 0 jest podawane bezpośrednio z powrotem na wejście bitu 7, a także jest indywidualnie XORowane z innymi oryginalnymi bitami źródła danych (te na [6,5,4] w tym przykładzie). Chociaż kolejność wygenerowanych wartości będzie inna, obie implementacje będą skutkować sekwencjami o maksymalnej długości.

Od sprzętu do oprogramowania

Biorąc pod uwagę, że ta część artykułu nazywa się sprytnymi wskazówkami i sztuczkami dotyczącymi kodowania, możesz

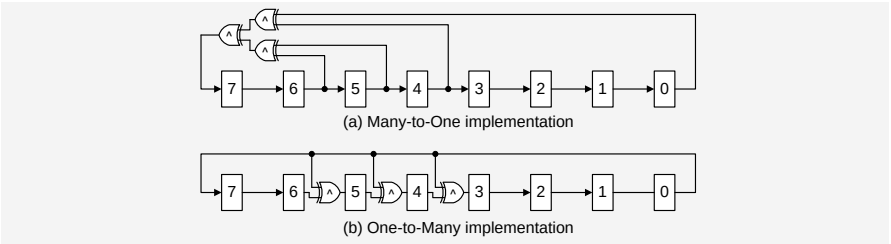


Rysunek 4. 3-bitowy rejestr przesuwający SISO



Rysunek 6. Uproszczone symbole 3-bitowych rejestrów przesuwających SISO i LFSR

eprasa.pl 1afb95dbdc



Rysunek 7. 8-bitowe rejestry przesuwające LFSR „wiele-do-jednego” i „jeden-do-wielu”

zastanawiać się nad naszym wypadem w meandra sprzętu. Cóż, chodzi o to, że sprzęt i oprogramowanie to dwie strony tej samej monety, co oznacza, że możemy również tworzyć programowe implementacje LFSR. Co więcej, jak zobaczymy, smak LFSR jeden do wielu jest dla nas najłatwiejszy do przeniesienia do sfery oprogramowania.

W jednym z poprzednich odcinków (EdW 10/2024) przedstawiliśmy operatory bitowe & (AND) i | (OR). W ramach tego omówiliśmy użycie tych operatorów do testowania stanu bitów, ustawiania lub kasowania bitów oraz działania jako maski. W przypadku operatora &, na przykład, przyjmuje on dwie wartości całkowite jako dane wejściowe i wykonuje operację AND na każdej parze odpowiadających im bitów (w rzeczywistości jest to zaimplementowane przy użyciu kilku fizycznych 2-wejściowych bramek AND w jednostce centralnej komputera (CPU)). Chodzi o to, że istnieje również operator bitowy ^ (XOR), którego możemy użyć do zaimplementowania naszej funkcji LFSR.

Jedną z rzeczy, które musimy rozważyć przed rozpoczęciem, jest to, kiedy wykonać operację XOR. Czy wykonujemy XOR, a następnie implementujemy przesunięcie, czy też bardziej efektywne byłoby wykonanie przesunięcia, a następnie XOR? Odpowiedź brzmi „tak”, „nie” lub „być może” w zależności od „rzeczy” (mam nadzieję, że wyraziłem się jasno). Jeśli na przykład pracujemy na poziomie języka asemblera, w którym mamy dostęp do zawartości flagi przenoszenia w rejestrze stanu procesora – wraz z kilkoma niskopoziomowymi operatorami przesuwania i obracania – to może być łatwiej wykonać XOR, a następnie przesunięcie. Ponieważ jednak używamy języka C, wykonanie przesunięcia, a następnie XOR jest prawdopodobnie lepszym rozwiązaniem.

Załóżmy, że zdefiniujemy wartości SEED i MASK i zadeklarujemy nasz LFSR jako 8-bitową liczbę całkowitą bez znaku w następujący sposób (koncepcję deklarowania wartości o stałej szerokości wprowadziliśmy w EdW 4/2024):

```
#define SEED 0x01 // 0000 0001
#define MASK 0xB8 // 1011 1000

uint8_t LFSR = SEED;
```

Kiedy chcemy „taktować” nasz LFSR, aby wygenerować następną wartość w sekwencji, zrobimy to poprzez sprawdzenie stanu najmniej znaczącego bitu (LSB), bitu 0, aby sprawdzić, czy zawiera on 0 lub 1. Jeśli jest to 0, wszystko, co musimy zrobić, to przesunąć nasz LFSR o jeden bit w prawo, co automatycznie wstawi 0 do najbardziej znaczącego bitu (MSB). Alternatywnie, jeśli LSB to 1, ponownie przesuwamy nasz LFSR o jeden bit w prawo, ale następnie używamy operatora bitowego ^ do XOR tej nowej wartości z zawartością naszej MASK:

```
if ((LFSR & 0x01) == 0)
{
        LFSR = LFSR >> 1;
}
else
{
        LFSR = LFSR >> 1;
        LFSR = LFSR ^ MASK;
}
```

Wiem, że wymaga to trochę czasu, ale jest to programowy odpowiednik sprzętowej implementacji „jeden do wielu” przedstawionej na **rysunku 7b**. Jeśli pobierzesz i uruchomisz szkic, który właśnie przygotowałem (plik **CB-Jun21-03.txt**) i wyświetlisz wyniki w monitorze portu szeregowego Arduino IDE, zobaczysz, że nasz LFSR pseudolosowo przechodzi przez (28 – 1) = 255 różnych wartości (z wyłączeniem 0x00 lub 00000000 w formacie binarnym) przed powrotem do wartości początkowej.

Czy jest to najlepszy generator liczb pseudolosowych? Nie! Z drugiej strony, jest to świetna technika, którą można mieć w swoim zestawie wskazówek i sztuczek na te czasy, gdy pracujesz z 8-bitowym mikrokontrolerem o niskiej mocy z ograniczoną pamięcią i cyklami zegara do dyspozycji. Oczywiście można łatwo rozszerzyć to podejście do implementacji 16-bitowych, 24-bitowych lub 32-bitowych LFSR, jeśli zajdzie taka potrzeba (odczepy dla maksymalnie długich LFSR od 2 do 32 bitów są podane w mojej książce *Bebop to the Boolean Boogie*, https://amzn.to/3a0Qojz).

LFSR będziemy się jeszcze przyglądać w naszych kolejnych poradach i sztuczkach. Do tego czasu, jak zawsze, czekam na komentarze, pytania i sugestie. ■

Clive „Max” Maxfield

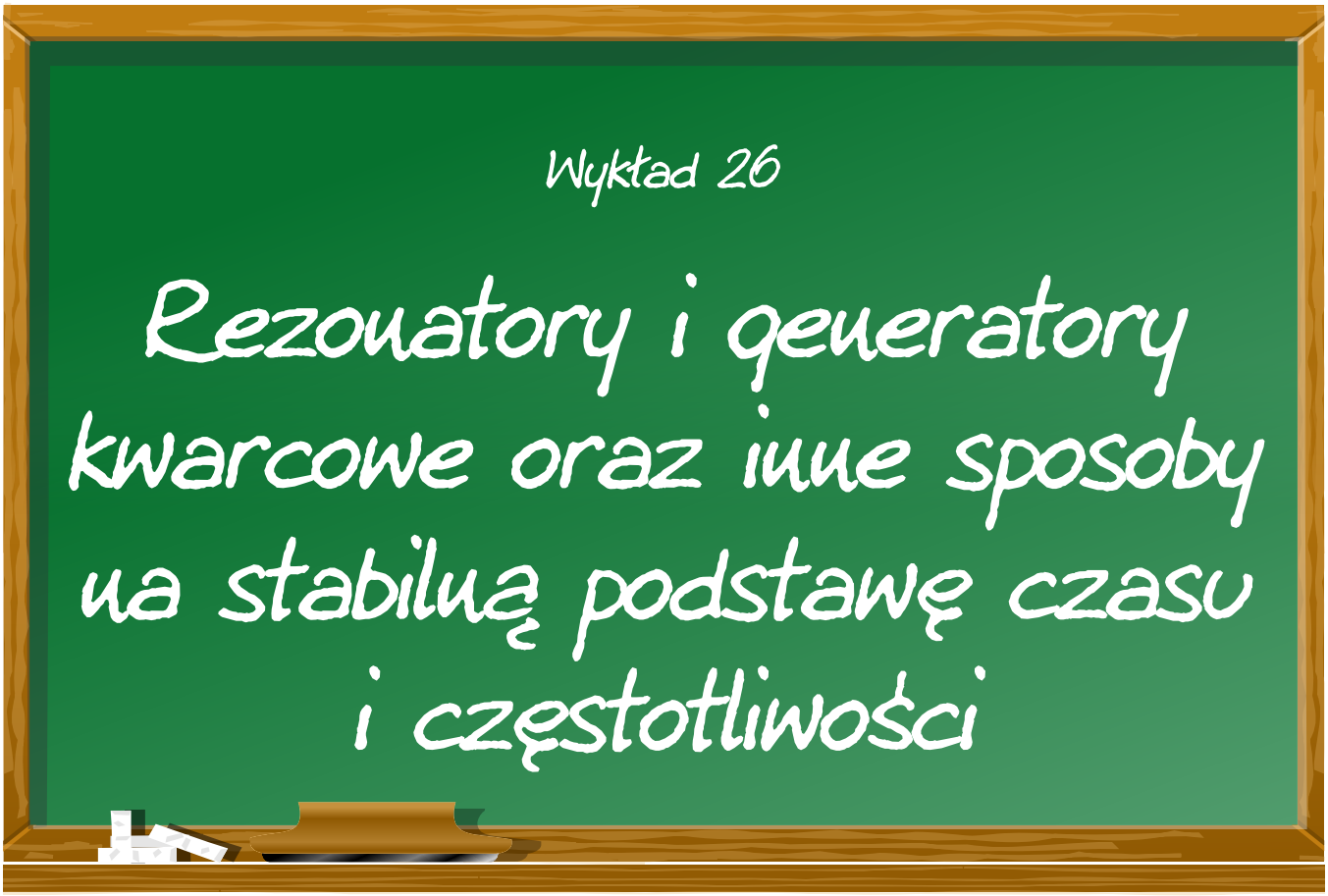
Ten artykuł był wcześniej opublikowany na łamach „Practical Electronics”, czerwiec 2021 (www.epemag3.com)

REKLAMA



eprasa.pl 1afb95dbdc

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.



W jednym z poprzednich numerów „Elektroniki dla Wszystkich” ukazał się artykuł poświęcony rezonatorom kwarcowym. Kolejny, zwłaszcza w tak krótkim odstępie czasu może wydawać się zbędny, gdyby nie jedna drobna, acz znacząca różnica: tym razem stawiamy na praktyczną wiedzę, zamiast skupiać się na teorii i konstrukcji rezonatorów. Ponadto przedstawione zostaną też inne sposoby na uzyskanie stabilnej częstotliwości lub podstawy czasu.

Rezonatory i generatory kwarcowe są w niemal każdym urządzeniu posiadającym jakikolwiek mikrokontroler, mikroprocesor czy specjalizowany układ czasowy. Niemal, bo czasem nie potrzeba ani wysokiej stabilności, ani dokładności częstotliwości, a w takich sytuacjach dla producenta wychodzi taniej zrezygnować z rezonatora kwarcowego na rzecz innego rozwiązania. Są też sytuacje, w których stabilność i dokładność typowego rezonatora nie wystarczy, dobrym przykładem są dokładne mierniki i generatory częstotliwości. W takich sytuacjach zwykły rezonator nie wystarczy. Zacznijmy jednak od typowego projektu każdego początkującego programisty mikrokontrolerów – odmierzania czasu.

Parametry rezonatorów, generatorów i innych źródeł sygnałów czasowych

Kluczowym parametrem, na który każdy zwraca uwagę jest częstotliwość pracy. Na rezonatorach podawana jest podstawowa częstotliwość rezonansowa, dla generatorów jest to częstotliwość generowanego sygnału, lub zakres częstotliwości. Wybór rezonatora lub generatora zależy właśnie od założonej częstotliwości pracy docelowego układu. Konstruktor-hobbysta często skupia się na tym parametrze, zapominając o innych, które też mogą mieć znaczenie, zależnie od zastosowania.

Drugim parametrem, na który wypada zwrócić uwagę jest dokładność częstotliwości. Parametr ten określa, jak blisko podanej częstotliwości znamionowej jest rzeczywista częstotliwość rezonatora czy generatora. Parametr ten najczęściej podawany jest w ppm, czyli w częściach na milion. Jako przykład niech posłuży rezonator 10 MHz firmy IQD, LFXTAL003169. Dokładność częstotliwości, zwana też tolerancją, ma, wg noty katalogowej, wartość ±30 ppm. By obliczyć tolerancję należy podzielić częstotliwość przez milion i pomnożyć przez podaną wartość. W tym przypadku częstotliwość rzeczywista może się różnić o ±300 Hz. Czytelnik

eprasa.pl 1afb95dbdc

może dojść do wniosku, iż taki rezonator do niczego się nie nadaje, ale w praktyce rozrzut parametrów przypomina klasyczny rozkład Gaussa, co oznacza, iż elementów będących najbliżej pożądanej częstotliwości będzie najwięcej, a tych o skrajnych wartościach najmniej. Dla typowych zastosowań, jak zegary mikrokontrolerów czy mikroprocesorów, taka dokładność jak najbardziej wystarczy.

Kolejnym, istotnym parametrem jest stabilność częstotliwości. Dla naszego przykładowego rezonatora wynosi ona ±50 ppm. Określa on, o ile może zmieniać się częstotliwość rezonatora bądź generatora w trakcie pracy. W tym przypadku będzie to aż ±500 Hz. Na stabilność mają wpływ takie rzeczy, jak temperatura otoczenia, zewnętrzne drgania, warunki zasilania rezonatora czy nawet jego orientacja względem Ziemi. Pole grawitacyjne bowiem ma wpływ na drgania rezonatora. Częstotliwość rezonatora może też ulec zmianie pod wpływem wstrząsu, i czasem jest to trwała zmiana. Stabilność częstotliwości rezonatora dotyczy przede wszystkim krótkich okresów pracy – zazwyczaj w perspektywie długoterminowej częstotliwość rezonatora jest znacznie bardziej stabilna, gdyż krótkotrwałe jej zmiany są uśredniane.

Powiązanym parametrem jest współczynnik starzenia się rezonatora. Ponieważ rezonator fizycznie drga, materiał półprzewodnikowy ulega ciągłym deformacjom, w naszym przypadku dziesięciu milionom deformacji na sekundę. Zmęczenie materiału powoduje zatem po pewnym czasie zmianę częstotliwości drgań. Dla naszego przykładu nota podaje zmianę o ±5 ppm na rok przy pracy w temperaturze 25°C. Problem starzenia dotyczy nie tylko tanich rezonatorów, ale też drogich generatorów skompensowanych termicznie (TXCO) czy stabilizowanych termicznie (OCXO). Dlatego jeśli Czytelnika kusi zakup generatora lub miernika częstotliwości wyprodukowanego 30-50 lat temu, bo ma relatywnie niską cenę, a przy tym świetne parametry, powinien on pamiętać o problemie starzenia się rezonatorów i generatorów oraz o kosztach kalibracji takiego instrumentu względem dokładnego wzorca czasu i częstotliwości.

Na koniec warto nadmienić o mocy strat rezonatorów, elementy te bowiem mają pewną rezystancję pasożytniczą wynikającą z ich poniekąd mechanicznej natury pracy. Noty katalogowe podają tę informację, jak i też dopuszczalny poziom sygnału pobudzającego rezonator. Zbytnie przeciążenie rezonatora nie tylko go rozgrzewa wpływając na częstotliwość rezonansową, ale w skrajnych przypadkach może zwyczajnie uszkodzić rezonator. W przypadku scalonych generatorów kwarcowych wystarczy nie przekraczać maksymalnego napięcia zasilania układu, jak to jest w przypadkach innych scalonych półprzewodników.

Rezonatory zegarkowe

Te komponenty w charakterystycznych puszkach są najpopularniejszym typem rezonatorów produkowanym na świecie. Charakterystyczna jest też częstotliwość rezonansowa: 32,768 kHz. Jest ona na tyle wysoka, by rezonator był mały, ale na tyle niska, by dało się ją łatwo podzielić za pomocą serii przerzutników by uzyskać jeden impuls na sekundę. **Fotografia 1** przedstawia wnętrze takiego rezonatora – widać charakterystyczną płytkę w kształcie kamertonu – rezonator w końcu drga mechanicznie z pożądaną częstotliwością. Każdy zegarek z napisem Quartz na tarczy ma właśnie taki rezonator, połączony z bardzo prostym układem scalonym zatopionym w kropli żywicy epoksydowej. Z tego też powodu rezonatory te są powszechnie nazywane zegarkowymi, a wiele mikrokontrolerów i innych, specjalizowanych układów RTC(C) jest zaprojektowana do współpracy właśnie z nimi, często bez konieczności stosowania dodatkowych komponentów.

Zatem by wygenerować jeden impuls na sekundę wystarczy podzielić częstotliwość rezonatora 32,768 kHz przez 215. Realizuje się to sprzętowo, stosując szereg przerzutników typu flip-flop, każdy z nich dzieli częstotliwość oscylatora opartego o ten rezonator przez dwa. Po piętnastu przerzutnikach uzyskujemy jeden impuls na sekundę. Następnie ten impuls można skierować do serii liczników skonfigurowanych tak, by pierwszy liczył od 0 do 9, drugi od 0 do 5, trzeci znów od 0 do 9, czwarty od 0 do 5, piąty i szósty razem od 0 do 23. Dołączmy do nich jakiś sposób wyświetlania bieżącego stanu liczników i mamy gotowy, dwudziestoczterogodzinny zegar. Na początku takie zegary wykonywano stosując elementy dyskretne: diody i tranzystory do budowy liczników i bramek, potem nadeszła era układów serii 7400, co uprościło budowę zegara do kilkunastu „scalaków". Obecnie funkcję zegara czasu rzeczywistego z kalendarzem (RTCC) realizuje pojedynczy układ scalony lub dedykowany blok wewnątrz co bardziej zaawansowanego mikrokontrolera. Strukturalnie układy te składają się właśnie z serii przerzutników i liczników, z dodatkiem elementów logicznych, które decydują, kiedy dany licznik zostanie wyzerowany. Układy te często mają dość niski pobór prądu i opcję zasilania bateryjnego (podtrzymywania) by odmierzać czas nawet, jak zaniknie główne zasilanie. Spora część tych dedykowanych układów nie potrzebuje nawet zewnętrznego rezonatora – taki element znajduje się już w strukturze układu.

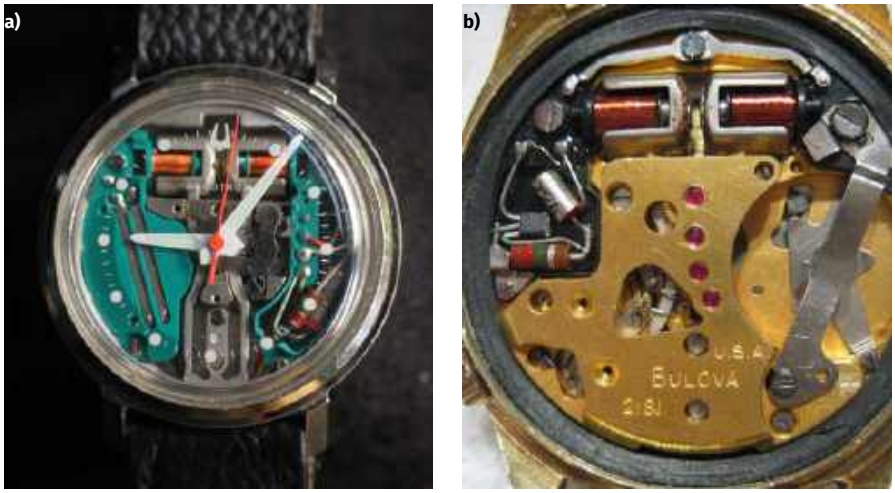
Warto tu dodać, iż typowe rezonatory zegarkowe o częstotliwości rezonansowej 32,768 kHz są zoptymalizowane tak, by tę częstotliwość uzyskiwać stabilnie w temperaturze nieco wyższej, niż typowe +25°C. Projektanci założyli bowiem, iż głównym zastosowaniem tych elementów będzie praca w zegarkach naręcznych, a zatem wnętrze zegarka przez kontakt koperty z nadgarstkiem będzie miało około 30-35°C. W przeszłości spotykało się też rezonatory i innych częstotliwościach



Fotografia 1. Rezonator kwarcowy 32,768 kHz w środku. Płytka kwarcu wycięta jest w formie kamertonu. Napylone na powierzchnię metalowe elektrody nie tylko pozwalają na jego zasilanie, ale też wpływają na częstotliwość drgań

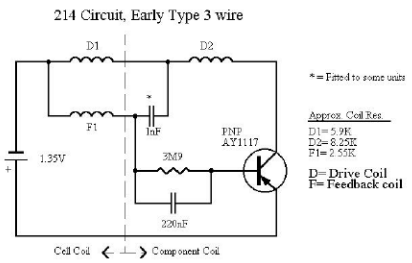
eprasa.pl 1afb95dbdc

drgań. Ba, pierwszy elektromechaniczny zegarek naręczny, Bulova Accutron w ogóle nie miał rezonatora kwarcowego, zamiast niego używał metalowego kamertonu, który był też źródłem napędu dla zegarka, a jego oscylacje wymuszał prosty obwód z tranzystorem i dwoma zespołami cewek napędowych i sterujących. Zegarek taki od frontu przedstawia **fotografia 2a** – doskonale widać elementy napędu: cewki, kamerton (umocowany na godzinie szóstej). Na **fotografii 2b** widać zaś tył zegarka, w tym tranzystor sterujący cewkami. **Rysunek 1.** zaś przedstawia schemat obwodu kontrolującego drgania kamertonu.



Fotografia 2. Zegarek Bulova Accutron od frontu (a) i tyłu (b). Od frontu widać kamerton i jego cewki napędzające w górnej części zegarka oraz część komponentów obwodu sterującego. Kamerton oscyluje z częstotliwością 360 Hz, dlatego ten zegarek nie „cyka", a brzęczy

Na koniec tej sekcji zajrzyjmy do noty katalogowej typowego rezonatora zegarkowego, będzie to 32.768K-2/6-SR firmy SR Passives. Dokładność wynosi ±3 ppm lub ±0,098304 Hz. W tej nocie podany jest też współczynnik zmiany częstotliwości względem temperatury, i wynosi on -0,034(±0,008) ppm/°C. Współczynnik starzenia wynosi ±3 ppm na rok. Parametry sugerują, iż ten rezonator jest bardzo stabilny i dokładny, i jest to prawda. Przyczyna jest prosta: rezonatory zegarkowe są produkowane od kilku dekad, a ze względu na ich pierwotne przeznaczenie, ich konstrukcja została mocno zoptymalizowana dla tego jednego zastosowania. Z tego też powodu tani, naręczny zegarek cyfrowy bywa znacznie dokładniejszy nawet od najlepszych zegarków mechanicznych.



Rysunek 1. Schemat obwodu zegarka Bulova Accutron

Rezonatory wysokiej częstotliwości (w.cz.)

W świecie mikrokontrolerów rezonatory kwarcowe o częstotliwości od 1 MHz do 16 MHz są stosowane jako źródła taktowania CPU i peryferiów. Zazwyczaj jednak nie robią tego bezpośrednio, a między oscylatorem generującym podstawowy sygnał taktowania, a właściwym procesorem znajdują się dzielniki częstotliwości lub nawet obwód PLL generujący wyższą częstotliwość za pomocą scalonego oscylatora LC lub RC, którego częstotliwość jest stabilizowana przez zewnętrzny (lub wewnętrzny) rezonator. Celem takiego rozwiązania jest dodanie elastyczności w wyborze taktowania zegara, co ma też wpływ na pobór prądu przez mikrokontroler. Dla przykładu Atmega328P stosowana w Arduino przy częstotliwości 16 MHz pobiera około 6 mA, ale już dla 1 MHz jest to już około 0,5 mA. W praktyce rzadko kiedy potrzeba, by mikrokontroler pracował z maksymalną możliwą częstotliwością, zwłaszcza w takich aplikacjach jak zegarek czy termometr.

Warto nadmienić, iż w przypadku rezonatorów wyższej częstotliwości trzeba też dodać dwa kondensatory łączące go do masy układu. Wartości tych kondensatorów są podane w notach katalogowych mikrokontrolerów. Jeden z nich można zastąpić małym trymerem lub kondensatorem mniejszej pojemności i trymerem połączonymi równolegle, by móc „doregulować" częstotliwość. Nie zaleca się jednak pomiaru częstotliwości bezpośrednio na rezonatorze, gdyż pojemność sondy i wejścia miernika lub oscyloskopu mogą ją zmienić.

Poza standardowymi częstotliwościami rezonatorów czasem stosuje się elementy o wartościach nietypowych. Dla generowania obrazu w standardzie analogowym PAL można spotkać się z rezonatorami 3,58 MHz i ich wielokrotnościami, gdyż jest to częstotliwość fali podnośnej dla koloru w tym standardzie. Dla standardu NTSC ta częstotliwość jest nieco bardziej egzotyczna i wynosi 3.579545 MHz. Można też zastosować rezonator o częstotliwości dobranej do protokołu transmisji danych, z którego planujemy korzystać. Dla przykładu częstotliwość 13,56 MHz może być wykorzystana do budowy prostego emulatora niektórych tagów RFID. Obecnie jednak nietrudno o dedykowane układy do takich zastosowań.

Czytelnika może zainteresować schemat dość elastycznego oscylatora kwarcowego, który współpracuje z rezonatorami o częstotliwości od 50 kHz do 10 MHz. Schemat ten przedstawia **rysunek 2**. Obwód zasilany jest napięciem 9…18 V. Tranzystor Q1 jest włączony w układzie wspólnej bazy i pracuje jako wzmacniacz szerokopasmowy. Łatwo to poznać po tym, iż baza Q1 jest połączona do masy przez kondensator, który zwiera ją do niej dla sygnałów zmiennych. Q2 pracuje jako wtórnik emiterowy, którego sygnał wejściowy brany jest z kolektora Q1. Sygnał z emitera Q2 wraca na emiter Q1 przez kondensator C2 i rezonator X1. Kondensatory regulowane C3 i C4 pozwalają przestroić rezonator i są opcjonalne. Ich wartość minimalna i maksymalna określają szerokość zakresu regulacji. C3 obniża częstotliwość rezonansową, podczas gdy C4 ją podnosi. W roli tranzystorów Q1 i Q2 sprawdzą się dowolne tranzystory małosygnałowe NPN: 2N3904, 2N2222, BC547.

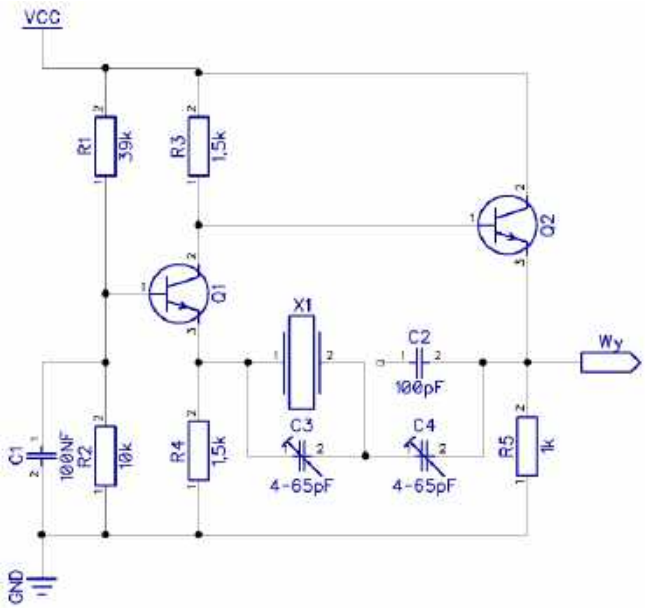
Rezonatory kwarcowe mogą też pracować jako filtry częstotliwości. W takim zastosowaniu najczęściej występują w odbiornikach radiowych z pojedynczą lub podwójną przemianą częstotliwości. W odbiorniku takim sygnały radiowe z anteny są mieszane z sygnałem

eprasa.pl 1afb95dbdc

generatora lokalnego (najczęściej generator PLL lub DDS), co tworzy dwa nowe sygnały radiowe, jeden mający częstotliwość równą sumie częstotliwości generatora lokalnego i sygnału wejściowego, drugi zaś stanowiący różnicę tych częstotliwości. Sygnały te dostępne są na wyjściu obwodu mieszacza, następnie podaje się je na wejście filtra pasmowego o bardzo wąskim paśmie, a sygnał z filtra jest wzmacniany i demodulowany.

Typowe częstotliwości filtrów, czyli częstotliwości pośrednie to 10,7 MHz i 465 kHz. Najlepiej będzie to zrozumieć na przykładzie:

Załóżmy iż chcemy odbierać sygnały radiowe na paśmie amatorskim 10 m, którego zakres częstotliwości wynosi od 28 MHz do 29,7 MHz. Sygnał z anteny trafia przez zespół filtrów i wzmacniacz zestrojonych na to pasmo do mieszacza. W mieszaczu do tego sygnału dodawany jest sygnał z generatora, którego częstotliwość mieści się w zakresie od 17,3 MHz do 19 MHz, czyli o 10,7 MHz niższej od zakresu, który chcemy odbierać. Sygnał z mieszacza trafia na wejście filtra pasmowego 10,7 MHz, za którym znajduje się wzmacniacz częstotliwości pośredniej, a następnie detektor i wzmacniacz audio. Załóżmy dalej, iż chcemy odbierać częstotliwość 28,85 MHz, generator należy zatem nastroić na częstotliwość 18,15 MHz. Za mieszaczem będziemy mieli dostępne wszystkie sygnały radiowe, które zebrała antena, a filtr wejściowy przepuścił, do których dodano lub odjęto nasz sygnał z generatora. Inaczej pisząc będą dostępne dwa pasma sygnałów: 9,85-11,55 MHz oraz 46,15…47,85 MHz. Filtr częstotliwości pośredniej przepuszcza tylko częstotliwość 10,7 MHz, tłumiąc w mniejszym lub większym stopniu wszystkie częstotliwości niższego pasma, i tłumiąc niemal całkowicie wszystkie częstotliwości z pasma górnego. W ten sposób tylko pożądany sygnał trafia do detektora, a potem na wyjście odbiornika.



Rysunek 2. Uniwersalny oscylator kwarcowy z opcjonalnymi trymerami do przestrajania rezonatora

Dość łatwo zauważyć, iż pożądane jest, by filtr pasmowy w odbiorniku miał jak najlepsze parametry, szczególnie tłumienie niepożądanych sygnałów. Najprostszym rozwiązaniem jest stosowanie filtrów ceramicznych oraz tradycyjnych obwodów LC, które często trzeba ręcznie dostrajać (Czytelnicy zaglądający do starszych urządzeń na pewno kojarzą charakterystyczne kwadratowe puszki z plastikowym wkrętem filtrów 7×7, oraz ich mniejsze warianty). W lepszych układach stosuje się filtry oparte o rezonatory kwarcowe ze względu na ich jedną, mocno pożądaną cechę: wysoką dobroć. Dobroć to parametr określający stosunek szerokości pasma przenoszenia filtra lub obwodu rezonansowego względem częstotliwości środkowej/rezonansowej obwodu. Rezonatory kwarcowe charakteryzują się wyższą dobrocią niż filtry LC, i z zasady nie wymagają strojenia. Ich wadą jest to, iż mają dość sporą rezystancję pasożytniczą, która tłumi sygnał, dlatego za takim filtrem pasmowym potrzebny jest dobry, niskoszumny wzmacniacz o wyższym wzmocnieniu. Dla porządku dodam też, iż spotyka się odbiorniki o podwójnej przemianie częstotliwości, gdzie za pierwszym zespołem filtrów pasmowych i wzmacniaczem znajduje się drugi mieszacz i generator lokalny, tym razem zestrojony na stałą częstotliwość 10,245 Hz. Drugi zestaw filtrów pasmowych za drugim mieszaczem ma częstotliwość 455 kHz. Ta podwójna przemiana częstotliwości dodatkowo podnosi selektywność odbiornika i pozwala podnieść też jego czułość, gdyż szumy własne i zakłócenia wysokiej częstotliwości zostaną lepiej odfiltrowane. Czytelnik może zadać też pytanie, czy można stosować inne częstotliwości w filtrach pośrednich opartych o rezonatory kwarcowe. Odpowiedź brzmi tak, ale częstotliwości pośrednie nie powinny być swoimi wielokrotnościami, stąd właśnie takie nietypowe wartości, jak 10,7 MHz czy 455 kHz.

Generatory kwarcowe i MEMS

Niekiedy zamiast tradycyjnego rezonatora można, lub wręcz w niektórych sytuacjach należy zastosować scalony generator. Większość z nich to generatory kwarcowe, wewnątrz których kryje się rezonator kwarcowy, współpracujący z nim oscylator oraz dodatkowy obwód bufora, który nie tylko formuje przebieg wyjściowy do postaci typowego sygnału zegarowego, ale też chroni i izoluje obwód oscylatora od wpływów zewnętrznych obciążeń. Dużo rzadziej spotyka się generatory MEMS. Podobnie jak w przypadku generatorów i rezonatorów kwarcowych częstotliwość drgań elementu MEMS zależy od fizycznych wymiarów. W przeciwieństwie jednak do rezonatorów kwarcowych element MEMS nie ulega deformacji z powodu obecności pola elektrycznego, lecz jest pobudzany do drgań w inny sposób. Można to porównać do działania zegara z wahadłem, gdzie mechanizm wychwytu jednocześnie przekazuje energię do wahadła, by to oscylowało, i przekształca te oscylacje na takt pracy zegara.

Generatory występują w dwóch wariantach: generatorów o stałej częstotliwości i generatorów programowalnych. Te pierwsze do pracy wymagają jedynie dostarczenia napięcia zasilania, po jego dostarczeniu startuje oscylator, a po upływie krótkiego czasu potrzebnego na stabilizację częstotliwości na wyjściu pojawia się sygnał zegarowy. Kluczowymi parametrami generatorów kwarcowych jest napięcie zasilania i częstotliwość pracy. Zwykle ta częstotliwość bywa znacząco wyższa od typowych wartości zwykłych rezonatorów kwarcowych. Zależnie od wariantu generator taki może używać specjalnego sposobu pracy rezonatora, zwanego owertonowym (overtone), w którym częstotliwość oscylacji jest równa trzeciej, piątej lub siódmej częstotliwości

eprasa.pl 1afb95dbdc

harmonicznej rezonatora. Drugim rozwiązaniem jest użycie oscylatora sterowanego napięciem (VCO) połączonego z pętlą synchronizacji fazy (PLL). Częstotliwość oscylatora jest dzielona przez pewną wartość N, a następnie faza tak uzyskanego sygnału porównywana jest z fazą drugiego sygnału, z oscylatora kwarcowego. Różnice w fazach sterują napięciem, które kontroluje częstotliwość oscylatora, aż ta będzie równa częstotliwości oscylatora kwarcowego pomnożonej przez N.

Generatory programowalne są nieco bardziej skomplikowane. Zwykle posiadają jeden generator wysokiej częstotliwości oraz, zależnie od liczby wyjść, jeden lub więcej bloków generujących pożądane częstotliwości. W prostych generatorach taki blok to zwykły dzielnik częstotliwości 2n, gdzie wartość n się programuje. Bardziej złożone generatory używają pętli synchronizacji fazy, której parametry można zdefiniować z dość dużą dokładnością, a następnie częstotliwość wyjściową dalej podzielić, jak w prostszym rozwiązaniu. W obu przypadkach można zmieniać częstotliwość pracy generatora „w locie". Wyjście takiego układu może dostarczać sygnał zegarowy nie tylko do mikrokontrolera, ale też do innych układów peryferyjnych, dzięki czemu wszystkie układy mogą pracować z tą samą częstotliwością, co może uprościć pracę z układami logicznymi TTL/CMOS, a także zastąpić kilka rezonatorów jednym układem scalonym. Często taki scalony generator zegarowy ma kilka niezależnych, programowalnych wyjść, często wliczając w to też dedykowane wyjście 32,768 kHz dla układów zegarowych. Czytelnika może skusić możliwość wykorzystania takiego układu do przetaktowania mikrokontrolera ponad jego maksymalną częstotliwość pracy. Nieznaczne podkręcenie częstotliwości jest jak najbardziej możliwe, ale wiąże się ono ze wzrostem poboru prądu i spadkiem stabilności układu. Lepiej jednak pójść w drugą stronę i zobaczyć, przy jakiej minimalnej częstotliwości pracy układ może realizować swoje zadania.

W sytuacji, gdy sygnał z generatora kwarcowego ma dostarczać stabilną częstotliwość do dwóch lub więcej układów, które muszą być absolutnie zsynchronizowane, należy poprowadzić do nich ścieżki o równej długości od punktu, w którym się rozchodzą. W przeciwnym razie różne długości ścieżek dodadzą przesunięcie fazowe. Dlatego też tam, gdzie spotyka się ultra-szybką łączność równoległą albo szeregową za pomocą par różnicowych, spotyka się charakterystycznie powykręcane ścieżki – ich długości są w ten sposób do siebie dopasowywane.

Generatory TCXO, OCXO i rubidowe

Jednym z ograniczeń stabilności rezonatorów kwarcowych jest zwykle dość silna zależność częstotliwości drgań od temperatury. Zmiana temperatury otoczenia o kilka stopni już wystarcza, by rezonator zaczął pracować z inną częstotliwością. Rezonatory zegarkowe są pod tym względem dużo stabilniejsze od zwykłych, i teoretycznie można użyć takiego rezonatora w połączeniu z generatorem PLL by mieć stabilne źródło wysokiej częstotliwości, ale takie rozwiązanie może być zbyt rozbudowane i zbyt skomplikowane. Na szczęście istnieją gotowe, scalone generatory kwarcowe z kompensacją temperatury. Układy te mierzą temperaturę za pomocą złącza PN diody lub tranzystora i zmieniają napięcie na diodach pojemnościowych, które są włączone w obwód rezonatora. Działa to w ten sposób, że gdy częstotliwość rezonatora spada wraz ze wzrostem temperatury, zmieniana jest pojemność diod tak, by ta częstotliwość wzrosła. Dodatkowo stosuje się materiał i cięcie rezonatora tak dobrane, by zależność częstotliwości od temperatury była w miarę niska, a sam układ kompensacji jest bardziej rozbudowany niż to opisałem. Dokładność i stabilność takiego układu z reguły jest o przynajmniej rząd wielkości większa niż dla zwykłych rezonatorów kwarcowych, ale przy tym mocno zależy też od ceny. Spójrzmy na kilka przykładów takich generatorów.

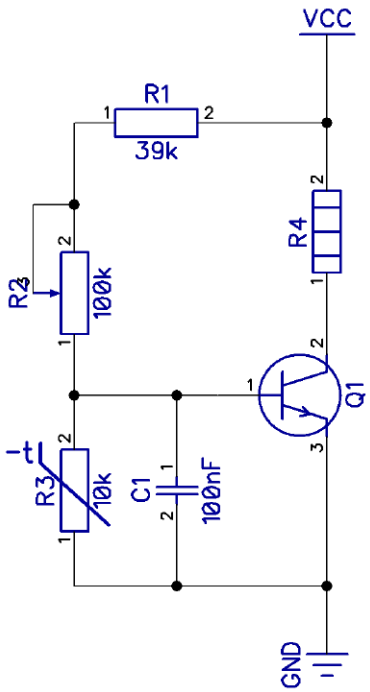
XTC7024 firmy RFMI oferuje częstotliwość pracy 24 MHz, początkową dokładność na poziomie ±2 ppm, stabilność na poziomie ±2 ppm dla nominalnego zakresu temperatur od –20 stopni do 70 stopni Celsjusza, i współczynnik starzenia się na poziomie ±1 ppm na rok. Wszystko to w cenie około 11 złotych u jednego z europejskich dystrybutorów. Porównajmy to z 20 razy droższym układem, IQXT-200-2-20M firmy IQD, dostępnym u polskiego dystrybutora części elektronicznych. Układ ma znamionową częstotliwość 20 MHz i początkową tolerancję na poziomie ±0,5 ppm. Stabilność zaś wynosi tylko ±0,14 ppm, a współczynnik starzenia ±0,02 ppm/dzień i ±1 ppm/rok maksymalnie. Kolejnym przykładem niech będzie generator MEMX VCTCXO firmy SiTime: SiT5157AI-FK-33N0-100.000000X. Nazwa dość długa, ale oznacza układ o częstotliwości pracy 100 MHz, początkowej tolerancji ±1 ppm. Układ ten jest jednak unikalny pod tym względem, iż producent oferuje możliwość fabrycznego zaprogramowania dowolnej częstotliwości w zakresie 60,000001…189 MHz oraz 208…220 MHz z krokiem 1 Hz. Stabilność temperaturowa wynosi tylko ±0,5 ppm dla całego zakresu temperatur pracy. Co więcej, częstotliwość może się zmienić maksymalnie o ±25 części na miliard na każdy stopień Celsjusza. Ponieważ ten układ jako rezonatora używa elementu MEMS, jest on znacznie bardziej odporny na gwałtowne wstrząsy, niż zwykłe rezonatory kwarcowe. Co więcej, współczynnik starzenia wynosi ±1 ppm po roku i ±2 ppm po 20 latach, co oznacza bardzo dobrą stabilność długoterminową. Jeszcze jedną, pożyteczną cechą jest możliwość przesunięcia częstotliwości o ±3200 ppm za pomocą modyfikacji wartości rejestru przez łącze szeregowe I^2C. Inaczej pisząc układ ten można dokładnie skalibrować by mieć idealną wartość częstotliwości nawet po tym, jak ulegnie procesowi starzenia się. Co ciekawsze, rozdzielczość tej regulacji może wynosić nawet 5ppt, czyli części na bilion. Cena za tyle możliwości i aż taką dokładność? Tylko 215 złotych u europejskiego dystrybutora.

Oscylatory OCXO tradycyjnie miały najlepsze parametry stabilności ze wszystkich rozwiązań dostępnych dla każdego. Tradycyjnie stosowane są w wysokiej klasy generatorach i miernikach częstotliwości i w precyzyjnych zegarach. Zasada działania jest niezwykle prosta: rezonator jest utrzymywany w stałej, podwyższonej względem otoczenia temperaturze, dzięki czemu jego stabilność jest zachowana. Oznacza to też, iż trzeba zaczekać chwilę, aż wnętrze generatora osiągnie odpowiednią, stabilną temperaturę. Starsze oscylatory były dobrze zaizolowane termicznie od otoczenia, a w ramach kompensacji starzenia się dostępny był trymer lub potencjometr pozwalający dokładnie dostroić częstotliwość. Oczywiście te stare oscylatory OCXO dostępne zarówno jako „wyluty", jak i w kompletnych urządzeniach na znanych portalach aukcyjnych i ogłoszeniowych należy skalibrować przed użyciem, bo ukryte wewnątrz rezonatory zdążyły się zestarzeć. Ba, wstrząsy w transporcie mogą im zaszkodzić na częstotliwość

eprasa.pl 1afb95dbdc

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

rezonansową. Spójrzmy więc na komponenty nowe, na początek generator firmy ECS, ECOC-7050-10.000-BN-TR. Częstotliwość pracy 10 MHz, czas do osiągnięcia temperatury pracy maksymalnie jedna minuta. Stabilność początkowa podawana jest jako ±500ppb, czyli części na miliard, ale jest to chwyt marketingowy producenta, bo jest to równe ±0,5 ppm. Stabilność w pełnym zakresie temperatur pracy wynosi ±50ppb, lub ±0,05 ppm. Wynik bardzo wysoki, zwłaszcza że na otwartym powietrzu częstotliwość zmienia się tylko o ±0,003 ppm na stopień. Po pierwszym roku częstotliwość może zmienić się o ±1 ppm, po 10 latach o ±2 ppm. Biorąc pod uwagę, iż ten komponent kosztuje tylko 128 złotych u europejskiego dystrybutora, to jest to bardzo atrakcyjny wybór. Wadą jest typowy dla OCXO wysoki pobór prądu: 750 mA by się rozgrzać i 200 mA by utrzymać stabilną temperaturę przy 3,3V. Zastosowanie w urządzeniach bateryjnych można raczej wykluczyć. W ofercie polskiego dystrybutora znajdziemy generator 10 MHz IQOV-162-3-10M firmy IQD. Cena to tylko 621 złotych, sam produkt dostępny jest na zamówienie. Układ starzeje się wolniej, tylko o ±0,5 ppm na rok, pobiera mniej prądu do rozgrzewania się, tylko 600 mA, ale wymaga na to aż 5 minut, a inne cechy są porównywalne z układem firmy ECS. Za 222 złote można nabyć u europejskiego dystrybutora układ AOCJYR-10.000MHZ-M5625LF firmy ABRACON. Częstotliwość pracy to 10 MHz ±0,5 ppm, stabilność dla pełnego zakresu pracy wynosi ±0,025 ppm, a współczynnik starzenia się to ±0,002 ppm na dzień, ±1 ppm po pierwszym roku i ±3 ppm po dwudziestu latach. Układ rozgrzewa się w ciągu mniej niż trzech minut, pobierając około 300 mA, po czym potrzebuje już tylko ~120 mA.



Rysunek 3. Prosty termostat do budowy własnego OCXO

Oczywiście nic nie stoi na przeszkodzie, by samodzielnie wykonać oscylator OCXO. Typowa konstrukcja składa się z prostego oscylatora zbudowanego na jednym tranzystorze oraz termostatu kontrolującego grzałkę zrobioną z drutu oporowego. Jako podstawa może posłużyć obwód z rysunek 2, wzbogacony o prosty termostat, na przykład obwód z **rysunku 3**. Tranzystor Q1 może być dowolnym tranzystorem mocy NPN, dobrze sprawdzi się w tej roli TIP31. Rezystor R1, potencjometr wieloobrotowy R2 i termistor NTC R3 tworzą dzielnik napięcia polaryzujący bazę tranzystora. Gdy na bazie panuje napięcie wyższe od około 0,6V, tranzystor przewodzi, a element grzejny R4 się rozgrzewa. Wraz ze wzrostem temperatury spada rezystancja termistora R3, do ~4 kΩ dla 50°C i ~3 kΩ dla 60°C. Układ jest przeznaczony do zasilania napięciem 9…18V, stąd użycie potencjometru wieloobrotowego 100 kΩ. Typowo w takich konstrukcjach termistor umieszczony jest na boku obudowy rezonatora, całość zaś jest zaizolowana 1…3 warstwami taśmy kaptonowej. Na nią nawija się kilka zwojów drutu oporowego Kathal D, i zabezpiecza kolejnymi zwojami taśmy. Całość należy umieścić w obudowie ze styropianu zostawiając przestrzeń między rezonatorem, a ściankami. Termostat powinien utrzymywać temperaturę 50-60 stopni Celsjusza. Zamiast drutu oporowego można użyć jednego lub dwóch rezystorów cermetowych małej wartości.

Około dekady temu na zagranicznym portalu aukcyjnym zaczęły pojawiać się używane, rubidowe źródła częstotliwości. Te dość duże moduły pochodzą ze starych stacji bazowych sieci komórkowych. Źródłem częstotliwości w takim module jest rodzaj zegara atomowego wykorzystujący rezonans izotopu rubidu. Ilość tego izotopu jest bardzo znikoma, dzięki czemu nawet w razie uszkodzenia nic nam nie grozi. Niestety, koszty takiego modułu są dość duże, ale w zamian uzyskujemy źródło zegarowe o klasę lepsze niż oscylatory OCXO. Cena między tysiącem a dwoma tysiącami złotych jednak daleko wykracza poza budżet amatora na części elektroniczne. Tańszym rozwiązaniem są generatory wzorcowe GPSDO, czyli generator dyscyplinowany sygnałem nawigacji satelitarnej. Każdy satelita GPS, GLONASS, Galileo czy Beidou ma na pokładzie zegary atomowe, których wysoce stabilne sygnały nie tylko pozwalają satelitom przekazywać dokładne informacje czasowe, ale stabilizują też ich nadajniki radiowe. W urządzeniu GPSDO znajduje się odbiornik nawigacji satelitarnej, oscylator kwarcowy, zazwyczaj OCXO, oraz układ kontrolujący oba elementy, zazwyczaj oparty o mikrokontroler. Sygnał z oscylatora jest porównywany z sygnałami z satelitów w zasięgu anteny odbiorczej, a wszelkie odchylenia są korygowane. Urządzenia takie można nabyć w cenie już od 380 złotych, i zazwyczaj oferują one częstotliwość 10 MHz z dokładnością i stabilnością do dziesięciu części na miliard lub 0,001 Hz.

Gdy dokładność i stabilność są opcjonalne

Praktycznie każdy mikrokontroler posiada wewnętrzny oscylator, zazwyczaj skalibrowany do 1% początkowej dokładności. Zazwyczaj też moduł oscylatora oferuje możliwość programowej kalibracji oscylatora dla poprawy tej dokładności. W znakomitej większości przypadków jednak nie jest to potrzebne, a 1% dokładności w zupełności wystarcza. W sytuacji, gdy dostępne częstotliwości nam nie odpowiadają, a inwestowanie w rezonator lub generator kwarcowy nie ma sensu, można zazwyczaj zastosować prosty obwód RC, którego stała czasowa określa częstotliwość pracy układu. Jeśli użyjemy mniej podatnego na zmiany temperatury kondensatora foliowego, taki prosty oscylator choć nie tak dokładny jak rezonatory kwarcowe, będzie zapewniał stabilną pracę.

W dawnych czasach lat 70. i 80. spotykało się zegarki elektroniczne zasilane napięciem sieci, które czerpały sygnał zegarowy z transformatora zasilającego. Prosty detektor mógł wykrywać napięcie szczytowe, a nieznacznie rozbudowany przejście przez zero. Dawało to relatywnie stabilny sygnał 50 Hz lub 100 Hz (w USA odpowiednio 60 i 120 Hz). Relatywnie stabilny, gdyż częstotliwość sieci energetycznej zmieniała się i wciąż się zmienia z sekundy na sekundę, ale średnia dobowa stabilność jest całkiem dobra. Inaczej

eprasa.pl 1afb95dbdc

pisząc w danej chwili zegar może pokazywać czas niedokładnie, ale średni dobowy błąd jest raczej niski. Dla poprawy wskazań można zastosować odbiornik radiowy standardu DCF77, pozwalający zsynchronizować i ustawić zegar z dokładnością zegara atomowego. Obecnie, w dobie powszechności przetwornic impulsowych o wątpliwej jakości, odbiór sygnału radiowego na częstotliwości 77,5 kHz staje się coraz trudniejszy z powodu generowanych przez nie zakłóceń elektromagnetycznych.

Jako ciekawostkę i dobry punkt wyjścia dla własnych eksperymentów pozwolę sobie zasugerować Czytelnikom posiadającym oscyloskop budowę oscylatora RC lub LC. Swego czasu popularne były oparte o oscylator LC generatory funkcyjne, w których każdy zakres częstotliwości miał swój oddzielny obwód rezonansowy wybierany wielosekcyjnym przełącznikiem obrotowym. Zależnie od klasy instrumentu użytkownik miał dostępną skalę pokazującą mniej-więcej nastawioną częstotliwość, a lepsze urządzenia miały miernik częstotliwości oparty już o rezonator kwarcowy lub oscylator TCXO czy OCXO. Obecnie wszystkie dostępne na rynku generatory funkcyjne oparte są o bezpośrednią syntezę cyfrową, czyli DDS, przez co modele pozwalające osiągnąć częstotliwość dziesiątek, jak nie setek megaherców mają ceny wyższe, niż dobrej klasy oscyloskopy. Dlatego właśnie Czytelnika może zainteresować budowa własnego oscylatora na wyższe częstotliwości – obwody są relatywnie proste, a oscyloskop lub miernik częstotliwości pozwolą je zestroić z wystarczającą dokładnością. Odradzam jednak nabywanie gotowych generatorów LC i RC produkowanych 30-50 lat temu – ceny tych urządzeń są równie absurdalne, co ceny prymitywnych, polskich i radzieckich oscyloskopów i oscylografów z tej samej epoki, a przy tym ewentualna naprawa jest utrudniona przez brak dokumentacji technicznej.

Czytelnikom lubiącym fizykę pragnę polecić jako ciekawostkę wahadło według koncepcji Mathiasa Hippa z 1843 roku. W jego rozwiązaniu wahadło posiadało żelazny element na swoim końcu, pod którym w podstawie tkwił spory elektromagnes. Na wahadle zamontowany był specjalny, ruchomy element, który przemieszczał się po przełączniku zasilania elektromagnesu. Dopóki wahadło wychylało się dostatecznie, ten element przeskakiwał nad przełącznikiem. Jeśli jednak jego amplituda opadła, ów wodzik zwierał na moment przełącznik dając impuls prądu do elektromagnesu, ten zaś przyciągał żelazny element w wahadle dodając mu tym samym energii. Współcześnie można zamiast rozwiązania mechanicznego zastosować prosty układ dwóch barier optycznych mierzących wychył wahadła i aktywujących elektromagnes, gdy ten jest za mały. Sygnał z bariery bliższej środkowej pozycji wahadła może wtedy być sygnałem zegarowym dla czasomierza elektronicznego. Synchroniczny zegar wahadłowy Shortta z 1921 roku wykorzystywał precyzyjnie wykonane wahadło w komorze próżniowej do generowania sygnału elektrycznego, który za pomocą elektromagnesu synchronizował drugi zegar wahadłowy, dzięki czemu udało się uzyskać błąd poniżej jednej sekundy na rok. Był to najdokładniejszy zegar przed erą rezonatorów kwarcowych. Zaprojektowanie i zbudowanie wahadła z napędem elektromagnetycznym zostawiam Czytelnikowi jako wyzwanie. Elektroniczny zegar wahadłowy może stanowić niezwykłą ciekawostkę.

Zakończenie

Zagadnienie generowania sygnałów czasowych i wzorców częstotliwości jest fascynujące, a mnogość rozwiązań, od bardzo prostych do niezwykle skomplikowanych pokazuje, jak bardzo ważny jest to problem. Rezonatory i generatory kwarcowe stały się de facto standardem w świecie elektroniki, i każdy hobbysta powinien znać te komponenty. Warto jednak, by znał też inne rozwiązania, zarówno te bardziej dokładne i stabilne, jak i inne, tańsze i prostsze. Mam nadzieję, iż to małe kompendium przybliżyło Czytelnikom to zagadnienie od strony praktycznej i zachęciło do własnych poszukiwań i eksperymentów. ■

Paweł Kowalczyk

REKLAMA



eprasa.pl 1afb95dbdc

Tester przetworników ADC i DAC mikrokontrolera ATmega 328P

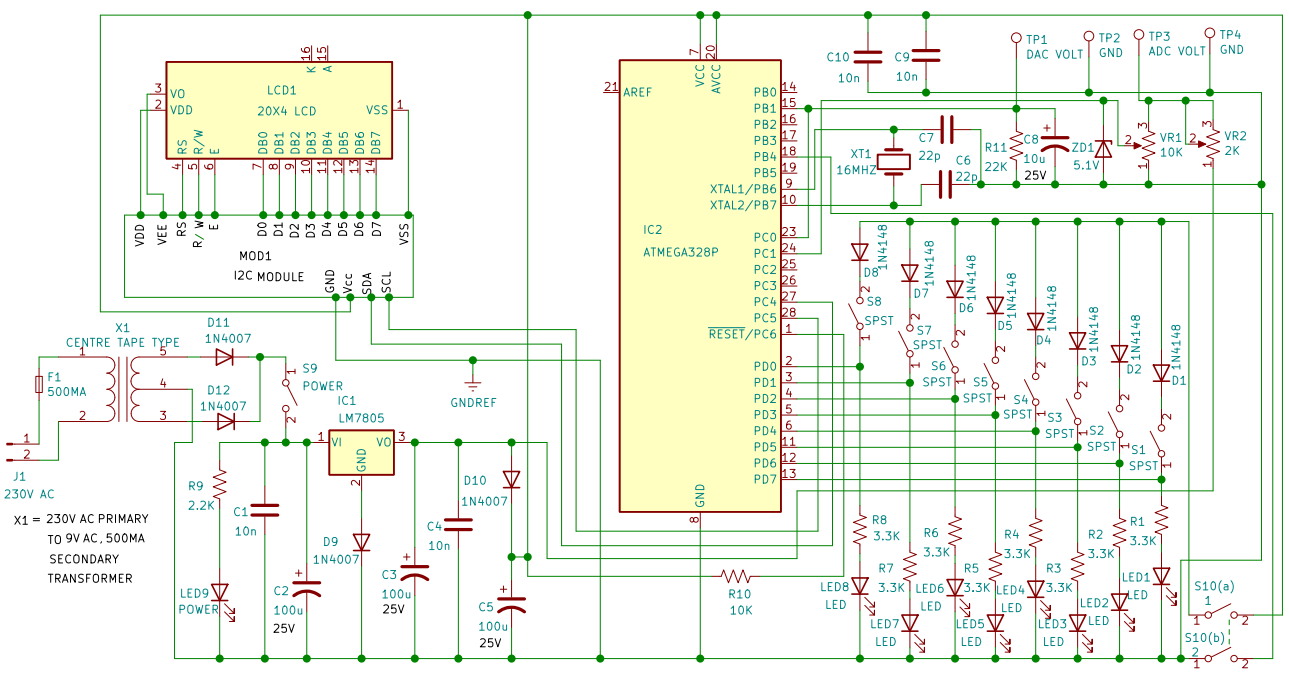
Dla tego projektu przygotowano film, dostępny pod adresem: https://youtu.be/N5v-rQODEbM.

Przetworniki analogowo-cyfrowe (ADC) i cyfrowo-analogowe (DAC) są obecnie integralną częścią urządzeń przemysłowych, a także wielu urządzeń elektronicznych w naszych domach. Potrzeba przetwarzania sygnału analogowego na cyfrowy i z powrotem do postaci analogowej wynika głównie z tego, że coraz więcej zadań podlega obróbce cyfrowej, chociaż po stronie wejścia i wyjścia mamy do czynienia z sygnałem analogowym. Opracowano wiele technik takiej konwersji sygnałów. Komplikacja wynika głównie z tego jak szybki i jak dokładny ma być przetwornik DAC i/lub ADC. Precyzja po stronie cyfrowej wyraża się ilością bitów, a zastosowana technika przetwarzania sygnału analogowego decyduje o szybkości tego procesu. Najbardziej znane i rozpowszechnione techniki wykorzystują drabinki rezystorów, „ważenie binarne" lub rozwiązania kaskadowe z wieloma wzmacniaczami operacyjnymi.

W handlu dostępne są testery, czasem w postaci zestawów do samodzielnego złożenia, pozwalające sprawdzić i przetestować działanie przetworników DAC i ADC. Większość z nich w wyniku starzenia elementów, po kilku latach stają się bez- lub mało-użyteczne. Zaproponowany w poniższym projekcie układ będzie działał poprawnie przez wiele dłuższy czas.

W naszym projekcie wykorzystano platformę Arduino. Stwarza to szerokie możliwości i łatwość programowania w zakresie software-u dla tego projektu. Pozwala się także przyjrzeć technice przetwarzania





Rysunek 1. Schemat ideowy testera

eprasa.pl 1afb95dbdc

ADC i DAC w mikrokontrolerze ATmega 328P. Główną zaletą programowania w języku dla Arduino jest łatwość edytowania i korygowania błędów w szkicu-programie. Szerokie stosowanie platformy Arduino zaowocowało bogatymi narzędziami programistycznymi IDE, a upowszechnienie tej wiedzy stwarza łatwość tworzenia własnych „szkiców".

Opis hardware-u układu i jego działanie

Schemat ideowy układu pokazano na **rysunku 1**.

Zasadniczym elementem w tym układzie jest mikrokontroler ATmega 328P. Po magistrali I²C współpracuje on z wyświetlaczem alfanumerycznym LCD 4×20 znaków. W obsłudze wyświetlacza pośredniczy moduł MOD1 odbierający dane szeregowe z mikrokontrolera i umożliwiający aktualizowanie zawartości wyświetlacza w czasie rzeczywistym. Ponadto 8 dyskretnych diod LED pozwala na wyświetlenie 8-bitowego słowa, które w zależności od trybu pracy może być wyjściem lub wejściem. Pozostałe elementy to stabilizator 5-cio woltowy typu LM7805, dzielnik napięcia dla ustawienia analogowej wartości dla przetwornika ADC, 9 zwykłych diod 1N4148 oraz niewielka ilość elementów pasywnych takich jak rezystory i kondensatory.

W systemie użyto mikrokontrolera ATmega 328P z płytki Arduino Uno, który zawiera 6 przetworników ADC o rozdzielczości 10-cio bitowej oraz 6 8-bitowych przetworników DAC.

Od Red. EdW: Mikrokontroler ATmega 328P używany w płytce Arduino Uno nie posiada sześciu przetworników ADC, a co najwyżej 6 kanałów przetwornika ADC, które są przełączane (sam przetwornik ADC jest współdzielony). Ponadto ATmega 328P nie posiada przetworników DAC (cyfrowo-analogowych). Mikrokontroler ten umożliwia co najwyżej generowanie sygnałów zbliżonych do analogowych za pomocą modulacji PWM (szerokości impulsów), ale nie jest to przetwornik DAC.

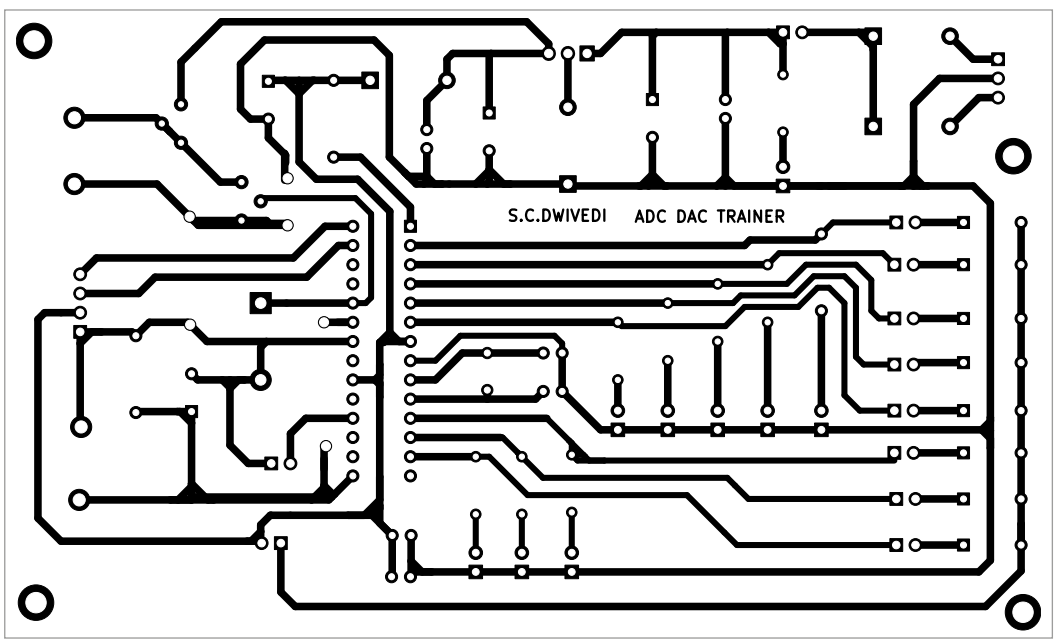
Wyjściowy sygnał analogowy z DAC ma postać PWM, i jest to sygnał z modulacją szerokości impulsów.

Zastosowanie mikrokontrolera użytego na płytce Arduino pozwala na wykorzystanie oprogramowania Arduino IDE, które stało się najbardziej popularną, a przy tym dostępną nieodpłatnie, platformą do tworzenia software-u. Więcej informacji na temat Arduino i mikrokontrolera ATmega 328P można znaleźć na stronie www.arduino.cc. Dla nas istotne są przetworniki cyfrowo-analogowe dostępne w strukturze mikrokontrolera oraz wyjścia cyfrowe dostępne na platformie Arduino.

W obwodach zasilania wykorzystano transformator na napięcie przemienne sieci 230 V z symetrycznym uzwojeniem wtórnym 2×9 V. Napięcie pozyskiwane z użyciem transformatora prostowane jest na diodach D11 i D12, a następnie wartość szczytowa odzyskiwana jest na kondensatorach C1 i C2. Odfiltrowane napięcie stałe o wartości ok. 9 V stabilizowane jest za pomocą regulatora 7805. Z uwagi na zastosowanie diody D9 napięcie wyjściowe podbite jest o ok. 0,6 V do wartości 5,6 V. Ten zabieg zastosowano w celu umożliwienia dokładnego doregulowania U_{ref} do wartości 5 V. Jako napięcie zasilania, wartość uzyskana z wyjścia stabilizatora 7805 jest ponownie obniżana o 0,6…0,7 V za pomocą diody D10. Tym samym zasilanie mikrokontrolera i modułu I²C pozostaje na poziomie nominalnej wartości +5 V. Ewentualne szumy i tętnienia na linii zasilania filtrowane są kondensatorami C3, C4 i C5.

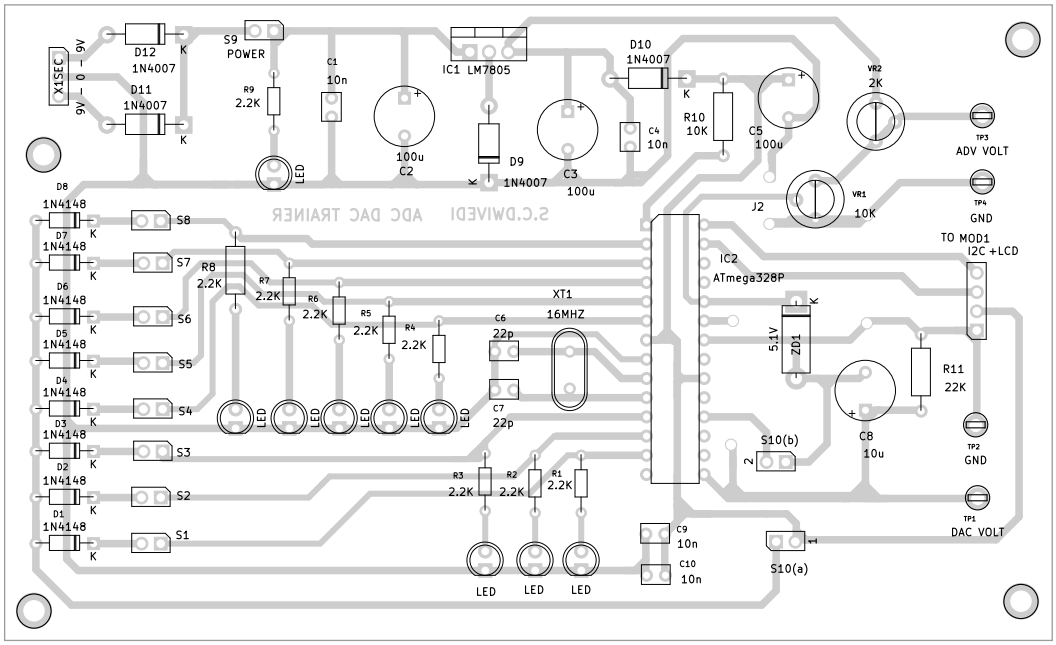
W obwodzie dzielnika napięcia dla ADC także oczekujemy 5 V. W celu precyzyjnego ustawienia tej wartości zastosowano dodatkowy potencjometr VR2. W celu zabezpieczenia wejścia ADC zastosowano diodę Zenera ZD1.

Nasz układ może pracować w dwóch trybach. Kiedy przełącznik S10 jest w pozycji ON, tester działa w trybie DAC (przetwarzanie cyfrowo-analogowe). Przełączenie S10 w pozycję OFF uruchamia tryb ADC testera. Diody LED1 do LED8 zastosowano w celu sygnalizowania danych, jakie generuje mikrokontroler w trybie ADC. Kiedy mikrokontroler generuje dane na wyjściach PD0…PD7, przyciski S1…S8 powinny być w pozycji wyłączonej. Załączenie któregoś z nich może skutkować zaświeceniem niewłaściwej diody LED. Natomiast diody D1…D8 pracują w charakterze zabezpieczenia, aby napięcie któregoś z wyjść portu PD nie przedostało się na wspólną linię zasilania w trybie DAC. Wyświetlacz alfanumeryczny 20×4 LCD oraz moduł I²C, który go obsługuje, zastosowano w celu wyświetlania dodatkowych danych generowanych przez software zarządzający testerem. Współpraca



Rysunek 2. Projekt druku jednostronnej płytki PCB

eprasa.pl 1afb95dbdc


X1SEC
9V
0
9V
D12
1N4007
D11
1N4007
S9
POWER
R9
2.2K
LED
C1
10n
IC1 LM7805
100u
C2
D9
1N4007
C3
100u
D10
1N4007
C4
10n
R10
10K
C5
100u
VR2
2K
TP3
ADV VOLT
J2
VR1
10K
TP4
GND
TO MOD1
I2C +LCD
IC2
ATmega328P
ZD1
5.1V
R11
22K
C8
10u
TP2
GND
TP1
DAC VOLT
S10(b)
S10(a)
C9
10n
C10
10n
XT1
16MHZ
C6
22p
C7
22p
D8
1N4148
D7
1N4148
D6
1N4148
D5
1N4148
D4
1N4148
D3
1N4148
D2
1N4148
D1
1N4148
S8
S7
S6
S5
S4
S3
S2
S1
R8
2.2K
R7
2.2K
R6
2.2K
R5
2.2K
R4
2.2K
R3
2.2K
R2
2.2K
R1
2.2K
LED
LED
LED

miernik napięcia ustawionego na zakres napięć stałych do 20 V. Potencjometr VR1 należy ustawić w skrajne lewe położenie (nastawa wykonana przeciwnie do ruchu wskazówek zegara). Wszystkie diody LED1…LED8 powinny być wygaszone. Jeśli któraś z nich świeci, należy regulować VR2 aż wszystkie zgasną. W tym czasie odczyt woltomierza powinien wskazywać 0 V. Następnie potencjometr VR1 należy ustawić w drugie skrajne położenie (w prawo). Teraz wszystkie osiem diod LED powinno się zaświecić, a odczyt miernika powinien wskazać +5 V.

Następnie przełącz S10 w pozycję „DAC mode" (styki S10 rozwarte) oraz podłącz miernik do punktów testowych TP1 i TP2. Wszystkie przełączniki S1…S8 ustaw w pozycji otwartej (rozwartych styków). Wszystkie diody LED1…LED8 powinny zostać wygaszone, a miernik powinien wskazać napięcie 0 V. Następnie załącz przełączniki S1…S7, pozostawiając wyłączony przełącznik S8. Powinno zaświecić siedem z ośmiu diod LED, a miernik powinien wskazać napięcie 2,5 V. Następnie załącz też ósmy przełącznik S8. Powinny zaświecić wszystkie diody LED1…LED8, a miernik powinien wskazać napięcie 5 V. ■

A. Asokan Ambali,
Chinchu Grace Lukose

Ten artykuł był wcześniej opublikowany na łamach „EFY", maj 2023 (efymag.com)

Od Redakcji EdW: Autor w oryginale zatytułował swój projekt jako „trainer" przetworników analogowo-cyfrowych i cyfrowo-analogowych. „Trainer" sugeruje urządzenie edukacyjne lub zestaw dydaktyczny służący do nauki obsługi przetworników ADC i DAC.

W istocie zaproponowany układ pozwala sprawdzić działanie tych przetworników w mikrokontrolerze ATmega 328P będącym „sercem" (lub mózgiem) płytek Arduino i jest to prawdopodobnie główna funkcjonalność tego układu, stąd przyjęta nazwa w powyższym artykule. Należy podkreślić, iż mikrokontroler ATmega 328P nie zawiera sześciu przetworników analogowo-cyfrowych. Przetwornik ADC jest jeden, a układ oferuje 6 wejść dla przetwarzania analogowo-cyfrowego (w większych obudowach wejść tych jest osiem). Na wejściu właściwego przetwornika ADC znajduje się multiplekser pozwalający skierować do przetwornika jeden z sześciu sygnałów. To w istocie klucze analogowe za którymi wartość analogowa sygnału zapamiętywana jest na kondensatorze obwodu próbkującego „Sample and Hold". Należy zauważyć, iż przetwarzanie analogowo-cyfrowe jest o wiele trudniejszym zadaniem od konwersji odwrotnej. W istocie przetwornik ADC zawiera przetwornik DAC pracujący w pętli ujemnego sprzężenia zwrotnego, i tak długo dobiera wartość cyfrową, aż napięcie przetwornika DAC zrówna się z doprowadzoną wartością sygnału analogowego. To działanie nazwano „successive aproximation" i nazwa ta dobrze oddaje istotę działania tego typu przetwornika. Przetwornik ADC mikrokontrolera ATmega 328 oferuje aż 10-cio bitową precyzję, a o dokładności w największym stopniu decyduje stabilność napięcia referencyjnego. Autor jako napięcie referencyjne REF wybrał napięcie pochodzące z zasilacza, pozostawiając możliwość precyzyjnego doregulowania potencjometrem VR2. Mikrokontroler ATmega oferuje też lepszą możliwość, zawiera bowiem skompensowane źródło band-gap o wartości napięcia 1,1 V. Niezależnie od tego, iż przetwornik ADC w ATmega 328 może pracować z 10-cio bitową rozdzielczością, tester zaproponowany przez autora projektu sprawdza jedynie osiem bitów. Mimo udostępnienia schematu i opisu tego projektu DIY, wiele istotnych szczegółów pozostawiono bez słowa wyjaśnienia. Pozostaje zagłębić się w kod programu, mając nadzieję, że komentarze zamieszczone w szkicu dla tego projektu będę wystarczająco czytelne. Co do treści opisowej, zauważamy, iż autor kieruje uwagę na wiele banalnych szczegółów, nie podając najważniejszego, a mianowicie tego, jak program konfiguruje poszczególne piny portów mikrokontrolera. Możliwe, że te informacje pojawią się na zastosowanym wyświetlaczu alfanumerycznym LCD, ale w tym zakresie, w tekście, brak jakiejkolwiek wzmianki. Ten projekt wpisuje się w problematykę ogólnie znaną z systemów programowalnych. W skrajnym przypadku z samego schematu ideowego, nie musi wcale wynikać funkcja czy przeznaczenie danego urządzenia.

Powiedzieliśmy, że przetwornik ADC jest o wiele bardziej skomplikowanym układem od DAC. Mimo to, mikrokontroler ma kłopot właśnie z wypracowaniem sygnału analogowego. Na pinie wyjściowym DAC nie pojawia się stała wartość napięcia analogowego, a fala o odpowiednio dobranym wypełnieniu PWM. Wartość analogową napięcia można odzyskać członem inercyjnym, który odfiltruje wartość średnią z fali PWM. W najprostszym przypadku może to być prosty człon RC i autor stwierdził, że zadanie to czyni R11 i C8. Zastanawia jednak, dlaczego elementy te połączone są równolegle, choć należałoby oczekiwać członu całkującego (szeregowego) RC. Warto też zauważyć, iż ten mankament (trudność wypracowania sygnału analogowego przez mikrokontroler) ujawnia, że czasem problem pojawia się w nieoczekiwanych miejscach. Choć przetwarzanie DAC jest łatwiejsze od analogowo-cyfrowego, potrzeba zastosowania filtru analogowego psuje cały ten obraz, a w praktyce zdecydowanie spowalnia szybkość przetwarzania cyfrowo-analogowego. Na szczęście istnieją lepsze techniki realizacji tego zadania, aczkolwiek w przypadku ATmega 328 pozostaje właśnie DAC z wyjściem PWM.

W testerze zaproponowanym przez autora projektu, wartość analogową można mierzyć w punktach testowych TP1 (DAC) i TP3 (ADC). Warto jednak zauważyć, iż punkt TP3 pozwala skalibrować napięcie referencyjne potencjometrem VR2 na wartość 5 V (z dokładnością na jaką pozwoli sam miernik). Natomiast dla pomiaru wartości analogowej podanej na przetwornik ADC (czego należałoby w takim testerze oczekiwać) należy mieć dostęp do suwaka potencjometru VR1. Należałoby zatem sugerować przeniesienie punktu testowego TP3 w to miejsce, a możliwość doregulowania napięcia REF nadal pozostanie obecna. W czasie tej czynności należy ustawić w skrajne położenie (w górę) potencjometr VR1.

Na koniec tych komentarzy warto dodać, iż prawdopodobnie dokładność i precyzja przetwarzania analogowo-cyfrowego i cyfrowo-analogowego w mikrokontrolerze ATmega 328P jest większa od zdolności pomiarowych jakie oferuje zaproponowany przez autora tester. Dla celów możliwości skalibrowania napięcia referencyjnego (co przy wielobitowej precyzji jest kluczowe) autor podniósł napięcie zasilania ze stabilizatora 7805 o 0,7 V diodą D9, po czym jest ono obniżane z powrotem do 5 V za sprawą diody D10. Wydaje się, że nie jest to najszczęśliwszy sposób wykonania tego zadania.

Można mieć też wątpliwości do procesu kalibracji testera, który autor przytacza w tekście. Ze schematu wynika, że istnieje tu jeden stopień swobody, w precyzyjnym ustawieniu 5 V dla przetwornika analogowo-cyfrowego. W tym celu należy dokonywać odczytu w punkcie TP3 i dokonywać nastawy potencjometru VR2, natomiast położenie VR1 nie powinno mieć znaczenia. Mało czytelne są też informacje na temat przełącznika trybów. Na schemacie widzimy, iż jest to przełącznik podwójny, z czego sekcja S10b informuje mikrokontroler na linii PB4 jaki tryb chcemy wybrać. Stan zwarty (0 V) powinien oznaczać tryb cyfrowo-analogowy, a otwarcie S10 a i S10b przełącza tester na ADC-mode (tryb analogowo-cyfrowy).

eprasa.pl 1afb95dbdc

Elektroniczny kalejdoskop

W wielu codziennych sytuacjach, pożyteczną funkcję odgrywają różnego rodzaju elementy lub układy przyciągające uwagę. Nie zawsze chodzi wyłącznie o atrakcję, czasem chodzi o zwrócenie uwagi w celach zapewnienia bezpieczeństwa. Także w celach wizualnych twórcy reklam dwoją się i troją, aby przykuć uwagę przechodniów czy potencjalnych klientów.

Od Red. EdW: To samo obserwujemy na bilbordach umieszczonych przy ruchliwych ulicach, co akurat z bezpieczeństwem nie ma zbyt wiele wspólnego. Podobno czym głupsza reklama, to bardziej skuteczna. A o to przecież w tym wszystkim chodzi.

Wracając do głównego wątku autorskiego opracowania elektronicznego kalejdoskopu, nietrudno jest zauważyć, co przyciąga uwagę początkowo nie zainteresowaną sprawą publiczność. Mogą to być migające różnokolorowe światełka, napisy umieszczone do góry nogami lub inne jeszcze bardziej głupawe pomysły. Jeśli przyjmiemy kryteria, iż „cel uświęca środki" to wszystkie tego typu pomysły są uzasadnione. Większość tego typu błyskotek realizowanych jest z wykorzystaniem układów elektronicznych, i tak też jest w bieżącym projekcie.

Autor twierdzi, że mozaikowy, kolorowy wyświetlacz LED przypominający kalejdoskop, emanuje urokiem i fascynuje. Istnieje tu szerokie pole dla realizacji własnych pomysłów. Prototyp wykonany przez autora pokazuje **fotografia 1**, a schemat ideowy wg którego elektroniczny kalejdoskop wykonano pokazuje **rysunek 1**.



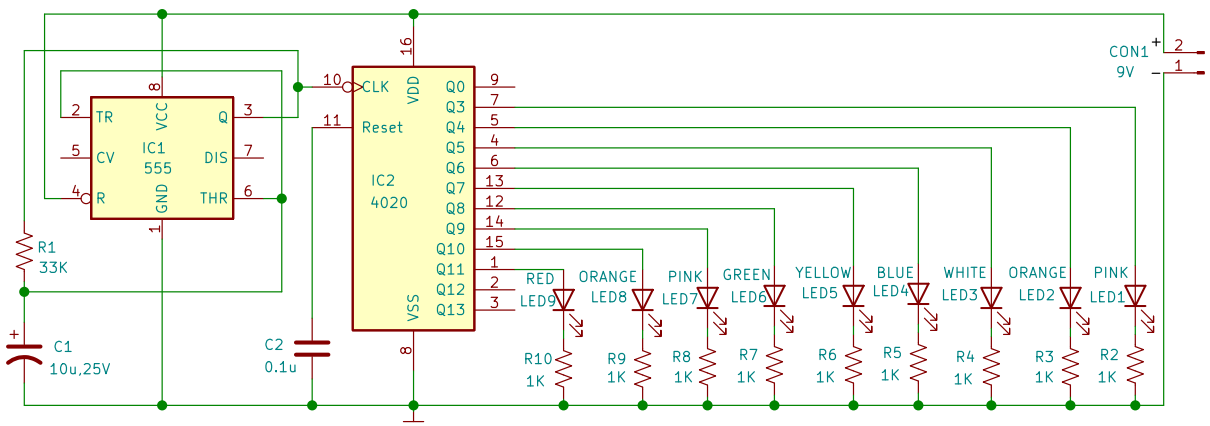
Dla tego projektu przygotowano film, dostępny pod adresem: https://youtu.be/4quiR6XDfG8.

Fotografia 1. Wygląd autorskiego prototypu

Obwód i jego działanie

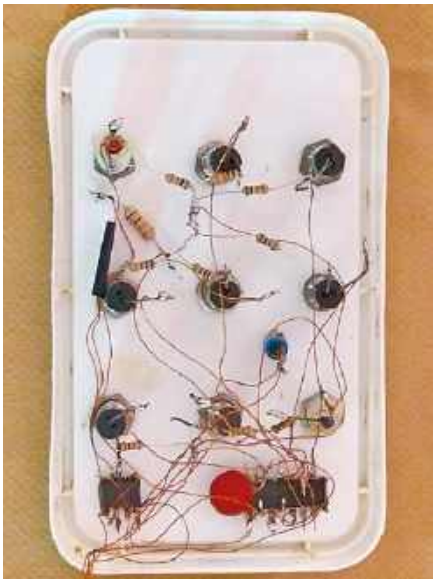
Na schemacie ideowym widać, iż układ bazuje na dwóch układach scalonych. To popularny timer 555 (IC1) oraz 14-bitowy licznik/dzielnik binarny 4020 (IC2). Ponadto w projekcie wykorzystano dziewięć kolorowych diod LED o średnicy 5 mm wraz z oprawkami o tym rozmiarze. Autor wykorzystał dostępne kolory diod: czerwoną, pomarańczową, różową, zieloną, żółtą, niebieską i białą. Dodatkowymi elementami są jedynie rezystory ograniczające prąd diod świecących, a do zasilania wykorzystano zasilacz wtyczkowy o napięciu 9 V.

Timer 555 pracuje tu jako zegar taktujący. Skonfigurowano go więc jako multiwibrator astabilny. Działanie tego prostego generatora opiera się na cyklicznym ładowaniu i rozładowywaniu kondensatora C1. Gdy wyjście 3 jest w stanie wysokim, wtedy napięcie na C1 wzrasta. Gdy osiągnie próg 2/3 zasilania, wejście THR (pin 6) powoduje wyzerowanie



Rysunek 1. Schemat ideowy elektronicznego kalejdoskopu

eprasa.pl 1afb95dbdc



Fotografia 2. Tylna strona połączeń elementów w prototypie autora

wewnętrznego przerzutnika. Efektem jest stan niski wyjścia Q i rozpoczęcie fazy rozładowywania kondensatora C1. Wejście ustawiające (pin 2) reaguje na poziom 1/3 zasilania. Tym samym, przebieg napięcia na C1 jest falą zbliżoną do trójkąta między poziomami 1/3 i 2/3 Vcc. Asymptotami są odpowiednio, poziom zasilania i poziom bliski 0 V. O częstotliwości tak utworzonego oscylatora decydują fragmenty krzywej wykładniczej (ładowania i rozładowywania C) o stałej czasowej będącej iloczynem R1 i C1. Okresowi narostu napięcia na C1 odpowiada stan wysoki na wyjściu Q, a okresowi rozładowywania tego kondensatora odpowiada stan niski. Wobec symetrii asymptot i tej samej stałej czasowej w obu kierunkach (ładowania i rozładowania), przebieg prostokątny na wyjściu Q ma wypełnienie bliskie 50%. Wejście reset timera 555 pozostaje cały czas nieaktywne (w stanie wysokim), a licznik 4020 nalicza na opadającym zboczu sygnału zegarowego.

W oparciu o „zależności geometryczne" nakreślone działaniem timera 555, nietrudno doliczyć się, iż okres generatora wynosi ok. 2×0,693×R1×C1, a tym samym częstotliwość taktu licznika jest równa odwrotności stałej czasowej RC przemnożonej przez czynnik 0,722.

Układ scalony serii 4000 (4020) jest 14-stopniowym licznikiem binarnym, z czego wykorzystano dziewięć wyjść. Każde z wyjść będąc w stanie wysokim zaświeca przydzieloną mu diodę przez 1 kΩ rezystor ograniczający prąd. Wejście resetu licznika pozostaje cały czas nieaktywne podobnie jak reset timera, z tym, że tu podwieszono jedynie kondensator C2 o pojemności 0,1 µF. Wzory generowane przez tak utworzony kalejdoskop powtarzają się po okresie przepełnienia licznika, zaś dostępność wzorów które mają przyciągnąć uwagę obserwatora, zależą od ułożenia diod i kolorów przydzielonych wykorzystanym wyjściom licznika.

Konstrukcja i testowanie układu

Przed przystąpieniem do montażu, warto zapoznać się z **rysunkiem 1** i **fotografią 2**. Na rysunku mamy schemat ideowy, a na fotografii uproszczony sposób montażu w prototypie autora.

Ponieważ układ jest bardzo prosty i połączeń nie jest zbyt dużo, można zrezygnować z obwodu drukowanego na płytce PCB. Diody LED należy umieścić w oprawkach wmontowanych bezpośrednio w otwory przygotowanej obudowy. Tak umocowane elementy mogą stanowić konstrukcję nośną dla elementów pozostałych. Jedynie układy scalone należałoby wkleić w spodnią część pudełka/obudowy. Połączenia elektryczne należy wykonać zgodnie ze schematem ideowym, a montaż „na pająka" z rysunku 3. należy traktować jako przykładowy. W miejsce tradycyjnych ścieżek obwodu drukowanego PCB wykorzystamy odpowiednio przygotowane odcinki przewodu w izolacji, którym wykonamy wszystkie potrzebne połączenia. Znaczną część potrzebnych „łączy" zastąpią same wyprowadzenia rezystorów R1 do R10. Z tak przygotowanej obudowy kalejdoskopu należy wyprowadzić jedynie złącze CON1 dla zasilacza wtyczkowego.

Uwaga od Redakcji EFY:

Skoro lutujemy elementy bezpośrednio do nóżek układu scalonego, należy mieć świadomość ryzyka uszkodzenia spowodowanego nadmiernym ciepłem z lutownicy. Należy więc zachować ostrożność przy takiej „technologii montażu" i pracować sprawnie, ale szybko. Jeśli jednak nie masz zbytniej wprawy w lutowaniu, rozważ zastosowanie podstawek pod układy scalone. ■

Rajeev N. Deshpande

Ten artykuł był wcześniej opublikowany na łamach „EFY", luty 2024 (efymag.com)

Od Red. EdW: Jako kalejdoskop, układ ten powinien przykuwać uwagę szybko migającymi i zmieniającymi się światełkami. W układzie tym wykorzystano dwa kluczowe elementy: generator taktujący oraz licznik binarny pracujący jako dzielnik częstotliwości. HEF4020 zawiera dzielnik 14-bitowy, jednak wyprowadzono tylko 12 jego wyjść. Zapewne z tego powodu, aby zmieścić się w standardowej, 16-nóżkowej obudowie. Nie wyprowadzono wyjść z drugiego i trzeciego przerzutnika. Autor wykorzystał dziewięć wyjść, od Q3 do Q11. Jest to podział od 2^4 do 2^{12}, czyli 16, 32, 64 itd. do 4096. W tej sytuacji wydaje się, że generator jest trochę wolny. W zasadzie, w języku polskim, wyrażenie „zmienia się jak w kalejdoskopie" sugeruje ciągłe, różnorodne i nieprzewidywalne zmiany. Kalejdoskop pokazuje nam stale zmieniające się wzory, ale tempo tych zmian nie musi być szczególnie szybkie – kluczowe jest to, że wzory są za każdym razem inne i często kolorowe oraz złożone. Niemniej sam zwrot „zmienia się jak w kalejdoskopie" nabrał z czasem konotacji dynamiczności, stąd może być czasem kojarzony z szybkim tempem zmian. Okres oscylatora to iloczyn RC przemnożony przez ln2 i jeszcze przez 2 z uwagi na to, że współczynnik wypełnienia jest bliski 50%, bo stan wysoki i niski powinny trwać mniej więcej tyle samo. Czynnik ln2=około 0,69 wynika z poziomów komparacji w timerze 555, między 1/3 i 2/3 zasilania. Wymnażając rezystancję 33 kΩ i pojemność 10 µF, czas trwania każdego ze stanów wynosi około 0,69×33000 Ω×10 µF≈0,23 s, co daje pełny okres 0,46 s, czyli częstotliwość około 2,2 Hz. Przy tej częstotliwości, najniższy wykorzystywany bit (Q3) zmienia stan co około 7,3 sekundy, natomiast najstarszy bit (Q11) – co około 31 minut. Czy to są zmiany „jak w kalejdoskopie"?

Druga rzeczą na którą należy zwrócić uwagę jest to, że na schemacie, wyprowadzenie reset licznika HEF4020 jest podłączone wyłącznie do kondensatora. Licznik ten nalicza na zboczu opadającym zegara, a zerowany jest stanem wysokim. W technologii CMOS kondensator na wejściu jest dopuszczalny, jednak lepszą praktyką byłoby zastosowanie rezystora podciągającego wejście reset do masy, aby stan resetu był zawsze stabilnie niski i aby licznik nie resetował się przypadkowo.

Wykaz elementów

Półprzewodniki:
IC1: timer 555
IC2: 14-bitowy licznik/dzielnik binarny 4020
LED1...LED9: 9 różnokolorowych diod LED wraz z oprawkami 5 mm

Rezystory: (wszystkie 0,25 W, ±5%)
R1: 33 kΩ
R2...R10: 1 kΩ

Kondensatory:
C1: 10 µF/25 V elektrolityczny
C2: 0,1 µF

Pozostałe:
odcinki miedzianego przewodu w izolacji
podstawka pod układ scalony 8-pin (opcjonalnie)
podstawka pod układ scalony 16-pin (opcjonalnie)
niewielkie pudełko plastykowe
zasilacz o stałym napięciu wyjściowym 9 V

eprasa.pl 1afb95dbdc

Elektryczny wolnowar
– kuchenka do gotowania prosa

W 2023 roku obchodziliśmy Międzynarodowy Rok Prosa. Była to okazja, aby nagłośnić szerszej społeczności walory odżywcze tego ziarna. Uprawia się kilka odmian prosa, z czego najbardziej cenione są odmiany występujące pod nazwami: Foxtail, Barnyard, Kodo, Little i Brown-top. Ziarna te znane są z wysokiej zawartości błonnika, a także innych cennych składników odżywczych. Aby w pełni wykorzystać te zalety, zalecany jest specjalny, wolny proces gotowania. Taki sposób gotowania prosa zapewni jedynie minimalną utratę składników odżywczych, zapewniając jednocześnie pożądaną miękkość ziaren, co jest konieczne dla ich spożycia i trawienia.

Proso należy moczyć przez co najmniej cztery godziny przed gotowaniem. Korzystanie z szybkowaru ciśnieniowego nie jest w tym przypadku dobrym rozwiązaniem. Należy też wziąć pod uwagę wzrost objętości podczas gotowania i dozować proso w taki sposób, by nie urosło ono ponad objętość naczynia.

Proponowane rozwiązanie, to projekt wolnowaru, który doskonale ugotuje pożywne, miękkie i smaczne proso. Taki wolnowar jest energooszczędny, utrzymuje ciepło potrawy dzięki izolacji termicznej, a czas gotowania wynosi od jednej do 1,5 godziny.

Schemat blokowy proponowanej kuchenki pokazano na **rysunku 1**. Wykorzystuje ona typową grzałkę elektryczną o mocy 1800 W na przemienne napięcie sieciowe 230 V, którą zasilimy napięciem stałym o wartości 48 V. Do tego celu wykorzystamy typową przetwornicę AC-DC o dużej sprawności i napięciu wyjściowym 48 V. Jako klucz włączający grzałkę wykorzystaliśmy tranzystor polowy MOSFET z kanałem typu N.

Na wstępie należy przeprowadzić następujące szacunkowe obliczenia:

Rezystancja naszej grzałki powinna wynieść:

$$R = \frac{U^2}{P} = \frac{(230V)^2}{1800W} \approx 29,4\Omega$$

Moc przy napięciu 48 V:

$$P = \frac{U^2}{R} = \frac{(48V)^2}{29,4\Omega} \approx 78,4W$$

W tych warunkach zasilania prąd grzałki wyniesie:

$$I = \frac{48V}{29,4\Omega} \approx 1,6A$$

Te dane determinują właściwą przetwornicę i tranzystor MOSFET załączający grzałkę. Z uwagi na powyższe w naszym projekcie zastosowaliśmy przetwornicę DC o napięciu 48 V i prądzie znamionowym 2,3 A.

W naszej kuchence zastosowaliśmy dwa elementy regulacyjne, określające czas gotowania. Jeden kontroluje temperaturę grzałki, a drugi ustala czas timera który odmierza czas zwłoki do wyłączenia kuchenki. Temperatura jest monitorowana z wykorzystaniem termistora NTC. Współpracuje on z komparatorem na którym ustawia się próg zadziałania potencjometrem VR2. Gdy termistor osiągnie założoną temperaturę, komparator włączy licznik, który odmierzy czas zwłoki do zakończenia procesu gotowania. Całkowity czas gotowania jest sumą czasu do osiągnięcia założonej temperatury plus czas zwłoki określony timerem. Regulacja temperatury jest w zasadzie jednorazowa. Dlatego VR2 może być potencjometrem montażowym, a jego ustawienie należy dobrać doświadczalnie. Ustawienie timera powinno być dostępne dla obsługi kuchenki. Zatem, powinien być tu wygodny potencjometr wstępnie wyskalowany. Układ czasowy wykonano w sposób dość nietypowy. Zliczana jest ustalona ilość impulsów, a potencjometrem VR1 ustawia się częstotliwość oscylatora taktującego. Proces gotowania kończy się po przepełnieniu 14-to bitowego licznika. Sygnał ten wyłącza klucz, którym jest tu tranzystor MOSFET. Włączenie tego klucza wykonywane jest ręcznie dedykowanym przyciskiem.

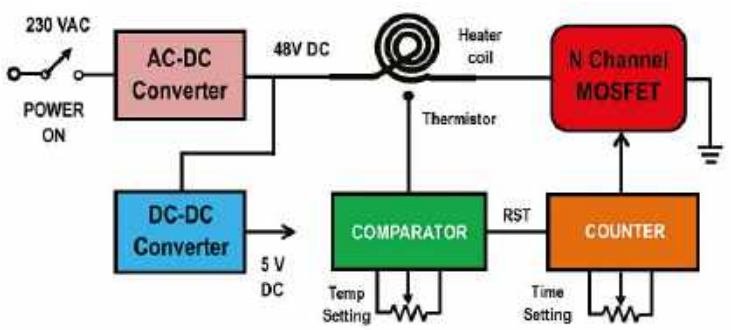
Te dwa stopnie swobody w regulacji VR1 i VR2 zapewniają wystarczającą elastyczność dla kuchenki wolnowaru. Wykrywanie temperatury uwzględnia ilość prosa, umożliwiając szybsze podgrzewanie mniejszych ilości i dłuższe czasy dla większych ilości potrawy. Użytkownik może dostosować ustawienie czasu timera w oparciu o swoje doświadczenie, aż proso będzie wystarczająco miękkie. Mając do dyspozycji dwa elementy regulacyjne, użytkownik ma pełną kontrolę nad procesem gotowania, niezależnie od ilości i odmiany przyrządzanej potrawy.

Opis układu i jego działanie

Schemat obwodu kuchenki podzielono na dwie części, co pokazano na **rysunkach 2** i **4**. Pierwszy obejmuje sekcje zasilania, licznika i klucza MOSFET. Na rysunku 4 pokazano budowę komparatora i sygnału „alarmu" sygnalizującego koniec procesu gotowania.

Na rysunku 2 widzimy dwie przetwornice napięcia, przedstawione w postaci blokowej. Nie rozrysowujemy ich budowy, ponieważ wykorzystano gotowe moduły.

Zaciski wejściowe przetwornicy AC-DC podłączone są do napięcia przemiennego sieci 230 V za pośrednictwem przełącznika S1. Wyjście +V_{dc} podłączono bezpośrednio do zacisku H1 spirali grzejnej. Drugi koniec grzałki (H2) połączony jest z drenem tranzystora IRF540. Na wyjściu przetwornicy AC-DC umieszczono także diodę LED1 wskazującą obecność zasilania. Strona wejściowa przetwornicy DC-DC podłączona jest do wyjścia pierwszego konwertera za pośrednictwem diody D1 i rezystora R2. Kondensator C1 o dużej pojemności działa jako filtr eliminujący



Rysunek 1. Schemat blokowy elektrycznego wolnowaru

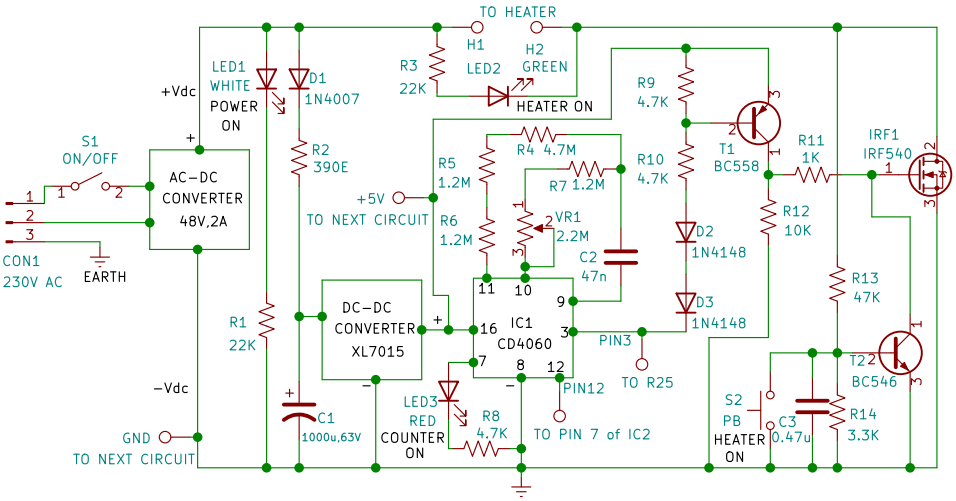
eprasa.pl 1afb95dbdc

ewentualne krótkie zaniki napięcia od strony zasilania całości kuchenki. Napięcie wyjściowe V_{dc} stabilizowane jest do poziomu 48 V, natomiast zasilacz XL7015 dostarcza stabilizowanego napięcia +5 V dla cyfrowej i analogowej części logiki kuchenki wolnowaru.

Układ scalony IC1 CD4060 jest 14-bitowym licznikiem binarnym z wbudowanym obwodem oscylatora. Częstotliwość tego generatora ustalana jest zewnętrznymi elementami R i C, natomiast nie wszystkie bity licznika wyprowadzone są na nóżki układu scalonego (zapewne dlatego, aby zmieścić się w standardowej 16-nóżkowej obudowie). Wyprowadzenia związane z obwodem oscylatora to nóżki 9, 10 i 11 (reszta obsługuje wyjścia poszczególnych sekcji przerzutników licznika). Regulację czasu tak utworzonego timera wykonano poprzez umieszczenie potencjometru VR1 w szereg z rezystorem R7. Wypadkowa rezystancja wraz z pojemnością kondensatora C2, tworzą stałą czasową decydującą o częstotliwości generatora. Specyfika budowy oscylatora w układzie CD4060 wymaga dodatkowej rezystancji na nóżce 11. Nie ma ona dużego wpływu na częstotliwość wytwarzanych oscylacji i powinna być kilkakrotnie wyższa od rezystancji widzianej z wyprowadzenia 10.

W tak utworzonym timerze ważną rolę pełni też wyprowadzenie 12 licznika, które jest wejściem resetującym. Reset aktywny jest stanem wysokim, i połączono go z wyjściem komparatora – pin 7 IC2B. Licznik rozpoczyna pracę z chwilą przejścia sygnału resetu w stan niski. Sygnałem wyjściowym w naszej aplikacji jest wyjście z ostatniego bitu licznika na pinie numer 3 IC1. Czas timera odmierzany jest tak długo, aż najstarszy bit przejdzie do stanu wysokiego. Skoro odmierzany czas rozpoczyna się stanem samych zer na wszystkich bitach licznika, czas tak utworzonego timera obejmuje 2^{13} (czyli 8192) okresów taktującego zegara. Gdy VR1 ustawimy w położenie minimum, wtedy częstotliwość oscylatora wyniesie 7,35 Hz. W drugim skrajnym położeniu potencjometru częstotliwość ta spadnie do 2,53 Hz. To oznacza, że nasz timer reguluje czas od 19 minut 12 sekund do 53 minuty i 41 sekund.

W naszym liczniku wykorzystaliśmy też wyprowadzenie nr 7. To wyjście najmłodszego dostępnego bitu w tym liczniku: Q4. Tu podłączono czerwoną diodę LED przez rezystor R8. Miganie tej diody sygnalizuje, iż licznik zlicza impulsy wejściowe



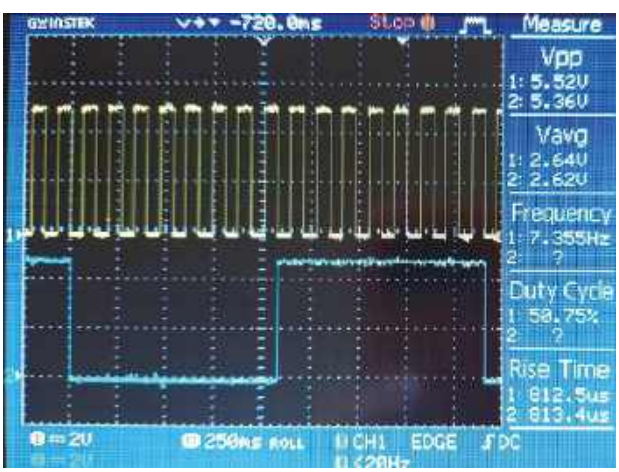
Rysunek 2. Schemat ideowy obwodów zasilania, timera i klucza MOSFET

oscylatora. Częstotliwość tych mrugnięć powinna być 16-to krotnie wolniejsza od częstotliwości samego oscylatora. Na **rysunku 3** pokazano przebiegi na pinach 11 i 7 (czyli oscylator i wyjście Q4), co potwierdza szacunkowe obliczenia.

Schemat uwidoczniony na rysunku 4 obejmuje komparator odpowiedzialny za rozpoznanie docelowej temperatury mierzonej termistorem. Jest tu także obwód brzęczyka, który ma sygnalizować zakończenie procesu gotowania prosa.

Od red. EdW: W obwodzie zasilania buzzera widzimy R26 i C4, które tworzą bardzo długą stałą czasową. 1 MΩ × 4700 µF to 4700 sekund (czyli ok. 1 godzina i 18 minut). Oznacza to, że przez cały przewidywany czas gotowania prosa, napięcie na C4 będzie się wolno podnosiło. Natomiast czas sygnalizacji buzzerem będzie krótki. Jest on ograniczony praktycznie ładunkiem na C4, a prąd rozładowania tego kondensatora jest zależny od zastosowanego brzęczyka, i zawsze jest dużo większy od prądu dostarczanego przez R26. Tak utworzony obwód należy traktować jako kolejny specyficzny układ czasowy.

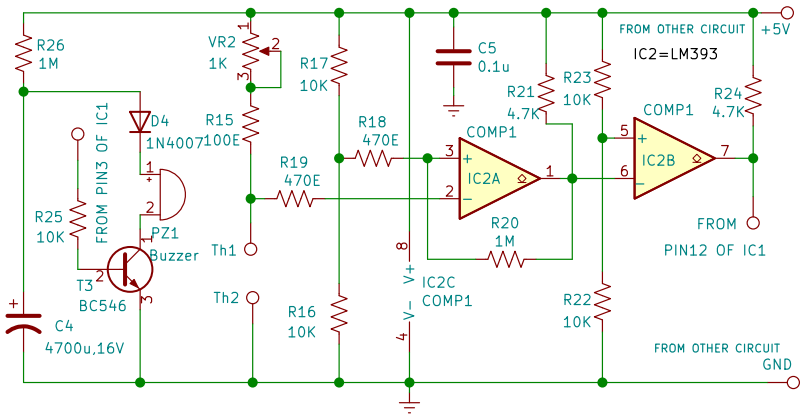
Wracając do głównej funkcji obwodu pokazanego na rysunku 4 zauważamy, iż wykorzystano tu scalony komparator w kostce LM393. Mieszczą się tu dwa komparatory analogowe, i wykorzystano obydwa. Pomiędzy wzmacniaczem operacyjnym a komparatorem różnica jest bardzo niewielka. Ten ma wyjścia typu otwarty kolektor, dlatego konieczne jest dołożenie rezystorów podciągających do stanu wysokiego (R21 i R24). Na wejściu odwracającym sekcji IC2A zastosowano termistor o rezystancji ok. 10 kΩ w temperaturze pokojowej. Wejście nieodwracające IC2A spolaryzowane jest połową zasilania przez dzielnik R16/R17. Rezystory tworzące dzielnik z termistorem dobrano tak, że w temperaturze pokojowej napięcie na wejściu odwracającym WO będzie z pewnością wyższe od połowy zasilania 2,5 V. Wyjście 1 przyjmie stan niski, a IC2B pracuje w konfiguracji odwracającej jako zwykła negacja. Po włączeniu kuchenki stan wyjścia na pinie 7 będzie z pewnością wysoki. To oznacza aktywny Reset dla licznika w CD4060. Stan ten zmieni się na niski dopiero po osiągnięciu zadanej temperatury przez monitorujący temperaturę grzałki termistor. I od tego momentu „nieaktywny reset" pozwoli licznikowi zliczać. Dla podłączenia termistora przewidziano złącze śrubowe oznaczone Th1 i Th2, ponieważ lokalizacja samego termistora ma



Rysunek 3. Przebieg oscylatora – pin 11 (żółty) i wyjście – pin 7 (przebieg niebieski)

eprasa.pl 1afb95dbdc

dla projektu kluczowe znaczenie. Ważna jest też rola niepozornego rezystora R20. Realizuje on dodatnie sprzężenie zwrotne skutkujące niewielką histerezą. To zabieg czyszczący przebieg na wyjściu komparatora. Jest on potrzebny z uwagi na spodziewane bardzo wolne zbocze napięcia zmieniającego się na wejściu odwracającym komparatora COMP1. O wielkości histerezy decyduje też rezystor R18 (choć przy wartości 470 Ω wnosi on bardzo niewielką poprawkę do impedancji widzianej z wejścia nieodwracającego COMP1; spodziewana histereza równa jest rezystancji równoległego połączenia R16 i R17 plus R18 stosunku do wartości R20, co należy przemnożyć przez zakres napięcia zasilania komparatora).



Rysunek 4. Schemat ideowy komparatora i alarmu

Sekwencja włączania kuchenki wolnowaru:

Przed włączeniem przełącznika S1 upewnij się, że grzałka jest podłączona do złącza H1 i H2. Podobnie, termistor musi być podłączony do wyprowadzeń Th1 i Th2. Z chwilą włączenia zasilania, tranzystor IRF1 pozostanie w stanie wyłączonym. Tym samym, na wyprowadzeniu H2 grzałki wystąpi potencjał zasilania +48 V. To napięcie zostanie doprowadzone do bazy tranzystora T2 przez dzielnik utworzony z rezystorów R13 i R14. Skoro T2 zostanie włączony, ściągnie on bramkę MOSFET-a do potencjału bliskiego zera wolt. A więc klucz ten pozostanie na trwałe wyłączony. Włączenie kuchenki jest inicjowane ręcznie przez krótkotrwałe naciśnięcie niestabilnego przycisku S2. Skutkiem tego tranzystor T2 zostanie wyłączony i MOSFET przejdzie w stan przewodzenia. Taka sekwencja jest efektem tego, iż początkowy stan wyjścia pin 3 licznika pozostaje w stanie niskim. Tym samym, od momentu włączenia zasilania tranzystor T1 pozostaje włączony, ponieważ jego baza jest wysterowana obwodem diod D2, D3 i rezystora R10.

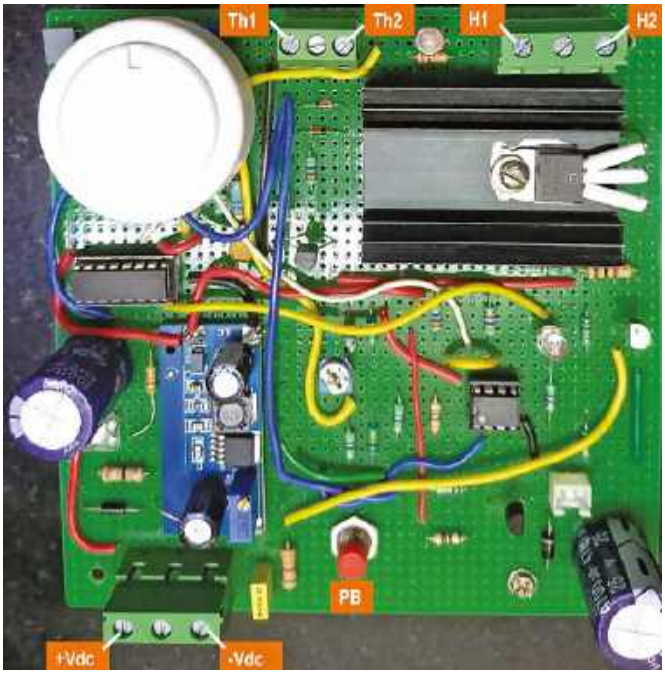
Włączenie grzejnika sygnalizowane jest zieloną diodą LED2, gdyż jest ona włączona równolegle do obwodu grzejnika. Rezystor R3 ogranicza prąd diody i jest obliczony względem napięcia zasilania 48 V. W miarę nagrzewania się grzejnika maleje rezystancja termistora, który ma charakterystykę NTC. Kiedy oporność ta spadnie poniżej R15 + VR2, wówczas wyjście komparatora COMP2 przyjmie stan niski. Dla licznika IC1 jest to sygnał resetu, którego stan nieaktywny umożliwi naliczanie. Po odliczeniu czasu zaprogramowanego timerem, wyjście pin 3 IC1 przyjmie stan wysoki, co wyłączy tranzystor T1 i w konsekwencji MOSFET IRF1.

W obwodzie elektrycznym z rysunku 4 dołożono sygnalizację akustyczną momentu wyłączenia grzejnika. Wykorzystano ten sam sygnał (pin 3 IC1) który wyłącza T1 i MOSFETa. Wysoki stan uruchamia tranzystor T3, który włącza buzzer. Brzęczyk ten przez diodę D4 rozładowuje kondensator C4 i sygnał dźwiękowy wytwarzany jest tak długo, aż kondensator ten zostanie rozładowany niemal do zera. Natomiast C4 ładuje się bardzo wolno praktycznie przez cały czas gotowania prosa.

Od Red. EdW: Sekwencja „zdarzeń" od momentu włączenia zasilania switchem S1 wymaga jeszcze dodatkowych wyjaśnień. Jest to bowiem dość krytyczny moment w pracy układu tak skonstruowanej kuchenki. Warto zauważyć, iż MOSFET IRF1 i tranzystor NPN T2 połączone są w układ przerzutnika bistabilnego. Pamięta on „jeden lub drugi" stan trwale, natomiast ważne jest, w który stan się ustawi „na początku" (to znaczy po włączeniu zasilania). W tym momencie wystąpi zjawisko zwane w obwodach elektronicznych hazardem. Swoistego rodzaju wyścig, który tranzystor zostanie włączony pierwszy. Baza T2 wysterowana jest przez dzielnik R13/R14, i mamy tu niewielkiej pojemności kondensator (C3) skutkujący niewielkim opóźnieniem włączenia T2. Obecność C3 jest tu pożądana, ale obwody elektroniczne są bardzo szybkie, i jeśli T1 zostanie włączony wcześniej niż T2, wówczas MOSFET się włączy i wspomniany przerzutnik zatrzaśnie się w tym właśnie stanie. IRF1 włączy grzałkę od samego początku podania zasilania, a tak być NIE MOŻE. Skoro potrzebujemy przeciwnego ustawienia przerzutnika (który tworzą T2 i MOSFET), trzeba skonstruować dłuższe opóźnienie w obwodzie włączania tranzystora T1. Czy tu jest takowe? Zauważmy, że autor zastosował dość specyficzny obwód zasilania drugiej przetwornicy XL7015. Mamy tu diodę D1, rezystor R2 i sporej pojemności kondensator C1. Rezystor na wejściu zasilacza DC-DC pracującego impulsowo, to ewidentne pogorszenie sprawności takiego obwodu zasilania. R2 ma dość dużą wartość 390 Ω i jest to rezystor jednowatowy. Ale dzięki temu wystąpi opóźnienie względem włączenia pierwszej przetwornicy i drugiej (i mniej ważna jest rola C1 jako filtracji zasilania, o czym autor napisał). +5 V pojawi się nieco później niż +48 V. I to ratuje przerzutnik IRF1-T2 przed błędnym ustawieniem się w chwili włączenia zasilania 230 V AC i startu pierwszej głównej przetwornicy. Czy nie można tego zrobić inaczej, w sposób bardziej elegancki i bez zbędnej straty mocy na rezystorze R2? Bardzo łatwo takie opóźnienie wprowadzić w obwód komparatora COMP1 lub COMP2 odpowiednio dobranym kondensatorem. Jednak, to byłaby „ślepa uliczka" gdyż nawet bez resetowania licznik w CD4060 prawdopodobnie ustawi się (po włączeniu zasilania) w stan zer logicznych na swoich wyjściach. Można by wstawić odpowiednią pojemność w obwód bazy tranzystora T1. Taki zabieg prowadzi do oczekiwanego celu, i byłoby to być może rozwiązanie lepsze. Widać autor uznał, że pobór prądu z zasilania +5 V jest na tyle mały, że można sobie pozwolić na zabieg taki jak zastosował. Przerzutnik utworzony z T2 i wykonawczego klucza MOSFET ustawia się w stan z wyłączonym kluczem, a zmiana tego stanu na przeciwny następuje dopiero po zablokowaniu T2 przez chwilowe naciśnięcie switcha S2.

Jeszcze jedna cecha w pracy licznika CD4060 warta jest zwrócenia dodatkowej uwagi. CD4060 to licznik 14-to bitowy. Wykorzystujemy wyjście z ostatniego stopnia przerzutnika typu T. Jednak w takiej aplikacji jak tu zastosowano, licznik dzieli przez 2^{13}, nie 2^{14}. Wyłączenie grzałki nie następuje bowiem po pełnym przepełnieniu licznika, ale po zmianie stanu najstarszego bitu.

eprasa.pl 1afb95dbdc



Rysunek 5. Płytka drukowana kuchenki z zamontowanymi komponentami



Rysunek 7. Spirala grzejna z trzema nóżkami, mocowanie termistora i przewody w izolacji teflonowej

Budowa kuchenki i testowanie jej działania

W pełni uzbrojoną płytkę PCB przedstawiono na **rysunku 5**. Zaznaczono tu wyraźnie punkty do których należy podłączyć elementy zewnętrzne (nie montowane na PCB). Na płytce drukowanej zamontowano dwa elementy regulacyjne, z czego wyróżnia się potencjometr VR1. To element w lewym górnym rogu zdjęcia na rysunku 5 z dużym białym pokrętłem. Nim ustawiamy czas timera odliczanego licznikiem, i dobrze jest go wstępnie wyskalować.

Kompletny układ elektryczny kuchenki widzimy na **rysunku 6**. Przetwornica AC-DC jest podłączona do przemiennego napięcia sieci 230 V przez (nie pokazany na rysunku) przełącznik S1. Wyjście przetwornicy podłączono do płytki PCB w punktach $+V_{dc}$ i $-V_{dc}$. Grzałka i termistor podłączone są do przygotowanych złączy śrubowych, natomiast brzęczyk podłączamy 2-pinowym złączem stykowym.

Na **rysunku 7** pokazano zespół grzałki. Składa się on ze spirali grzejnej o mocy 1800 W (przy zasilaniu napięciem przemiennym 230 V) i termistora. Wybrano grzejnik z trzema nóżkami, do których przymocowano trzy małe drewniane listewki (to zabieg minimalizujący utratę ciepła). Ze względu na wysoką temperaturę w obszarze grzałki, przewody łączące grzałkę i termistor powinny znajdować się w izolacji teflonowej. Termistor zamontowano w centralnej części spirali grzejnej wykorzystując konstrukcję nośną mocowaną do nóżek grzałki. Dla bezpieczeństwa użytkowania, wszystkie nieizolowane fragmenty przewodów należy starannie owinąć kilkoma warstwami taśmy teflonowej.

Nigdy nie należy włączać grzałki bez umieszczonego na niej naczynia. Kuchenka jest przeznaczona do gotowania potraw w wodzie. Używanie jej do gotowania produktów suchych może spowodować uszkodzenie termistora i/lub innych elementów plastykowych (wydaje się, że skoro grzałka zaprojektowana jest na moc 1800 W, to przy mocy ok. 80 W nie rozgrzeje się do temperatury zbyt niebezpiecznej; wydaje się również, że warto sprawdzić jej temperaturę „na sucho”, w izolowanym naczyniu powinna osiągnąć temperaturę co najmniej 150°C).

Rysunek 8 przedstawia umieszczenie grzałki w naczyniu żaroodpornym wykonanym ze stali nierdzewnej (średnica wewnętrzna 200 mm i głębokość ok. 80 mm). Na spodzie, pod grzałką zaleca się umieszczenie okrągłego kawałka arkusza izolacji teflonowej.

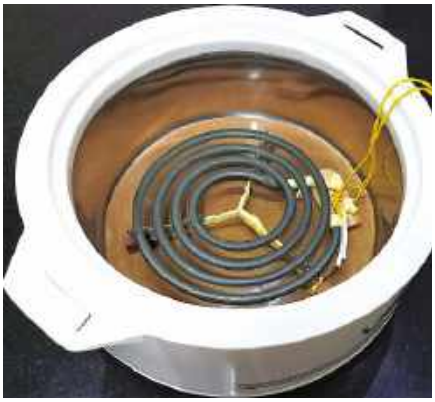
Wykonanie pokrywy wolnowaru

Montaż pokrywy naczynia żaroodpornego przedstawiono na **rysunku 9**. W środku pokrywy wykonano mały otwór, w którym



Rysunek 6. Kompletny system elektryczny ze wszystkimi połączeniami

eprasa.pl 1afb95dbdc



Rysunek 8. Spirala grzejna umieszczona wewnątrz naczynia żaroodpornego na okrągłej podkładce teflonowej

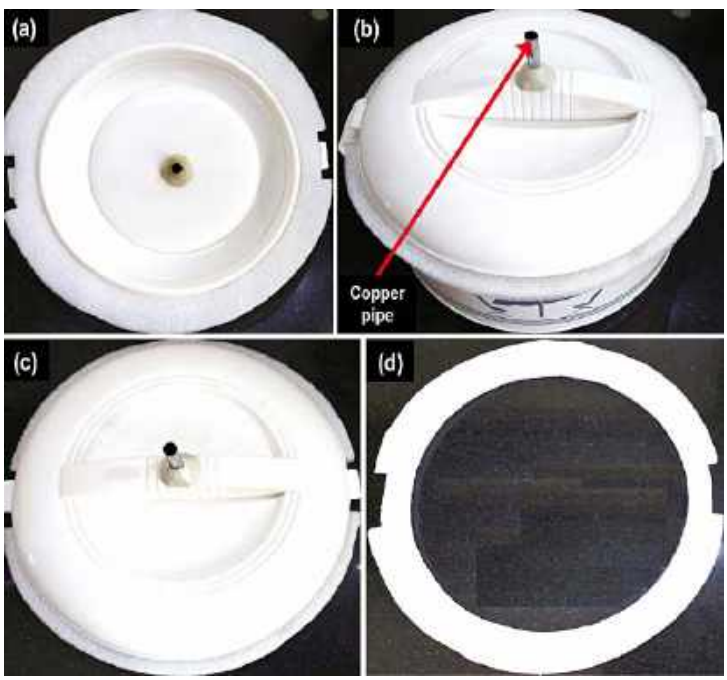
umieszczono miedzianą rurkę o średnicy 8 mm. Aby zapobiec przedostawaniu się pary do izolowanego obszaru wewnątrz pokrywy miejsce umocowania rurki należy zabezpieczyć klejem odpornym na wysoką temperaturę. Rurka ta umożliwia wydostawanie się pary wytwarzanej podczas gotowania. Na rysunku 9 pokazano także jak przymocować do pokrywy pierścień z pianki poliuretanowej o grubości ok. 10 mm.

Umieść namoczone proso w pojemniku ze stali nierdzewnej. Dodaj wodę w ilości ok. 3 do 4 razy większej niż ilość prosa. Zrób mały otwór w pokrywie pojemnika, jak pokazano na **rysunku 10**. Otwór ten umożliwi wydostawanie się pary wodnej wytwarzanej podczas gotowania przez miedzianą rurkę w pokrywie.

Sposób użytkowania kuchenki

Umieść namoczone proso i wymaganą ilość wody w pojemniku ze stali nierdzewnej. Umieść pojemnik wewnątrz naczynia żaroodpornego na spirali grzałki, upewniając się, że miedziana rurka wyprowadzona jest na zewnątrz przez otwór wykonany w pokrywie. Podłącz oba końce grzałki do zacisków H1 i H2, a przewody termistora do zacisków oznaczonych Th1 i Th2. Pokrętłem potencjometru ustaw żądany czas gotowania. Włącz przełącznik S1. Powinna zaświecić się biała dioda LED, ale grzejnik pozostanie wyłączony. Rozpoczęcie grzania następuje po krótkotrwałej aktywacji przycisku S2. Włączenie grzałki sygnalizowane jest zaświeceniem diody zielonej. Dioda czerwona nadal pozostaje wyłączona. Dioda ta zacznie migać gdy grzałka osiągnie ustawioną temperaturę (po ok. 30-40 minutach). Oznacza to, że uruchomiony został licznik odliczający czas ustawiony timerem.

W miarę upływu czasu para stopniowo wydostaje się przez miedzianą rurkę i można poczuć zapach gotowanego prosa. Gdy licznik się przepełni, tranzystor MOSFET wyłączy się, a zielona dioda LED zgaśnie. Alarm dźwiękiem buzzera sygnalizuje zakończenie gotowania prosa. Proso gotowe jest do spożycia. Można jednak pozostawić ją nie otwierając pokrywy. Dzięki dobrej izolacji termicznej proces stygnięcia potrawy jest bardzo powolny. Przewidywany czas utrzymania temperatury do spożycia wynosi od 1 do 2 godzin. Przed otwarciem pokrywy pamiętaj o wyłączeniu przełącznika S1 i użyj rękawic lub ręcznika kuchennego, ponieważ naczynie pozostaje gorące. **Rysunek 11** przedstawia charakterystykę temperatury grzałki, począwszy od jej włączenia przez cały czas gotowania. Wykres ten przypomina „krzywą słonia". W początkowym okresie od 0 do 10 minut temperatura grzałki szybko rośnie. W tym okresie rozgrzewa się sama spirala grzejna. Po 10 minutach ciepło zaczyna przenikać do pojemnika powodując wolniejszy wzrost temperatury, co może trwać typowo do 50 minut, w zależności od ilości użytej wody. Po upływie tego czasu, gdy woda w pojemniku zostanie wchłonięta przez proso, temperatura ponownie wzrośnie. Gdy temperatura przekroczy ok. 135°C, gotowanie prosa powinno być zakończone. Timer powinien być ustawiony w taki sposób, aby w tym



Rysunek 9 (a) – pokrywa z pierścieniem z pianki poliuretanowej, (b) – kompletny zespół naczynia z pokrywą, (c) – widok od góry – pokrywa z miedzianą rurką, (d) – pierścień z pianki PUF

Wykaz elementów:

Półprzewodniki:
IC1: 14-bitowy licznik binarny z wbudowanym oscylatorem – CD4060
IC2: komparator LM393
T1: tranzystor PNP BC558
T2, T3: tranzystory NPN BC546
D1, D4: diody prostownicze 1N4007
D2, D3: diody sygnałowe 1N4148
LED1: biała dioda LED 5 mm
LED2: zielona dioda LED 5 mm
LED3: czerwona dioda LED 5 mm
IRF1: tranzystor MOSFET IRF540

Rezystory: (wszystkie 0,25 W, ±5%)
R1, R3: 22 kΩ
R2: 390 Ω 1 W
R4: 4,7 MΩ
R5, R7: 1,2 MΩ
R8...R10, R21, R24: 4,7 kΩ
R11: 1 kΩ
R12, R16, R17, R22, R23, R25: 10 kΩ
R13: 47 kΩ
R14: 3,3 kΩ
R15: 100 Ω
R18, R19: 470 Ω
R20, R26: 1 MΩ
VR1: potencjometr 2,2 MΩ
VR2: potencjometr 1 kΩ

Kondensatory:
C1: 1000 µF/63 V elektrolityczny
C2: 47 nF ceramiczny
C3: 0,47 µF ceramiczny
C4: 4700 µF/16 V elektrolityczny
C5: 0,1 µF ceramiczny

Pozostałe:
PZ1: brzęczyk
S1: przełącznik ON/OFF
S2: switch push-to-on
CON1...CON4: złącze 3-pinowe
Przetwornica AC-DC 48 V/2 A
Przetwornica DC-DC XL7015
Pojemnik ze stali nierdzewnej
Miedziany drut o średnicy 5 mm – odcinek 15 mm
Grzejnik o mocy 1800 W przy napięciu 230 V AC
Trzy drewniane listewki
Przewody w izolacji teflonowej
Radiator pod tranzystor IRF540
Pianka poliuretanowa o grubości ok. 10 mm
Termistor NTC 10 kΩ
Nakrętki, śrubki, sztywny drut itp.
Naczynie żaroodporne ze stali nierdzewnej o wewnętrznej średnicy 200 mm i głębokości 80 mm
Końcówki bananowe – 4 szt.
3-nóżkowy wspornik nagrzewnicy
3 panele solarne 18 V/30 W (opcjonalnie)
150 gramów prosa
3-stykowe gniazdo sieciowe

eprasa.pl 1afb95dbdc

momencie wyłączyć tranzystor MOSFET. Podczas gdy temperatura grzałki spada, temperatura pojemnika pozostaje stosunkowo wysoka ze względu na izolację.

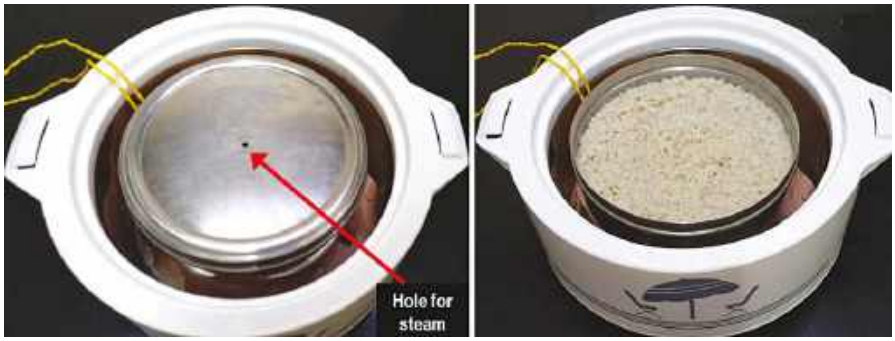
Zużycie energii przez kuchenkę wolnowaru:

- Moc pobierana przez grzałkę: 78,4 W
- Sprawność przetwornicy AD-DC – przyjęto orientacyjną wartość 95%
- Całkowity pobór mocy z sieci zasilającej: $\frac{78,4W}{0,95} = 82,5W$
- Maksymalny czas gotowania: przyjęto czas ok. 1 godz. 30 minut
- Zużyta energia: 82,5 W · 1,5 h=124 Wh

Na podstawie tych szacunkowych wyliczeń widać, że proponowana kuchenka jest bardzo energooszczędna. Ponadto, dzięki dobrej izolacji termicznej, nie zużywa energii do utrzymana ciepła żywności. To potencjalnie zmniejsza koszty energii elektrycznej. Ma jednak swoje ograniczenia, chociażby nie może gotować twardych produktów, takich jak ryż. Najlepiej nadaje się do nieco bardziej miękkich produktów, takich jak proso i niektóre warzywa, jak fasola czy marchew.

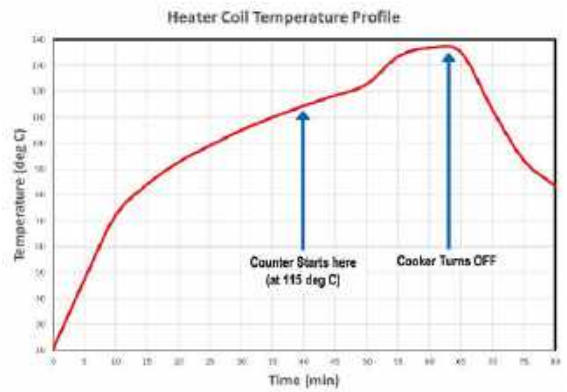
Prototyp mieści ok. 150 gramów prosa, z pojemnikiem ze stali nierdzewnej o wymiarach 170 mm średnicy i 50 mm wysokości. Zwiększenie wydajności gotowania można osiągnąć poprzez zastosowanie pojemnika o tej samej średnicy, ale wysokości większej niż 50 mm. Jeśli pojemnik dotyka pokrywy brytfanny, można zwiększyć grubość pierścienia poliuretanowego, aby pomieścić wyższy pojemnik ze stali nierdzewnej.

Proponowana kuchenka wymaga ciągłego zasilania, i mogą wystąpić problemy w sytuacji przerw w dostawie prądu. W przypadku przerwy zasilania podczas gotowania, użytkownik może wznowić pracę poprzez monitorowanie pary wydzielającej się z miedzianej rurki. Gdy widoczny jest stały strumień pary, proces gotowania można uznać za zakończony. Ponieważ jest to urządzenie o niskim poborze mocy, można je również podłączyć do domowego falownika w celu zapewnienia nieprzerwanego zasilania. Można także użyć darmowej energii odnawialnej. W słoneczny dzień kuchenkę można zasilić z trzech trzydziestowatowych paneli słonecznych połączonych szeregowo. Każdy panel powinien mieć maksymalne napięcie wyjściowe ok. 17,5 V…18 V. Upewnij się, że wyjście panelu fotowoltaicznego jest podłączone do zacisków $+V_{dc}$ i $-V_{dc}$. Przy takim zasilaniu upewnij się, że wyjście konwertera AC-DC jest odłączone. Można także skonfigurować podtrzymanie bateryjne przy użyciu czterech akumulatorów kwasowo-ołowiowych lub litowo-jonowych 12 V połączonych szeregowo.



Rysunek 10 (lewa część rysunku) – Proso umieszczone w pojemniku ze stali nierdzewnej z małym otworem w pokrywie; (po prawej stronie) – Gotowane proso

Wyjście baterii akumulatorów podłącz do zacisków $+V_{dc}$ i $-V_{dc}$, także pamiętając o wcześniejszym odłączeniu przetwornicy AC-DC. Akumulatory używane jedynie jako awaryjne podtrzymanie bateryjne powinny zachować dłuższą żywotność, gdyż używane są tylko sporadycznie.



Rysunek 11. Wykres temperatury spirali grzejnej w czasie – „krzywa słonia

Bezpieczeństwo użytkowania kuchenki wolnowaru

Spirala grzejna działa przy napięciu 48 V DC, które jest uważane za napięcie bezpieczne. Wybierając przetwornicę AC-DC należy zadbać o to, by posiadała ona izolację galwaniczną od napięcia sieciowego (zwykle taka izolacja jest zapewniona dzięki przesyłowi energii przez transformator forward lub flyback). Taka konstrukcja zapobiega pojawieniu się napięcia sieciowego 230 V AC na wyjściu konwertera i na metalowych elementach kuchenki względem potencjału uziemienia. Mimo to, dla zwiększenia bezpieczeństwa, należy używać 3-stykowego gniazda sieciowego z uziemieniem.

Dodatkowe zabezpieczenie termiczne

Awaria tak wykonanej kuchenki jest dość mało prawdopodobna. Mimo to, uzasadnione jest dodatkowe zabezpieczenie przed przekroczeniem temperatury ok. 150°C. Taka sytuacja może się zdarzyć, gdy pozostawimy kuchenkę włączoną „na sucho”, lub z jakichś powodów termistor kontrolujący temperaturę nie spełni swego zadania. Skuteczne zabezpieczenie termiczne polega na włączeniu dodatkowego bezpiecznika termicznego w szereg z obwodem zasilania grzałki. Bezpiecznik taki montuje się na spirali grzejnej podobnie jak zamontowaliśmy termistor. Jest to element topikowy, a więc jednorazowy. W razie awarii skutecznie odetnie zasilanie, i wtedy trzeba wymienić go na nowy.

Na schemacie i zamieszczonych wyżej rysunkach bezpiecznika takiego nie pokazano. W razie jego braku, użytkownicy powinni zwrócić szczególną uwagę, czy wyłączyli przełącznik S1 po zakończeniu procesu gotowania.

Na zakończenie podkreślamy, iż ten wolnowar został zaprojektowany w celu zachowania składników odżywczych i smaku prosa. Wykorzystuje powszechnie dostępne i nie drogie podzespoły i elementy. Dzięki temu jest też łatwy w montażu i obsłudze użytkowania. Przyczynia się do oszczędności energii elektrycznej, a w słoneczny dzień może być zasilany zieloną energią z paneli fotowoltaicznych. W razie potrzeby można go też podłączyć do domowego inwertera lub wyposażyć w podtrzymanie bateryjne. Powszechne stosowanie takiego urządzenia może mieć prozdrowotny charakter z uwagi na walory odżywcze prosa. ■

Dr Vijay Deshpande

Dla tego projektu przygotowano film, dostępny pod adresem: https://youtu.be/dB7D6FLY7Fk.

Ten artykuł był wcześniej opublikowany na łamach „EFY”, grudzień 2023 (efymag.com)

eprasa.pl 1afb95dbdc

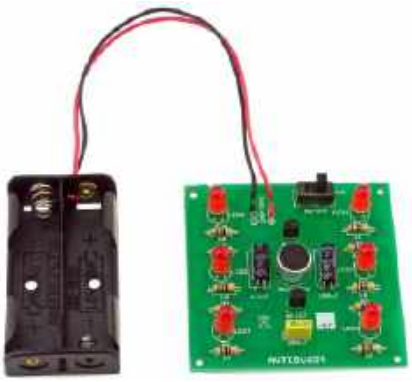
ELEKTRONIKA dla wszystkich
JUNIOR
nr 1/2025 (7)



Kacper, Młodzi Entuzjaści Elektroniki, Szkoła Podstawowa nr 86, Wrocław

Zima w pełni. Przynajmniej kalendarzowa, bo kiedy sięgam myślami do swej młodości, tę szczególną porę roku pamiętam nieco inaczej. Dzieciństwo przepędzałem w malowniczej górskiej miejscowości uzdrowiskowej Kotliny Kłodzkiej: Polanicy-Zdroju, gdzie zamieszkiwałem wówczas wraz z całą rodziną. Każdej zimy na chodnikach piętrzyły się śnieżne zaspy, a drogi bywały zupełnie nieprzejezdne. Wiało, sypało śniegiem, a ja, wychodząc z domu i porywając się na krótki spacer do dziadka i babci, kilka chwil później cały oblepiony śniegiem, wyglądać musiałem niczym kulka popularnej słodkości z orzeszkiem w centrum, obsypana kokosowymi wiórkami.

Zdecydowanie pamiętam te wiórki. Śnieg, złowrogo skrzypiąc i chrzęszcząc donośnie pod mymi butami, zdawał się obrać za cel, by stanąć na drodze mojemu ciału i zawrócić je od celu obranej podróży. Z drugiej strony, zdawał się być sprzymierzeńcem ducha, stanowiąc centrum bardzo widowiskowego spektaklu. Baletu drobinek śniegu, gęsto usianych po całym czarnym niebie, z wolna opadających na ziemię. Spektakl ów pięknie wyglądał szczególnie po zmroku w trójkątach świateł rzucanych główkami ulicznych latarni. Po dobrych kilkunastu minutach boju z zaspami, wiatrem i smagającym twarz śniegiem docierałem do domu babci i dziadka. Miałem u nich swój własny pokój, w którym wśród wielu gadżetów i sprzętów właściwych zwłaszcza dla wielu nastoletniego, znajdował się również własnoręcznie skompletowany sprzęt audio, na który składały się cztery zestawy głośnikowe Unitry, ustawione w każdym z rogów pokoju, stereofoniczny wzmacniacz audio i komputer z olbrzymią kolekcją plików muzycznych w formacie .mp3, na każdą okazję. Na „zestaw" składały się również dwa kolorofony Unitry, model C-230B, które, w wypełniające pokój dźwięki pozwalały wpleść również grę świateł. Były to jednak spore i ciężkie zabawki, a każda z nich wymagała doprowadzenia oddzielnego zasilania przemiennego sieci 230 V oraz sygnału audio, pobranego ze wzmacniacza. Na wejście kolorofonu należało podać sygnał z wyjścia głośnikowego, dlatego kolorofonem (z tego, co pamiętam) należało wpiąć się równolegle do głośnika. Suma summarum, oznaczało to cztery dodatkowe dwuprzewodowe kable biegnące wokół pokoju, a efekt końcowy, szczerze powiedziawszy, był „taki sobie". Nie dość, że człowiek musiał potykać się o multum wszędzie pałętających się kabli, to jeszcze wolno rozgrzewającym się i długo gasnącym żarówkom daleko było do dynamiki oferowanej przez współczesne diody LED. Szkoda, że nie miałem wtedy sposobności złożyć kilku fenomenalnych a prostych i lekkich gadżetów, których opisem poniżej się z Tobą podzielę. Lekkie, przyjemne, dynamiczne i zero pałętających się kabli!



Fotografia 1. Zmontowany zestaw MigoLEDki (AVTEDU634)

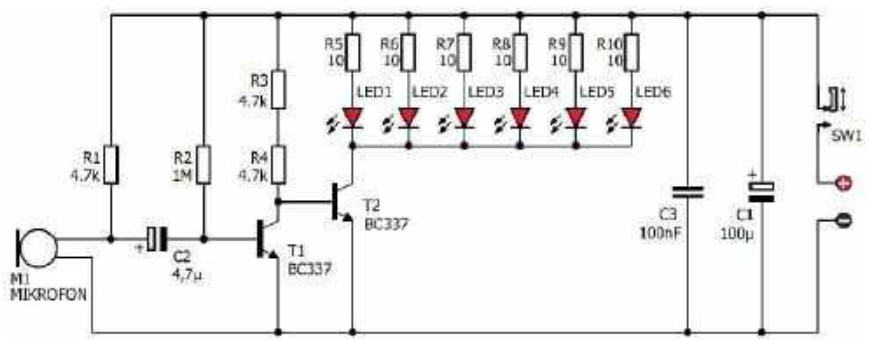
Fotografia 1 przedstawia zmontowany gadżet o nazwie **MigoLEDki** o kodzie handlowym **AVTEDU634**. Choć nazwa tego gadżetu zdradza nieco sposób jego działania, to jednak nie oddaje kunsztu tego układu, który wynika z połączenia prostoty i efektywności jego działania. Urządzenie umieszczone w pobliżu grającego sprzętu, niezależnie od tego czy będzie to jedynie cichy smartfon odtwarzający muzykę, radio, czy głośny zestaw grający, poniższy gadżet po prostu działa i robi to świetnie. Jest zaskakująco czuły, dlatego bardzo dobrze sprawdzi się również z nieco cichszymi sprzętami. Bez problemu reaguje również na mowę. Dzięki wbudowanemu mikrofonowi nie wymaga jakiegokolwiek fizycznego łączenia ze sprzętem audio a zasilanie bateryjne pozwala umieścić układ w zupełnie dowolnym miejscu. Wizualnie doda nieco nastroju i urozmaici każdą imprezę, zarówno domową, jak i w plenerze. Jakby nie patrzeć, gadżet (a nawet większą ich liczbę) można zabrać ze sobą dosłownie wszędzie.

Na **rysunku 1** zaprezentowano schemat ideowy układu. Układ, jak widać, nie jest skomplikowany.

Zanim zabierzemy się do montażu, który nie powinien zabrać więcej niż kilka minut, spójrzmy razem na wspomniany schemat (rysunek 1) i rolę poszczególnych komponentów w układzie.

Mikrofon elektretowy M1

Umożliwia zbieranie sygnałów akustycznych z otoczenia wokół zestawu, dzięki czemu nie trzeba go łączyć ze sprzętem audio za pomocą dodatkowego kabla sygnałowego, jak miało to miejsce w kolofonach z lat 70. i 80. XX wieku.



Rysunek 1. Schemat ideowy układu

eprasa.pl 1afb95dbdc

Rezystor R1 (4,7 kΩ)

Rezystor R1 dostarcza prąd polaryzujący mikrofon elektretowy. W mikrofonach elektretowych jedno z wyprowadzeń potrzebuje zasilania (tu +3 V), aby umożliwić działanie wewnętrznego przedwzmacniacza. Wartość 4,7 kΩ zapewnia kompromis pomiędzy koniecznością dostarczenia odpowiedniego prądu polaryzacji a minimalizacją zakłóceń termicznych i oszczędnością energii pobieranej z baterii. Zakładając, że mikrofon elektretowy potrzebuje prądu rzędu kilkuset mikroamperów, wartość 4,7 kΩ pozwala na dostarczenie wystarczająco dużego prądu przy zastosowaniu napięcia o wartości 3 V (2 szeregowo połączone baterie AA).

Kondensator C2 (4,7 µF)

Kondensator C2 o pojemności 4,7 µF separuje składową stałą napięcia polaryzującego mikrofon od reszty układu, a jednocześnie przepuszcza sygnał w zakresie częstotliwości akustycznych bez ich znaczącego tłumienia.

Rezystor R2 (1 MΩ)

Rezystor R2 odpowiada za polaryzację bazy tranzystora T1. Wysoka wartość 1 MΩ, zapewnia bardzo mały prąd bazy, co jest typowe dla układów z mikrofonem, gdzie sygnał jest niewielki. Rezystor ten umożliwia prawidłową pracę tranzystora w trybie wzmacniacza, zapewniając, że tranzystor będzie poprawnie sterowany przez bardzo małe zmiany sygnału pochodzące z mikrofonu.

Rezystory R3 i R4 (łącznie prawie 10 kΩ)

Rezystory R3 i R4 (zastosowano dwa oddzielne, połączone szeregowo, z uwagi na łatwość poprowadzenia ścieżek na jednostronnej płytce drukowanej) ograniczają prąd płynący przez kolektor tranzystora T1 i ustalają jego punkt pracy. Dobór tej wartości wpływa na wzmocnienie sygnału, jaki dociera do tranzystora T2. Wartość około 10 kΩ jest kompromisem między wystarczającym wzmocnieniem a uniknięciem zbyt dużego prądu kolektora, co mogłoby prowadzić do nadmiernych strat mocy oraz szybszego wyładowania baterii.

Tranzystory – dalszy ciąg opowieści

O tranzystorach opowiadałem Ci już na poprzednich spotkaniach EdW Junior. Pierwszy raz, w trakcie drugiego naszego spotkania, podczas omawiania zasady działania ***Zmierzchowej lampki LED – AVTEDU622*** (EdW 8/2024 str. 81) następnie temat pociągnąłem również na piątym spotkaniu, gdzie omawialiśmy ***Wściekłego byka LED – AVTEDU629*** (patrz akapit ***Tranzystor w roli wzmacniacza sterującego jasnością diod LED*** EdW 11/2024, str. 85).

Na schemacie ***MigoLED-ków*** (rysunek 1) znajdziesz dwa tranzystory podpisane jako T1 oraz T2. Jeśli po zwrocie strzałek na ich emiterach zauważyłeś już, że są to tranzystory typu NPN (strzałki emiterów skierowane na zewnątrz tranzystora) chcę Ci pogratulować, gdyż może to oznaczać, że jesteś jednym z najuważniejszych (a może i najuważniejszym) z naszego zacnego grona Juniorów. Dla formalności zostaje tylko przypomnieć, że drugie wyprowadzenie na symbolu tranzystora, zlokalizowane po tej samej stronie co emiter ale pozbawione strzałki, to kolektor, a pojedyncze wyprowadzenie zlokalizowane po przeciwnej stronie w stosunku do kolektora i emitera to baza tranzystora. Gdy tranzystor typu NPN zaczyna przewodzić, jak łatwo się domyślić po zwrocie strzałki na emiterze, prąd zaczyna wpływać do kolektora (na przykład z obwodu z diodami LED) i wypływać emiterem (na przykład do masy/ujemnego bieguna baterii). A kiedy wspomniane złącze CE (kolektor-emiter) krzemowego tranzystora NPN zaczyna przewodzić? Ano wtedy, gdy napięcie na złączu BE (baza-emiter) tranzystora (czyli napięcie pomiędzy bazą i emiterem) osiągnie wartość minimum 0,6 V…0,7 V (lub więcej). Skąd wzięła się „magiczna wartość" 0,6 V…0,7 V? Otóż magii tu nie ma za wiele. To typowa wartość napięcia przewodzenia złącza diody krzemowej (napięcie przewodzenia złącza to minimalne napięcie przyłożone do złącza, przy którym zaczyna ono przewodzić prąd elektryczny). No dobrze, a dlaczego mówimy o jakiejś diodzie krzemowej, skoro przed chwilą mówiliśmy o tranzystorach? Ano krzemowej dlatego, że użyty w projekcie tranzystor NPN, model BC337 to tranzystor krzemowy. Jeśli masz wątpliwości zajrzyj w notę katalogową producenta tego tranzystora, a w opisie tego komponentu odnajdziesz bez wątpienia frazę ***NPN Silicon***. Słowo *silicon* oznacza, że tranzystor jest wykonany z krzemu (krzem to po angielsku silicon). Pozostaje pytanie dlaczego wyżej wspomniałem o „typowej wartości napięcia przewodzenia złącza diody krzemowej" podczas, gdy rozmawiamy o tranzystorach. Ano wspomniałem o diodzie, dlatego, że tranzystor zbudowany jest z dwóch odpowiednio połączonych złącz półprzewodnikowych (dioda to też złącze półprzewodnikowe) i złącze BE (baza-emiter) jest jednym z tych złączy), zatem, gdy rozmawiamy o złączu BE tranzystora to dokładnie tak samo, jak byśmy rozmawiali o złączu półprzewodnikowym diody krzemowej. No dobrze – powiesz. A dlaczego mówiąc o napięciu przewodzenia diody krzemowej nie wskazuję precyzyjnie napięcia, np. 0,65 V a podaję jego orientacyjny zakres 0,6 V…0,7 V – zapytasz. No cóż. W rzeczywistym i nieidealnym świecie na wartość tego napięcia ma wpływ wiele czynników, na które złożą się tzw. ***rozrzut produkcyjny*** (na skutek ograniczeń produkcyjnych i materiałowych każda wyprodukowana sztuka tranzystora może mieć minimalnie różne parametry), ***temperatura otoczenia*** (można założyć, że dla każdego wzrostu temperatury o 1°C, wartość napięcia przewodzenia krzemowego złącza półprzewodnikowego spada o około 2 mV), ***wpływ prądu kolektora*** (w przypadku tranzystora, napięcie przewodzenia złącza BE będzie zależało od prądu kolektora; jeśli tranzystor ma sterować stosunkowo niewielkim prądem napięcie przewodzenia BE wyniesie blisko 0,6 V, ale gdy tranzystor będzie miał sterować większym prądem, napięcie przewodzenia złącza BE może wzrosnąć do 0,7 V lub nawet bardziej).

Uff… Mam nadzieję, że udało mi się odpowiedzieć na każde możliwe pytanie, które mógłbyś zadać w powyższym temacie. Jeśli jakiegoś nie przewidziałem, pytaj śmiało, najprościej wysyłając maila na adres redakcji. Odpowiem.

Tranzystory T1 oraz T2 (BC337)

Gdy do układu podłączysz baterie i załączysz przełącznik SW1 ale na mikrofon M1 nie będą docierały żadne dźwięki, wówczas na bazę tranzystora T1 dotrze wyłącznie napięcie z dodatniego bieguna baterii za pośrednictwem rezystora R2. Napięcie to spowoduje otwarcie tranzystora T1 (złącze CE tego tranzystora zacznie przewodzić), co spowoduje, że baza tranzystora T2, na której wcześniej (za sprawą rezystorów R3 i R4 łączących bazę T2 z dodatnim biegunem baterii) panowało napięcie dodatnie względem emitera, zostanie podłączona do masy, czyli do ujemnego bieguna baterii. Można zatem powiedzieć, że potencjał bazy i emitera na tranzystorze T2 zostaną ze sobą zrównane. A ponieważ brak różnicy potencjałów to brak napięcia, tranzystor T2 będzie zatkany i prąd w obwodach diod LED nie popłynie. Ujmując rzecz prościej – gdy na mikrofon M1 nie będą docierały żadne dźwięki, diody pozostaną wygaszone.

eprasa.pl 1afb95dbdc

Gdy jednak na mikrofon M1 zaczną docierać dźwięki, zmienny sygnał z mikrofonu zacznie docierać za pośrednictwem kondensatora C2 na bazę tranzystora T1. W tym czasie napięcie panujące na bazie tranzystora T1 będzie momentami niższe niż wymagane minimalnie napięcie przewodzenia jego złącza BE. W takich momentach (U_{BE}<0,6 V…0,7 V) tranzystor T1 zostanie zatkany a tranzystor T2, na skutek pojawienia się na jego bazie dodatniego napięcia względem emitera (za sprawą obecności rezystorów R3 i R4 łączących bazę T2 z potencjałem dodatnim), o wartości U_{BE}>0,6 V…0,7 V, w związku z czym tranzystor T2 zostanie otwarty, a jego złącze CE zacznie odprowadzać prąd z obwodów diod świecących do bieguna ujemnego baterii. Diody LED zaświecą się. Ujmując rzecz prościej – w chwilach, gdy na mikrofon M1 zaczną docierać dźwięki, diody zostaną załączone.

Rezystory R5…R10 (10 Ω) i diody LED1…LED6 (czerwone)

Na schemacie znajduje się sześć równolegle połączonych gałęzi, z których każda zawiera szeregowo połączony rezystor o wartości 10 Ω i diodę LED. Prąd w obwodzie każdej z diod LED popłynie dopiero wtedy, gdy tranzystor T2 zostanie otwarty (patrz opis dla tranzystorów T1 i T2). Kiedy tak się stanie prąd, który popłynie z bieguna dodatniego baterii, poprzez przełącznik SW1 oraz 6 wspomnianych równolegle połączonych gałęzi rezystor 10 Ω – dioda LED zostanie za pośrednictwem złącza CE tranzystora T2 odprowadzony do ujemnego bieguna baterii. Obwód zostanie zamknięty i diody LED zaświecą się.

Do zestawu dołączono rezystory szeregowe dla diod LED o wartości 10 Ω każdy. Wartość sprawia wrażenie nieco małej. Spójrzmy więc na sprawę krytycznie i samodzielnie wyliczmy bezpieczną dla diod LED rezystancję szeregowego rezystora.

Załóżmy, że do zestawu dołączono czerwone diody LED, które mogą poprawnie pracować przy napięciu 2,2 V i prądzie 20 mA.

Gdyby (dla uproszczenia) założyć, że na złączu CE (kolektor-emiter) tranzystora T2 nie występuje żaden spadek napięcia, stałoby się oczywistym, że dla ciągłej pracy diod LED przy napięciu zasilania o wartości 3 V należałoby zastosować rezystory szeregowe o wartościach wyliczonych poniżej.

Oczywiście posłużymy się znanym i lubianym, poznanym z pewnością na lekcji fizyki w szkole podstawowej Prawem Ohma, które, dla przypomnienia ma postać:

$$R = \frac{U}{I}$$

Ponieważ w każdej gałęzi prąd płynie zarówno przez diodę LED jak i szeregowy rezystor, więc napięcie zasilania 3 V podzieli się, rozkładając częściowo na diodzie LED oraz na rezystorze. Innymi słowy przyłożone do gałęzi z diodą LED i szeregowo połączonym z nią rezystorem będzie sumą napięć, które odłożą się na diodzie i rezystorze.

$$U = U_D + U_R$$

Wiemy, jakie napięcie powinno odłożyć się na czerwonej diodzie LED, ponieważ informację taką możemy odczytać z noty katalogowej jej producenta. Znamy napięcie zasilania U (dwie nowe, szeregowo połączone baterie 1,5 V dadzą sumarycznie napięcie 3 V). Znamy napięcie, jakie odłoży się na diodzie LED, a skoro tak, wiemy również, jakie napięcie chcemy odłożyć na rezystorze:

$$U_R = U - U_D$$

Podstawiając dane mamy:

$$U_R = 3V - 2,2V = 0,8V$$

Wiemy też, że przez diodę ma popłynąć prąd 20 mA (to również wiemy z noty katalogowej producenta diody LED):

$$I_D = 20mA = 0,02A$$

Mając więc rozpisane te wszystkie dane, możemy obliczyć wartość rezystora szeregowego dla diody LED w każdej z sześciu równolegle połączonych gałęzi:

$$R5…R10 = \frac{3V-2,2V}{20mA} = \frac{0,8V}{0,02A} =$$

$$40\Omega \approx 39\Omega$$

Powyżej obliczono wartość 40 Ω, w układzie można by zatem wykorzystać dostępne w handlu (szereg E24) rezystory o wartości 39 Ω.

Przez złącze CE tranzystora T2 popłynie prąd około 6×20 mA=120 mA i odłoży się na nim pewne napięcie (na złączu wystąpi spadek napięcia). Po uwzględnieniu tego spadku napięcia, na złączu CE (kolektor-emiter) tranzystora T2 (około 0,6 V, gdy tranzystor znajduje się w stanie aktywnym oraz około 0,2 V gdy znajduje się on w stanie nasycenia) okaże się, że wartość rezystora szeregowego może być nieco mniejsza.

Gdy tranzystor znajduje się w stanie nasycenia:

$$R5…R10 = \frac{3V-0,2V-2,2V}{20mA} =$$

$$\frac{0,6V}{0,02A} = 30\Omega$$

Gdy tranzystor znajduje się w stanie aktywnym, ale nie nasyca się:

$$R5…R10 = \frac{3V-0,6V-2,2V}{20mA} =$$

$$\frac{0,2V}{0,02A} = 10\Omega$$

Bingo! Po kilku wyliczeniach trafiliśmy wreszcie na wartość rezystora szeregowego dla diod LED równą 10 Ω, czyli dokładnie taką, jak wartość rezystorów R5…R10 dołączonych do zestawu.

Można więc założyć, że autor zastawu przyjął, że z uwagi na dynamikę sygnału audio nigdy nie dojdzie do pełnego wysterowania tranzystora T2. Ściślej rzecz biorąc, w przypadku dynamicznie zmieniającego się stanu na bazie tranzystora T2 nie wejdzie on trwale w stan nasycenia. Nawet, gdyby tak się zdarzyło, sytuacja będzie trwała ułamki sekund, a dioda LED jest w stanie wytrzymać krótkie impulsy prądu (rzędu kilkuset mA) pod warunkiem, że są one bardzo krótkie (np. kilka mikrosekund) i powtarzają się rzadko. W takich przypadkach energia cieplna nie zdąży się wystarczająco skumulować w złączu i nie dojdzie do uszkodzenia struktury diody LED.

Kondensatory C1 (100 µF) oraz C3 (100 nF)

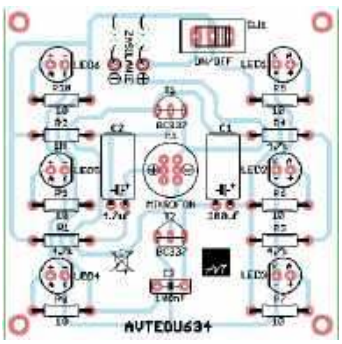
Pełnią rolę filtra zasilania. Większa pojemność kondensatora elektrolitycznego C1 (100 µF) pomaga niwelować tętnienia napięcia, pojawiając się na skutek skoków poboru mocy przez cyklicznie załączane diody LED, mniejsza pojemność C3 pomaga odfiltrowywać ewentualne szpilki (zakłócenia) na wyższych częstotliwościach.

Przełącznik SW1

Pozwala odłączyć galwanicznie baterię od układu elektronicznego, przez co nie będzie ona bez potrzeby rozładowywana przez układ, gdy nie korzystamy z urządzenia.

Pora na montaż!

Poniżej, krok po kroku, przedstawię instrukcje montażu całego gadżetu. Opowiem też o trudnościach, które napotkaliśmy podczas zajęć stacjonarnych. Gdybyś trafił podczas składania układu na jakieś montażowe wątpliwości, o których ewentualnie zapomnę wspomnieć, z pewnością pomoże Ci schemat montażowy pokazany na **rysunku 2**. Okaże się



Rysunek 2. Schemat montażowy układu

eprasa.pl 1afb95dbdc

on również przydatny w momencie, gdy niechcący zerwiesz jakąś ścieżkę, i będziesz chciał odtworzyć jej trasę, lub też, gdy pojawi się wątpliwość, czy jakieś dwa sąsiednie pola lutownicze mogą/powinny być ze sobą połączone czy nie. Oglądając rysunek, zwróć uwagę chociażby na układ padów lutowniczych mikrofonu M1.

Montaż rezystorów

Z uwagi na najmniejszy gabaryt, należy zamontować je w pierwszej kolejności. Na pozycjach R1, R3 i R4 należy zamontować rezystory o wartości 4,7 kΩ. Na pozycji R2 należy zamontować rezystor o wartości 1 MΩ a na pozycjach R5…R10 rezystory o wartości 10 Ω. Możesz włożyć do płytki wszystkie rezystory, by następnie przylutować je za jednym podejściem, lub też montować je pojedynczo, jak robił to Kacper (**fotografia 2**) zapewniając tym sobie nieco większą wygodę podczas samego lutowania (z płytki wystaje wtedy mniej wyprowadzeń od komponentów przewlekanych, przez co swoboda manewrowania grotem lutownicy jest dużo większa). Wybierz taką metodę, która będzie najbardziej komfortowa dla Ciebie.

W identyfikacji poszukiwanych wartości spośród wszystkich dostępnych w zestawie montażowym rezystorów można posłużyć się kolorowym kodem paskowym dostępnym na korpusach rezystorów (na liście elementów dołączonej do zestawu dostępna jest rozpiska kolorów dla każdej z potrzebnych wartości). Kolory jednak bywają mylące, dlatego zawsze polecam zmierzyć wartości rezystorów przed ich przylutowaniem do płytki, za pomocą multimetru ustawionego w tryb omomierza. Gdybyś miał jakikolwiek problem z pomiarem i wyszukiwaniem właściwych rezystorów za pomocą multimetru, podpowiem (albo przypomnę), że na stronie https://elportal.pl/do-pobrania jako materiał dodatkowy do numeru EdW 11/2024 dostępna jest do pobrania poręczna ***Instrukcja robocza: Pomiar wartości rezystorów za pomocą multimetru***. Gorąco zachęcam do jej pobrania, przeczytania i postępowania wedle zamieszczonych tam instrukcji.

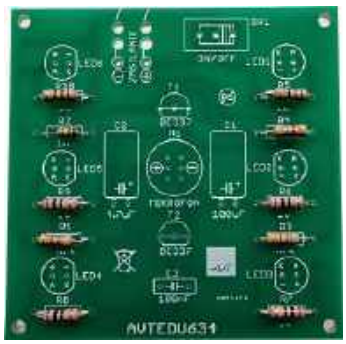
Po zamocowaniu i przylutowaniu wszystkich rezystorów płytka powinna wyglądać podobnie jak ta z **fotografii 3**.

Montaż diod LED

Chociaż diody LED nie są (po rezystorach) kolejnymi gabarytowo większymi elementami, warto zamontować je już teraz. Chodzi o to, że staranność podczas montowania tych właśnie elementów najbardziej przełoży się na estetykę całego układu. Ponieważ dobry dostęp do komponentu ułatwia jego montaż, diody LED zamontujemy już teraz. Wszystkie diody LED na płytce są takiego samego koloru więc można przystąpić do ich montażu na pozycjach LED1…LED6. Diody LED są elementami spolaryzowanymi, więc należy zamontować je zgodnie z polaryzacją. W tym celu wszystkie dłuższe wyprowadzenia diod LED, czyli wyprowadzenia dodatnie (anody) należy zamontować do otworów oznaczonych znakami „+” oraz „A” a wyprowadzenia krótsze tych diod (katody) należy umieścić w otworach oznaczonych znakami „–” oraz „K”. **Fotografia 4** pokazuje sposób oznakowania otworów przeznaczonych do zamontowania diod LED na płytce drukowanej.



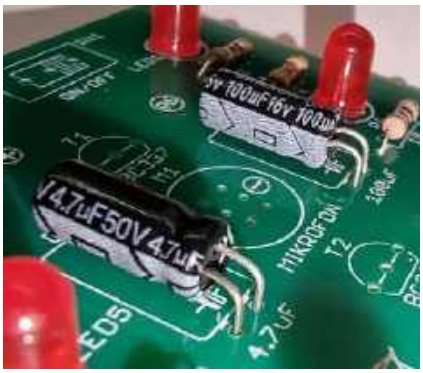
Fotografia 2. Kacper lutuje kolejno osadzane w płytce rezystory. Młodzi Entuzjaści Elektroniki, Szkoła Podstawowa nr 86, Wrocław



Fotografia 3. Wygląd płytki PCB po zamontowaniu rezystorów



Fotografia 4. Oznakowanie otworów przeznaczonych do zamontowania diod LED na płytce drukowanej



Fotografia 5. Montaż kondensatorów elektrolitycznych „na leżąco”. Wartości pojemności nadrukowane na korpusach kondensatorów zgadzają się z opisami wartości na płytce PCB. Dłuższe wyprowadzenia kondensatorów zamontowane zostały do otworów oznaczonych znakiem „+”, wyprowadzenia opisane na korpusach kondensatorów znakiem „–” włożone zostały do otworów bez znaku

Montaż kondensatorów elektrolitycznych

Jako następne warto zamontować kondensatory elektrolityczne. Warto zauważyć, że zgodnie z zamysłem autora płytki drukowanej, powinny one zostać zamontowane „na leżąco” (**fotografia 5**). Nie jest to kwestia krytyczna (będą tak samo działać zarówno w poziomie jak i w pionie), natomiast z uwagi na estetykę, lub w przypadku chęci dorobienia we własnym zakresie obudowy z tworzywa sztucznego (teraz lub w przyszłości), warto zamontować je „na leżąco”, zgodnie z przyjętym przez autora zamysłem. Na pozycji C1 należy zamontować kondensator elektrolityczny o wartości

eprasa.pl 1afb95dbdc

100 µF a na pozycji C2 kondensator elektrolityczny o wartości 4,7 µF. Wartości kondensatorów nie zmierzymy za pomocą tańszych multimetrów. Na szczęście nie ma takiej potrzeby, gdyż w przypadku kondensatorów elektrolitycznych ich pojemność oraz dopuszczalne, nominalne napięcie pracy w sposób czytelny nadrukowane są na ich korpusach (fotografia 5). Wystarczy wziąć taki kondensator do ręki oraz odszukać interesujące nas oznakowanie. Należy pamiętać o tym, że kondensatory elektrolityczne są elementami, które obowiązkowo należy zamontować na płytce PCB zgodnie z ich polaryzacją: dłuższe wyprowadzenia kondensatorów elektrolitycznych powinny trafić do otworów oznaczonych znakiem „+" a te krótsze i oznaczone wyraźnym znakiem „–" na korpusie kondensatora musza trafić do otworu bez oznaczenia. Pomyłka przy ich montażu spowoduje małą eksplozję po podłączeniu zasilania, zwłaszcza na pozycji C1, dlatego, podczas podłączania układów elektronicznych do zasilania (zwłaszcza tych uruchamianych po raz pierwszy) należy mieć obowiązkowo ubrane gogle ochronne.

Montaż kondensatora stałego

Elementem sugerowanym do zamontowania w następnej kolejności jest kondensator stały C3 o wartości 100 nF. Jest on elementem niespolaryzowanym (symetrycznym), w związku z czym jego kierunek montażu jest dowolny. Nawet, jeśli w zestawie znajduje się tylko jeden taki kondensator, warto sprawdzić, czy zgadza się jego wartość.

Na obudowie kondensatora o wartości 100 nF (**fotografia 6**) znajduje się napis „104". Jednak w zależności od producenta kondensatora równie dobrze mógłby się tam znaleźć napis, np. „µ1" lub „100n".

W przypadku opisu „µ1" przedrostek „mikro" został umieszczony jako przecinek pomiędzy (niewidocznym) zerem oraz jedynką („µ1" –> „0µ1" –> „0,1 µ"). Ponieważ mówimy o kondensatorach, a więc o pojemności, których jednostką jest F (Farad), domyślamy się, że „0,1 µ" –> „0,1 µF". Żeby z wartości podanej w mikrofaradach uzyskać wartość w nanofaradach, należy wartość w mikrofaradach pomnożyć przez tysiąc.

W przypadku opisu pojemności (której jednostką podstawową jest Farad) „100n" literka „n" oznacza, że wartość została podana w nanofaradach. Mamy zatem 100 nF.

W przypadku opisu „104" brak literki „n" oznacza, że wartość podana jest w pikofaradach. Jednak ostatnia pozycja wskazuje na liczbę zer, którą należy dodać do liczby poprzedzającej. Mamy tu więc 10 i 4 zera pikofaradów, czyli: 100000 pF. Żeby otrzymać wynik w nanofaradach, trzeba pikofarady podzielić przez tysiąc. Otrzymamy wynik 100 nF.

Innymi słowy oznaczenia „µ1", „100n" oraz „104" opisują dokładnie tę samą wartość: 100 nF.

Montaż tranzystorów T1 oraz T2

Pora zamontować tranzystory na pozycjach T1 oraz T2. Oba tranzystory są tego samego typu: BC337, nie ma więc obawy o to, że pomylimy ich pozycje. Przed ich zamontowaniem warto jednak sprawdzić znajdujące się na nich opisy i upewnić się, że na każdym znajdziemy napis BC337. Tranzystory są elementami niesymetrycznymi, zatem należy je zamontować zgodnie z obrysem na płytce drukowanej. Mówiąc ściślej, należy je zamontować w takim kierunku, by kształt ich obudowy (litera „D") pasował do obrysu na warstwie opisowej płytki PCB.



Fotografia 6. Montaż kondensatora stałego C3. Kierunek montażu jest obojętny. Na obudowie kondensatora widać napis „104" informujący o pojemności 10 i 4 zera pikofaradów (100000 pF) czyli 100 nF



Fotografia 7. Montaż tranzystorów T1 i T2. Oba tranzystory są tego samego typu. Korpusy tranzystorów (w kształcie litery „D") odpowiadają obrysom (również w kształcie litery „D") na warstwie opisowej płytki PCB

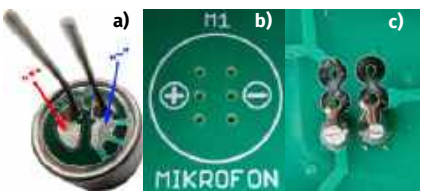


Fotografia 8. Kornel zdecydował się rozpocząć montaż od tranzystorów. Tak też można. Młodzi Entuzjaści Elektroniki, Szkoła Podstawowa nr 86, Wrocław

Montaż mikrofonu M1

Mikrofon jest elementem spolaryzowanym. Wyprowadzenie ujemne rozpoznamy po tym, że jest ono połączone kilkoma ścieżkami do korpusu mikrofonu (**fotografia 9a**). Na płytce drukowanej oznakowanie polaryzacji jest wyraźne i jednoznaczne (**fotografia 9b**). Na płytce w obszarze komponentu M1 znajduje się aż sześć otworów, z czego wykorzystamy tylko dwa (**fotografia 9c**). Nogi mikrofonu (zgodnie z polaryzacją) należy zamontować w płytce PCB w taki sposób, by korpus (puszka) mikrofonu znalazła się centralnie wewnątrz okręgu opisanego jako M1.

Jeśli dopiero zaczynasz swoją przygodę z elektroniką i lutownicą, uważaj na drobne zmyłki. Przyjrzyj się uważnie polom lutowniczym wokół sześciu otworów dla mikrofonu (**fotografia 9c**). Zgrupowane są one w dwa rzędy po trzy pola lutownicze. Jeśli nie zdążysz się im przyjrzeć, włożysz mikrofon do otworów i go przylutujesz, możesz mieć wrażenie, że na sąsiednich polach lutowniczych zrobiły Ci się mostki lutownicze, które będziesz chciał za wszelką cenę rozłączyć, czego zrobić się nie da (przynajmniej bez uszkodzenia ścieżki, która jest tam potrzebna). O ile oba rzędy nie mogą być ze sobą połączone, o tyle wszystkie trzy pola lutownicze w obszarze pojedynczego rzędu były połączone od samego początku (i mają zostać połączone) za pomocą ścieżki, (która, być może, po prostu cała



Fotografia 9 a) Polaryzacja mikrofonu elektretowego. Trzy ścieżki podłączone do metalowej obudowy wskazują wyprowadzenie, które należy podłączyć do „minusa", czyli do otworu opisanego na płytce PCB znakiem „– ". b) Nadruk na płytce PCB pokazujący biegunowość. c) W zależności od modelu posiadanego mikrofonu elektretowego należy użyć dwóch otworów spośród sześciu dostępnych

eprasa.pl 1afb95dbdc



Fotografia 10. Montaż mikrofonu elektretowego może przysporzyć nieco trudności z uwagi na dwa rzędy odmaskowanych pól lutowniczych. Usunięcie zwarcia (mostka lutowniczego) gdy płytka leży płasko na stole nie będzie łatwe. Lepiej trzymać ją prostopadle do stołu, o po dołożeniu świeżej cyny, usunąć jej nadmiar, wspomagając się siłą grawitacji. Trzy pola lutownicze w ramach każdego z tych rzędów są celowo połączone za pomocą ścieżki i nie należy ich separować

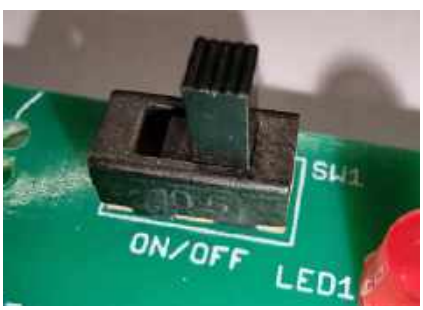
została pokryta cyną w momencie lutowania mikrofonu). Tak ma być, tego nie poprawiamy. Jeśli „na siłę" rozewrzesz te pola zrywają ścieżkę, rozłączysz obwód mikrofonu, i urządzenie w ogóle nie zadziała bez dokonania stosownej naprawy.

Montaż przełącznika SW1

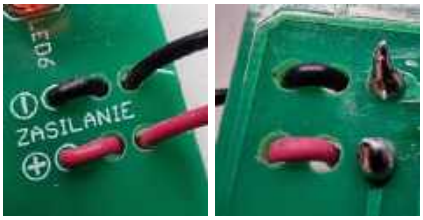
Przełącznik łączy swój pin środkowy z jednym z dwóch skrajnych, w którego kierunku jest w danym momencie skierowany hebelek przełącznika. Z uwagi na taką konstrukcję kierunek montażu tego elementu nie ma żadnego znaczenia.

Montaż kabelków koszyczka z bateriami

Czerwony kabelek koszyczka na baterie powinien być kabelkiem „plusa zasilania". Czarny – jego minusem. Przed przylutowaniem kabelków do płytki PCB warto upewnić się, że tak jest w istocie. Na przykład



Fotografia 11. Montaż przełącznika umożliwiającego galwaniczne odłączenie baterii od układu elektronicznego



Fotografia 12. Sposób montażu kabelków koszyczka baterii do płytki PCB. Przed przylutowaniem kabelków do płytki należy przewlec je przez otwory mechanicznie je stabilizujące. Dzięki takiemu rozwiązaniu połączenie będzie trwalsze i kabelków nie będzie się dało tak łatwo oderwać od płytki

wkładając baterie do koszyczka i korzystając z multimetru ustawionego na funkcję woltomierza zmierzyć dostępne na krańcach kabelków napięcie i jego biegunowość. Po upewnieniu się, można z koszyczka wyciągnąć baterie a następnie przylutować kabelki do płytki. Przed ich przylutowaniem należy przeciągnąć je przez otwory stabilizacyjne, które skutecznie wydłużą żywotność tak wykonanego połączenia (**fotografia 12**)

Sprawdzenie poprawności montażu

Zanim włożysz baterie do koszyczka sprawdź proszę (podobnie jak uczynił to nasz kolega Kacper z **fotografii 13**), czy komponenty: LED1…LED6, C1, C2, M1, T1, T2 zamontowałeś zgodnie z ich właściwą polaryzacją. Sprawdź również, czy żadne z sąsiadujących ze sobą pól lutowniczych, które nie są połączone miedzianymi ścieżkami, nie zostały przypadkowo ze sobą połączone za pomocą kropli cyny oraz, czy żadne z obciętych wyprowadzeń komponentów nie są na tyle długie, by mogły się w dłuższej perspektywie czasu zagiąć i ze sobą zetknąć (zewrzeć) podczas użytkowania układu. Jeśli tak, należy je skrócić obcinaczkami, by uniemożliwić taką sytuację. Dodatkowo sprawdź proszę, czy żaden pad lutowniczy nie oderwał się od połączonej z nim ścieżki. Luty powinny być błyszczące i dobrej jakości.

Podczas zajęć stacjonarnych jeden z naszych kolegów napotkał na opisane wcześniej problemy z montażem mikrofonu, najpierw próbując usunąć mostki lutownicze w obszarze rzędów trzech opcjonalnych otworów (fotografia 9c), które i tak były połączone za pomocą ścieżki, w związku z czym, wcale nie należało ich rozdzielać. Niestety podczas tych prac dodatkowo zwarły mu się oba rzędy otworów i to połączenie należało już zdecydowanie usunąć zgodnie z opisem pod fotografią 10. Dla pewności sprawdź proszę jak sytuacja z lutowaniem mikrofonu wygląda u Ciebie.

Poprawnie zmontowany układ powinien wyglądać podobnie jak ten na **fotografiach 14a i b**.

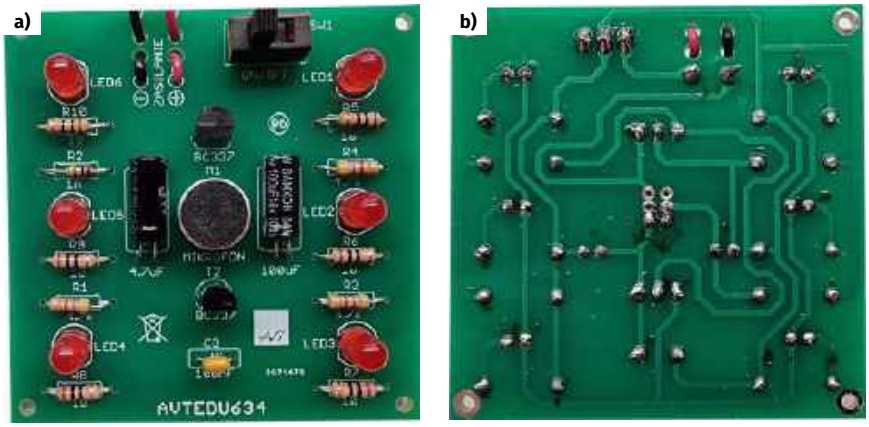
Uruchomienie układu

Po zmontowaniu układu i zweryfikowaniu poprawności montażu przyszedł czas na uruchomienie całości. W tym celu załóż proszę okulary ochronne, choćby dlatego, że jeśli pomyliłeś kierunek montażu w przypadku kondensatorów elektrolitycznych będzie musiało dojść do, jakby to ładnie można było określić, rozszczelnienia i dezintegracji obudowy (czyi małej eksplozji). Inna sprawa, że gogle ochronne powinny nam towarzyszyć przez cały okres trwania montażu elektroniki, chociażby po to, by chronić oczy podczas przycinania nadmiarowej długości wyprowadzeń od komponentów do montażu przewlekanego, po uprzednim przylutowaniu tych komponentów. Co ważne, nawet



Fotografia 13. Kacper weryfikuje poprawność wykonanego montażu. Kolega też ma smykałkę do lutownicy. Tego dnia złożył i uruchomił aż pięć różnych zestawów! Może wyrośnie inżynier, bo szczęśliwego hobbystę już mamy. Młodzi Entuzjaści Elektroniki, Szkoła Podstawowa nr 86, Wrocław

eprasa.pl 1afb95dbdc



Fotografia 14. Poprawnie zmontowany układ a) widok od strony montażu komponentów, b) widok od strony lutowania

największa nasza ostrożność nie zagwarantuje nam bezpieczeństwa, jeśli elektronikę w naszym pomieszczeni montuje kilka osób. Nawet jeśli trzymamy palcami jednej dłoni wyprowadzenia komponentów przewlekanych podczas przycinania ich obcinaczkami trzymanymi w drugiej dłoni, nigdy nie mamy pewności, czy druga osoba postępuje podobnie. To dokładnie tak samo jak w przypadku konieczności zapinania pasów podczas jazdy samochodem. Możesz zarzekać się, że będziesz jechał w sposób nad wyraz ostrożny, i rzeczywiście może tak być, ale nigdy nie masz pewności, czy groźnej w skutkach kolizji nie spowoduje inny uczestnik ruchu. Na nic zda się wtedy najostrożniejszy nawet sposób prowadzenia samochodu. Dlatego zapinanie pasów bezpieczeństwa jest obowiązkowe, niezależnie od umiejętności czy stopnia doświadczenia kierowcy. Tak samo powinno być z używaniem okularów ochronnych, zarówno w przypadku Juniora, jak również w przypadku najbardziej nawet doświadczonego inżyniera elektronika, zwłaszcza, gdy w pomieszczeniu znajdują się inne osoby.

Jeśli masz już gogle na nosie, włóż do koszyczka baterie (pamiętając o zastosowaniu właściwej biegunowości) a następnie ustaw na moment przycisk SW1 w pozycji „ON" i powiedz coś do mikrofonu. Jeśli wszystkie diody LED podczas wypowiadanych słów zaczynają świecić, to jest to właśnie ten moment, w którym powinienem złożyć Ci gratulacje, co też czynię niniejszym, ponieważ wygląda na to, że montaż i uruchomienie zakończyło się pełnym sukcesem. Twój gadżet gotowy jest do umieszczenia widocznym miejscu Twojego pokoju, a Ty, jeśli masz taką możliwość i ochotę, możesz przystąpić do montażu kolejnych sztuk.

Jeśli natomiast układ z jakiegoś powodu nie działa, sprawdź proszę, czy nie grzeje się żaden z komponentów (w szczególności tranzystory T1 i T2). Jeśli się grzeją, może to oznaczać, że na płytce znajdują się zwarcia, których nie udało Ci się wyłapać podczas wcześniejszego, wizualnego sprawdzenia poprawności montażu. Proszę sprawdź ten temat jeszcze raz. Pomocnym może się tutaj okazać rysunek 2. Miej gdzieś w pamięci ewentualność, że w przypadku zwarć komponenty mają się prawo uszkodzić i trzeba je będzie wtedy wymienić na nowe (dlatego właśnie tak ważne jest sprawdzenie poprawności montażu wszystkich komponentów oraz jakości lutowania przed próbą uruchomienia zbudowanego układu).

Ponieważ jest to kolejny układ zawierający diody LED można się również posiłkować dostępną na stronie https://elportal.pl/do-pobrania w sekcji dla numeru EdW 12/2024 pomocą do diagnostyki i uruchamiania układów zawierających diody LED (***Odnajdywanie i naprawa błędów konstrukcyjnych w zestawach omówionych w ramach* cyklu EdW Junior w numerze EdW 12/2024**). Mimo tego, że dotyczyła ona prostych układów z diodami LED (głównie RGB) podłączanych niemal wprost do koszyczka z bateriami, bez jakiejś szczególnej elektroniki po drodze, część zawartych tam wskazówek może się przydać i tutaj.

Na koniec chciałbym zwrócić uwagę na element wyposażenia warsztatowego, który widać na części z naszych zdjęć. Jest to bardzo użyteczna podkładka silikonowa. Stosując takową Kornel (**fotografia 15**) nie tylko zabezpiecza powierzchnię roboczą (biurko, blat stołu) przed zarysowaniami powierzchni, które mają prawo zostawiać ostre pozostałości wyprowadzeń komponentów przewlekanych, bądź ostro zakończone spojenia na spodzie płytki drukowanej.

Te osiągalne w różnej maści serwisach aukcyjnych (na przykład Temu) podkładki silikonowe nie tylko skutecznie zabezpieczają powierzchnie robocze przed zarysowaniami, ale również przed przypaleniem, ponieważ silikon z definicji odporny jest nawet na bardzo wysokie temperatury. Jedyną (i trzeba przyznać sporą) wadą tych podkładek jest to, że z pewnością nie są to podkładki typu ESD. Potrafią się one elektryzować, co łatwo zaobserwować podczas rozpakowywania nowej podkładki zapakowanej w szeleszczącą folię, a, jak powszechnie wiadomo, wyładowania elektrostatyczne (ESD) potrafią unicestwić co bardziej wrażliwą elektronikę. Z uwagi na powyższe pozostaje domniemywać, że nie nadają się one do pracy z zaawansowaną elektroniką (układy cyfrowe, mikroelektronika), niemniej na bieżąco wykorzystujemy je podczas pracy z elektroniką analogową, a czasem nawet prostą elektroniką cyfrową, i, trzeba przyznać, że tu sprawdzają się wyśmienicie. Kolejną ich zaletą jest to, że swoim jednolitym kolorem zapewniają, że komponenty są zawsze dobrze widoczne i nie trzeba ich szukać po całym stole. Z uwagi na powyższe, zdecydowanie polecamy ją wszystkim Juniorom. Dobrze się u nas sprawdza.

W tym miesiącu już żegnam się z Tobą i, nie trwoniąc czasu, zabieram się do opracowywania kolejnych materiałów, by już za miesiąc móc Cię przywitać i zaprosić na przygodę z kolejną fanstastyczną, elektroniczną zabawką. Do zobaczenia! ■

Mariusz Ciszewski

Fotografia 15. Kornel montuje elektronikę, korzystając z wygodnej i użytecznej podkładki silikonowej, chroniąc blat stołu przed zarysowaniami i przypaleniem. Młodzi Entuzjaści Elektroniki, Szkoła Podstawowa nr 86, Wrocław



eprasa.pl 1afb95dbdc

Sygnalizator ruchu bramy



Jestem emerytowanym inżynierem elektronikiem. Przez 40 lat pracowałem w Hucie Stalowa Wola serwisując obrabiarki CNC i automatykę urządzeń obróbki cieplnej. Aktualnie dużo czasu poświęcam uruchamianiu różnych układów na bazie procesorów ESP32.

Projekt sygnalizatora ruchu bramy powstał z potrzeby chwili. Po zmianie sterownika ruchem bramy w osiedlowym parkingu żarówka sygnalizująca jej przemieszczanie pozostawała ciemna. Producent nowego sterownika nie przewidział układu sygnalizującego ruch bramy. Na dodatek nie można zaglądać do wnętrza sterownika, gdyż stracimy w ten sposób gwarancję. Po namyśle, postanowiłem wykorzystać różnicę między prądem pobieranym przez sterownik, gdy brama jest w ruchu i gdy się nie porusza.

Kiedy brama się porusza sterownik pobiera ok. 0,8 A prądu – zasilanie 230 V AC. W spoczynku prąd maleje do wartości ok. 60 mA. Do pomiaru prądu wykorzystałem układ ACS712-5A. Schemat układu przedstawia **rysunek 1**. Napięcie z układu ACS712-5A, proporcjonalne do mierzonego prądu, jest podawane na wejście wzmacniacza operacyjnego LM358 pracującego jako przesuwnik poziomu napięcia wejściowego. Wynika to z faktu, że układ ACS712-5A przy zerowym prądzie na jego wejściu podaje na swoim wyjściu napięcie będące połową napięcia zasilania, tutaj 2,5 V.

Za wzmacniaczem znajduje się prostownik. Dalej napięcie po korekcji poziomu i wyprostowaniu podawane jest na drugi wzmacniacz operacyjny układu LM358, który pracuje w układzie całkującym o wzmocnieniu obliczonym jako stosunek wartości rezystorów R9 do R6.

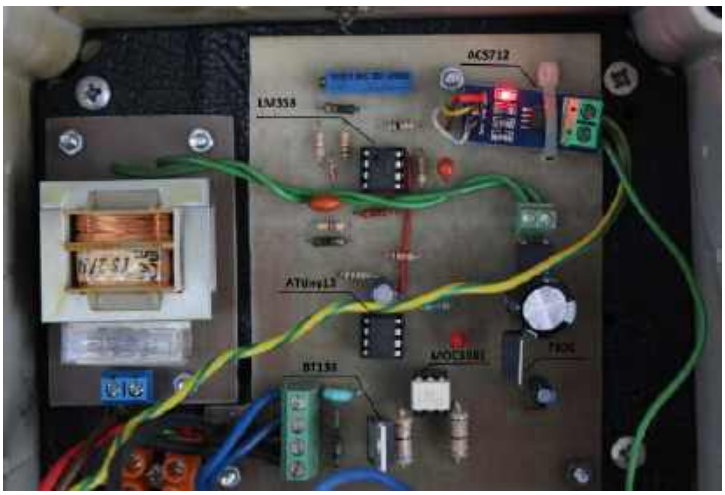
Dalszą obróbką sygnału zajmuje się procesor ATtiny13. Napięcie wchodzi do przetwornika AC mikrokontrolera. Program decyduje, czy sterownik bramy jest w ruchu czy nie. Kiedy zostanie wykryty ruch następuje wysłanie sekwencji błysków do optotriaka MOC3041, który wyzwala triak BT138 i żarówka błyska. W stanie spoczynku bramy procesor nie wysyła impulsów. Cały układ zasilany jest napięciem 5 V wypracowanym przez stabilizator 7805. Napięcie zasilające żarówkę pochodzi z transformatora 230 V/24 V. Całość została zamontowana w plastikowej obudowie, którą przedstawia **fotografia 1**.

Podczas uruchomienia układu należało tylko wyzerować potencjometrem R7 napięcie panujące na anodzie diody D1, gdy przez układ ACS712-5A nie płynie żaden prąd. Dzięki zastosowaniu optotriaka MOC3041, który przełącza obciążenie w zerze napięcia przemiennego, od czterech lat nie spaliła się żarówka, chociaż codziennie z parkingu wyjeżdża kilkadziesiąt samochodów.

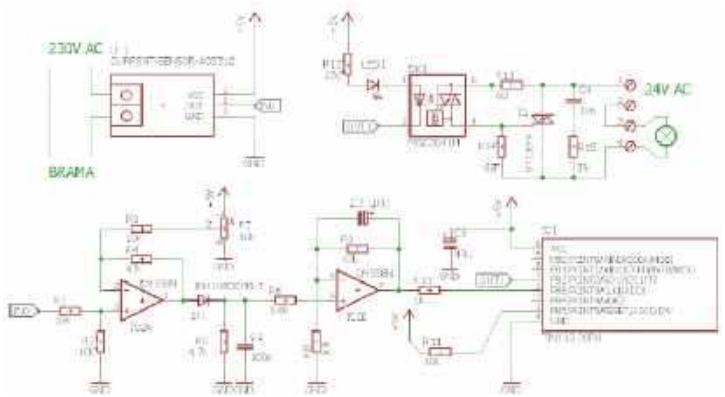
Kolega przyglądając się działaniu urządzenia powiedział: „Tylko elektronik mógł tak skomplikować zwykłe błyskanie żarówki”. ■

Jerzy Sapa
jusa2@o2.pl





Fotografia 1.



Rysunek 1.

eprasa.pl 1afb95dbdc

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.





Sterowanie prędkością, kierunkiem i zatrzymaniem silnika DC z modułem RF NRF24L01

Jest to sprzęt kompatybilny z Arduino, który może kontrolować prędkość, kierunek i zatrzymanie pojedynczego silnika prądu stałego za pomocą pilota RF. Projekt opiera się na mikrokontrolerze ATMEGA328, układzie sterownika silnika DC z mostkiem H LM18201, module RF NRF24L01, regulatorach 3,3 V oraz 5 V i innych komponentach. Płytka ta może sterować silnikiem prądu stałego o napięciu do 24 V DC i prądzie obciążenia do 3 A.

Nadajnik zdalnego sterowania z pojedynczym joystickiem wykorzystujący NRF24L01

Jest to kompatybilny z Arduino sprzęt o otwartym kodzie źródłowym, który zawiera jeden joystick, moduł RF NRF24L01, mikrokontroler Atmega328D, regulator 3,3 V, diodę LED zasilania, diodę LED funkcji i inne wymagane komponenty. Płytka ta może być używana do tworzenia różnych aplikacji, takich jak gry, zdalny sterownik serwo RC, kontroler silnika RC, robotyka i wiele innych.

Niektóre projekty aktualnie dostępne tylko dla prenumeratorów EdW w rubryce DIY PLUS na www.elportal.pl:

1. 8-kanałowy zdalny nadajnik RF z protokołami: Holtek i szeregowym
2. 8-kanałowy zdalny odbiornik RF z protokołami: Holtek i szeregowym
3. Pojemnościowy czujnik wilgotności do konwertera wyjścia analogowego
4. Mostek H dla wysokiej mocy szczotkowego silnika prądu stałego z czujnikiem prądu
5. Przetwornica DC-DC buck 12...75 V na 10 V na wyjściu
6. Czujnik prądu low-side 10 µA...10 mA
7. Kontroler ramienia robota z bezprzewodowym pilotem PS3
8. Termiczny czujnik masowego przepływu powietrza – anemometr stałotemperaturowy
9. Precyzyjny wzmacniacz transimpedancyjny z przełączanym integratorem
10. Kontroler pełnego mostka z przesunięciem fazowym i prostowaniem synchronicznym wykorzystujący UCC28950
11. Wysokowydajny monofoniczny wzmacniacz audio klasy D o mocy 20 W
12. Monitorowanie poziomu cieczy za pomocą czujnika ciśnienia – wyświetlacz słupkowy
13. Sterowanie silnikiem DC za pomocą joysticka
14. 16-kanałowy sterownik serwomechanizmów RC z interfejsem I²C
15. Programowalny kondycjoner sygnału z czujnika rezystancyjnego mostkowego
16. Choinka z Arduino i pikselowymi diodami
17. 20-segmentowy wyświetlacz słupkowy w rozmiarze jumbo
18. Stacja pogodowa lilygo ttgo t5-4.7 z wyświetlaczem typu e-papier
19. Półprzewodnikowy przekaźnik mocy DC z prądowym sprzężeniem zwrotnym
20. Wyłącznik nadprądowy – przekaźnik wyłączający nadprądowy
21. TinyML – Rozpoznawanie ruchu przy pomocy RPi Pico
22. Uniwersalny konwerter napięcia AC – wyjście 18 V DC z wejścia 85...265 V AC
23. Moduł procesora echa głosu – urządzenie opóźniające do efektów dźwiękowych, echo, reverb
24. Sterownik silnika krokowego z joystickiem
25. RPi – stacja pogodowa IoT
26. Niskobudżetowy monitor jakości powietrza IoT oparty o RaspberryPi 4
27. Automatyczny system ogrodniczy z NodeMCU i Blynk, ArduFarmBot 2
28. Wzmacniacz piezoelektryczny do gitary i skrzypiec
29. Wysokowydajny i niezawodny sterownik bipolarnego silnika krokowego
30. Sonarowy theremin MIDI
31. Sterownik silnika prądu stałego z wykorzystaniem przekaźnika i mosfetu – interfejs Arduino
32. Super prosty czuły wykrywacz metali
33. Najlepszy sposób na próbkowanie dźwięku za pomocą ESP32

Miesięcznik „**Elektronika dla Wszystkich**”
(12 numerów w roku) jest wydawany we współpracy z kilkoma redakcjami zagranicznymi

Wydawnictwo:
AVTKorporacja Sp. z o.o.
03-197 Warszawa, ul. Leszczynowa 11
tel. 22 257 84 99, e-mail: avt@avt.pl

Wydawca:
Wiesław Marciniak

Redaktor naczelny:
Mariusz Ciszewski
mariusz.ciszewski@elportal.pl

Adres redakcji:
03-197 Warszawa, ul. Leszczynowa 11
e-mail: edw@elportal.pl, www.elportal.pl

Dział reklamy:
Katarzyna Gugała
katarzyna.gugala@elportal.pl, tel. 22 257 84 64

Szef Pracowni Konstrukcyjnej:
Jakub Sobański
jakub.sobanski@elportal.pl

Sekretarz redakcji:
Dariusz Welik
dariusz.welik@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)
www.ulubionykiosk.pl

W RUCH S.A., e-mail: prenumerata@ruch.com.pl
tel. 801 800 803, 22 717 59 59, www.prenumerata.ruch.com.pl

Copyright AVTKorporacja 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 1afb95dbdc

Elektor Bestsellers

SAVE UP TO 26% NOW!

















www.elektor.com/sale/deals

Elektor SUMMER SALE

eprasa.pl 1afb95dbdc

elektor design > share > earn