hit numeru – odstraszacz niechcianej poczty, projekt zabawny do setki zastosowań

ELEKTRONIKA dla wszystkich

nr 8/2022 (319) • sierpień • www.elportal.pl

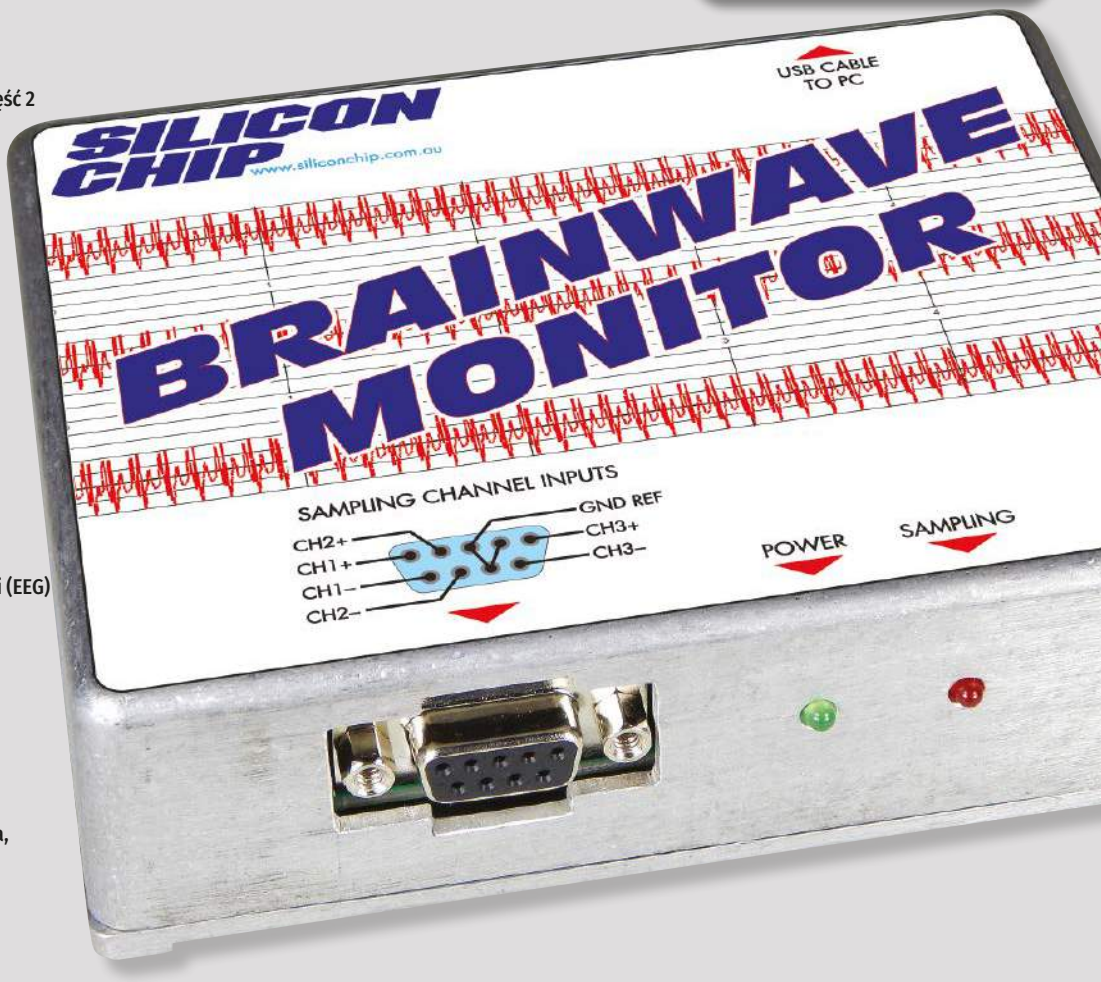
Monitor Fal Mózgowych

DIY PLUS tylko dla prenumeratorów

PROJEKTY dla elektroników
- Syntezator mowy z Raspberry Pi Zero
- Generator sygnałowy z możliwością skanowania oraz modulacji AM i FM, część 2
- Prośby nie działają! Potrzebujesz tego odstraszacza/eliminatora

DIY dla wszystkich
- Niestandardowy odbiornik GPS wykorzystujący ESP32
- Mówiący budzik LED wykorzystujący moduł LED TM1637
- Automatyzacja domu przy użyciu Apple HomeKit i ESP8266

TUTORIALE
- Szkoła Konstruktorów
- Jak monitorować fale mózgowe. Wprowadzenie do elektroencefalografii (EEG)
- Silniki prądu stałego, część 17
- Silniki indukcyjne, część 2
- Theremin, część 1
- Pomiary pH wody i gleby, część 3
- Zasilanie do twojego projektu, część 5. Sterowniki impulsowe
- Zasilacz-ładowarka superkondensatora, część 2



16,90 zł (w tym 8% VAT)
ISSN 1425-1698 Indeks 33362X
9 771425 169221 08



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 b8c17d8a95

AVTEDU

Poznaj całą serię

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

#AVTEDU #NaukaLutowania #KityAVT

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



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

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

AVTEDUSTART - zestaw narzędzi do nauki lutowania



sklep.avt.pl

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

eprasa.pl b8c17d8a95



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

na start do 6* wydań gratis

po 5 latach nieprzerwanej prenumeraty do 12* wydań gratis

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

DIY PLUS
tylko dla prenumeratorów

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

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

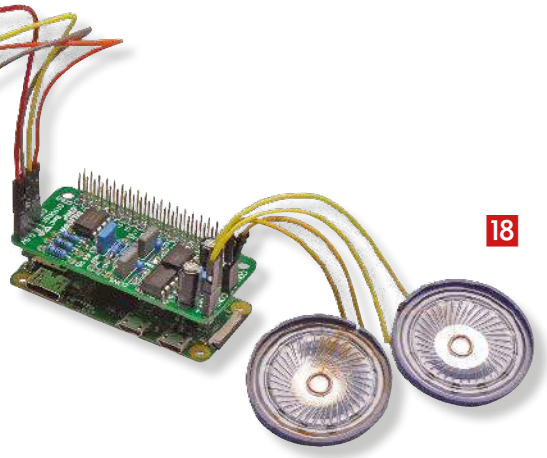
Po opłaceniu prenumeraty przyślemy Ci kod dostępu do projektów DIY plus na www.elportal.pl

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

eprasa.pl b8c17d8a95

ELEKTRONIKA dla wszystkich

sierpień 2022 • 08 (319)



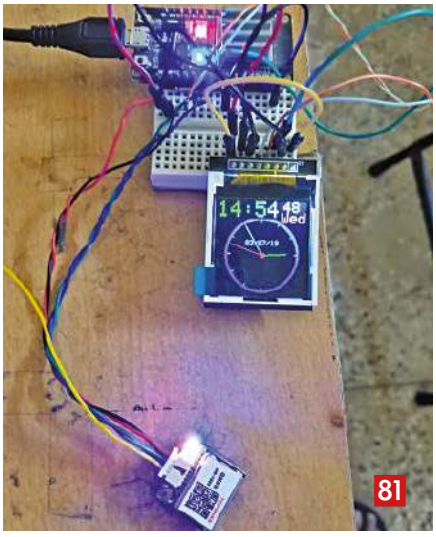
18



26



34



81

Projekty dla elektroników:

Monitor Fal Mózgowych 8

Syntezator mowy z Raspberry Pi Zero 18

Generator sygnałowy z możliwością skanowania

oraz modulacji AM i FM, część 2 26

Prośby nie działają! Potrzebujesz tego odstraszacza/eliminatora 34

Tutoriale:

Szkoła Konstruktorów 39

Jak monitorować fale mózgowe.

Wprowadzenie do elektroencefalografii (EEG) 54

Silniki prądu stałego, część 17 58

Silniki indukcyjne, część 2 60

Theremin, część 1 62

Pomiary pH wody i gleby, część 3 67

Zasilanie do twojego projektu, część 5. Sterowniki impulsowe 70

Zasilacz-ładowarka superkondensatora, część 2 76

DIY dla wszystkich:

Niestandardowy odbiornik GPS wykorzystujący ESP32 81

Mówiący budzik LED wykorzystujący moduł LED TM1637 84

Automatyzacja domu przy użyciu Apple HomeKit i ESP8266 86

DIY PLUS

Sterownik silnika prądu stałego

z wykorzystaniem przekaźnika i mosfetu – interfejs Arduino 91

Przedwzmacniacz do mikrofonu mems 91

Rubryki stałe:

Prenumerata 3

Od wydawcy 5

Poczta 6

eprasa.pl b8c17d8a95

A za miesiąc we wrześniowym EdW



- **Kolumny głośnikowe Senator**
  Projekt kolumn głośnikowych to prawdziwa gratka. Podstawą kolumny jest 10-calowy głośnik niskotonowy Celestion o efektywności 96 dB/1 W/1 m i mocy znamionowej 250 W. Pasmo przenoszenia od 60 Hz do 20 kHz jest prawie płaskie. Poważną zaletą Senatora jest wyrównana krzywa impedancji w całym obszarze słyszalnych dźwięków od 20 Hz do 20 kHz, nigdzie nie występuje spadek impedancji poniżej 8 Ω.
- **Champion Preamp, czyli Mistrzowski Przedwzmacniacz**
  Ten prosty układ może być przedwzmacniaczem o wielu zastosowaniach. Może pracować jako przedwzmacniacz stereofoniczny, bądź o niezależnych dwu kanałach, z których jeden może współpracować z mikrofonem, a drugi np. jako wstępny wzmacniacz gitary elektrycznej. Jeden kanał może pracować ze stałym wzmocnieniem, a wzmocnienie drugiego można regulować potencjometrem.
- **Zegar analogowy synchronizowany sygnałem GPS**
  Ten projekt powstał w Australii. Wprawdzie w Europie synchronizujemy zegary sygnałem DCF77 z zegara atomowego, nadawanym przez nadajnik w Mainflingen, ale zbudowanie zegara synchroniozowanego sygnałem GPS to zadanie ciekawe dla wielu pasjonatów elektroniki.
- **Plus zwykła porcja intrygujących projektów DIY.**
- **Plus wiele artykułów w Twoich ulubionych cyklach Tutoriali.**

W kioskach od 28 sierpnia

Naładowani

Projekt miesiąca – Monitor Fal Mózgowych – wprowadza nas w fascynujący świat zjawisk elektrycznych w organizmie człowieka. Człowiek to urządzenie działające na prąd. Mózg, czyli nasz komputer osobisty, generuje sygnały elektryczne, które potrafimy nie tylko rejestrować, ale też identyfikować z prawidłowym lub patologicznym działaniem poszczególnych obszarów mózgu. Zajmuje się tym Elektroencefalografia (**EEG**).

Serce to silnik pracujący w rytm synchronizujących sygnałów elektrycznych, których rejestracją i interpretacją zajmuje się Elektrokardiografia (**EKG**).

Pracą wszelkich mięśni sterują sygnały elektryczne, których rejestracją i interpretacją zajmuje się Elektromiografia (**EMG**).

Najbardziej rozpowszechnione są badania EKG, najłatwiejsze pod względem rejestracji i interpretacji. Sygnał EKG na powierzchni skóry ma solidną amplitudę, rzędu 1 do 5 mV. Sygnał EEG na skórze głowy jest około 1000 razy mniejszy, mimo że w mózgu osiąga amplitudę do 100 mV. Rejestracja sygnału o amplitudzie kilku do kilkudziesięciu mikrowoltów, występującego razem z zakłóceniami niemal milion razy większymi, to duże wyzwanie dla elektronika konstruującego aparaturę EEG. Skąd te zakłócenia? Z oplatającej nas wszędzie instalacji elektrycznej 50 Hz. Wystarczy dotknąć palcem sondę wejściową oscyloskopu, żeby zaobserwować na ekranie zniekształcony przebieg 50 Hz o amplitudzie kilku woltów. Jak wzmocnić mikrowoltowy sygnał z mózgu i odpowiednio osłabić sygnał zakłóceń sieciowych – dowiesz się z artykułu Monitor Fal Mózgowych, uzupełnionego (w dziale Tutoriale) artykułem o podstawach teoretycznych EEG. Jeśli zdecydujesz się samodzielnie wykonać ten projekt, czeka Cię fascynująca przygoda.

Mam tylko jedną prośbę. Nie daj się zabić podczas prób. W momencie, gdy czubek Twojej głowy będzie solidnie „umasiony", każdy kontakt z siecią 230 V może zadziałać jak krzesło elektryczne. W Twoim otoczeniu podczas prób nie może być żadnego sprzętu zasilanego z sieci, żadnego przedłużacza, itp. **Potraktuj serio te uwagi**.

Można się oczywiście zastanawiać, po co robić domowe urządzenie do EEG. Przecież laikowi nic nie powiedzą zarejestrowane przebiegi. Ich interpretacji może się podjąć tylko doświadczony lekarz specjalista, który oczywiście nie zechce opierać swojej diagnozy na Twoich autorskich zapisach. Więc po co robić urządzenie do EEG?

Główny powód to chęć zmierzenia się z bardzo ciekawym zadaniem dla elektronika, a reszta to zabawa – też cel nie do pogardzenia. W Internecie można znaleźć oferty oprogramowania kompatybilnego z aparatami EEG. Programy te ułatwiają nabranie doświadczenia nie tyle w diagnozowaniu mózgu, ile w eksperymentowaniu nad kontrolą stanu własnego mózgu, w szczególności we wprowadzaniu się w stan relaksu. Poprzez takie eksperymenty można się nauczyć rozpoznawać fale mózgowe towarzyszące stresowi i rozróżniać zmianę tych przebiegów, gdy stres ulega redukcji. Istnieją doniesienia o pozytywnych efektach takich ćwiczeń u osób znerwicowanych, zmagających się ze stresem lub mających problemy ze snem. Niekoniecznie trzeba wierzyć wszystkim doniesieniom internetowym, ale może warto podjąć własne próby zastosowania Monitora Fal Mózgowych do ćwiczeń nad poprawą samopoczucia.

Nam, elektronikom, nie trzeba tłumaczyć, że prąd płynie dopóty, dopóki działa zasilanie. W naszym organizmie źródłami prądu są komórki, w których energia biologiczna zamienia się w elektryczną. To bardzo skomplikowany proces akumulacji jonów i ich dyfuzji przez membranę, którą stanowi błona komórkowa. Trochę to przypomina złącze p-n, ale zamiast elektronów i dziur mamy jony sodu, potasu i chloru. Nie wnikając w szczegóły, jednego można być pewnym – warto dbać o zdrowy przebieg procesów metabolizmu, aby te elementarne bateryjki były zawsze naładowane.

Zapewne wypoczynek wakacyjny dobrze temu służy. Korzystajmy z lata, zadbajmy o nasze organizmy, żebyśmy byli dobrze NAŁADOWANI.

Wiesław Marciniak

eprasa.pl b8c17d8a95

Poczta

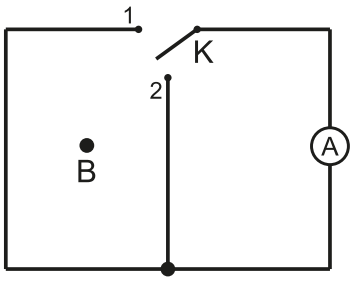
W rubryce „Poczta” zamieszczamy listy (lub ich skróty) od Czytelników. Szczególnie chętnie publikujemy komentarze do artykułów w bieżących wydaniach EdW oraz propozycje zadań, paradoksów, łamigłówek, quizów, itp. Każdy list opublikowany w EdW nagradzamy bezpłatną próbną prenumeratą kolejnych trzech e-wydań dowolnie wybranego czasopisma (w tym EdW) z oferty www.ulubiony-kiosk.pl. Jeśli Twój list został opublikowany w rubryce Poczta EdW, napisz na adres prenumerata@avt.pl, podaj swój adres wysyłkowy e-mail oraz tytuł wybranego czasopisma w e-prenumeracie.

Paradoks Faradaya

Zgodnie z prawem Faradaya w obwodzie zamkniętym indukuje się siła elektromotoryczna (SEM) pod wpływem zmian strumienia indukcji pola magnetycznego przechodzącego przez powierzchnię rozpiętą na tym obwodzie.

$$\mathrm{SEM} = -\frac{\mathrm{d}\Phi_B}{\mathrm{dt}}$$

Już Faraday i po nim wielu innych uczonych głowili się nad wyjaśnieniem wyników niektórych eksperymentów, rzekomo sprzecznych z prawem Faradaya. Eksperyment ze stałym magnesem cylindrycznym, w którego polu magnetycznym znajduje się współosiowo zorientowana tarcza z przewodnikiem na jej obwodzie, dał zaskakujące rezultaty. W przypadku tarczy wirującej względem nieruchomego magnesu w przewodniku indukuje się SEM. Natomiast wirujący magnes przy nieruchomej tarczy nie indukuje SEM. Intuicyjnie nie powinno być różnicy w obu tych eksperymentach, wszak ruch jest pojęciem względnym. Inny klasyczny paradoks Faradaya ilustruje doświadczenie z poniższym obwodem:



Mamy dwie pętle – w lewej jest strumień stałego pola magnetycznego o indukcji B, a w prawej nie ma pola magnetycznego. Gdy klucz K jest w pozycji 2, to wskaźnik prądu A jest włączony w zamkniętym prawym obwodzie i pokazuje zero. Po przełączeniu klucza K w pozycję 1 wewnątrz obwodu ze wskaźnikiem A pojawi się strumień magnetyczny B. Ponieważ nastąpiła zmiana strumienia magnetycznego w obwodzie zamkniętym, to zgodnie z prawem Faradaya powinna się zaindukować SEM. A jednak miernik A nadal pokazuje zero.

Kluczem do wyjaśnienia tych paradoksów jest prawo zachowania energii. Gdybyśmy mogli w omawianym obwodzie uzyskać prąd, to uzyskalibyśmy perpetuum mobile.

Stanisław M.

Tramwaje, lokomotywy, trolejbusy...

Dzień dobry,

może dobrym pomysłem byłoby zamieszczenie artykułu „elektroenergetycznego” – ściślej: tramwaje, lokomotywy, trolejbusy – silniki, przekładnie, moc, zasilanie dużej mocy prądem zmiennym i stałym, zalety i wady jednego i drugiego, pantografy, lokomotywy spalinowe z przekładnią elektryczną itp. Kiedyś w „Elektroniku” napisano coś o tym ale bardziej pod kątem ekonomii i handlu, jednak artykuł uświadomił mi istnienie problemów w zakresie dużych mocy (transmisji, sterowania itp.) o jakich wcześniej nie miałem pojęcia. Nie jest to temat często poruszany w czasopismach.

Wiesław Truszkiewicz

Induction Motor

Bardzo dziękuję za rozpoczęcie cyklu o silnikach indukcyjnych. Chciałem po 10 latach zaprzestać kupować miesięcznik.., ale to mnie rozbroiło i żałuję, bo prawie bym przeoczył tak ciekawy materiał.

Pozdrawiam

Maciej

Problemy z DVB-T2

Dzień dobry,

Ostatnio jest trochę zamieszania z uwagi na zmianę standardu nadawania telewizji naziemnej na DVB-T2. Ponieważ w rodzinie też pojawił się problem z odbiorem TVN, POLSAT itp. przeglądam rozwiązania w necie. Mimo, że zachęca się do unikania stosowania wzmacniaczy/przedwzmacniaczy antenowych chciałem się podpytać, czy w redakcji lub wśród doświadczonych czytelników nie znalazłby się chętny do omówienia tematu.

W sieci znalazłem schematy oparte na tranzystorach niskoszumowych i zasilanych na 12 V. Aktualnie dla starszych odbiorników TV proponowane są tunery DVBT2, które w większości mają funkcje włączenia zasilania do anteny, ale jak sądzę podają napięcie 5 V. Czy można przedstawić „nowocześniejszy”, oparty np. na wzmacniaczu operacyjnym schemat przykładowego wzmacniacza antenowego UHF/VHF do celów dydaktycznych zasilany napięciem 5 V?

Oczywiście na rynku jest mnóstwo tanich wzmacniaczy antenowych i próba samodzielnego zbudowania takiego urządzenia bez dobrego sprzętu pomiarowego raczej skończy się niepowodzeniem, jednak może warto ten temat odświeżyć?

Pozdrawiam

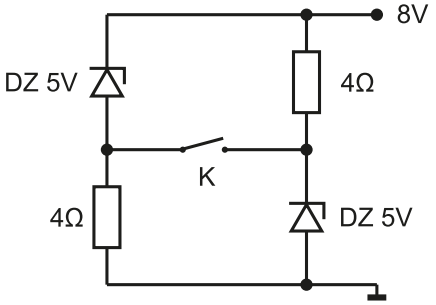
Jarosław Kapłański

Paradoks Braessa

Zachęcony do zgłaszania paradoksów chciałbym przedstawić paradoks Braessa, znany z analizy komunikacji drogowej i mający też odpowiednik w obwodach elektrycznych. W komunikacji drogowej występuje paradoksalne zjawisko pogorszenia czasu przejazdu od punktu A do punktu B, gdy w sieci drogowej łączącej te dwa punkty zostanie oddana do użytku dodatkowa droga, łącząca dwa węzły tej sieci. Oto przykłady:

1. *Niemcy, Stuttgart. W 1969 roku oddanie do użytku nowej drogi pogorszyło sytuację komunikacyjną. Drogę zamknięto i czas przejazdu się zmniejszył.*
2. *USA, Nowy Jork. Gdy w 1990 r. na święto Dnia Ziemi zamknięto ulicę 42-gą, czas przejazdu się skrócił.*
3. *Korea, Seul. Po wyłączeniu z ruchu 6-pasmowej drogi, na której wiecznie były korki, przejezdność przez miasto poprawiła się.*

Odpowiednik paradoksu Braessa w obwodach elektrycznych można zademonstrować na poniższym obwodzie

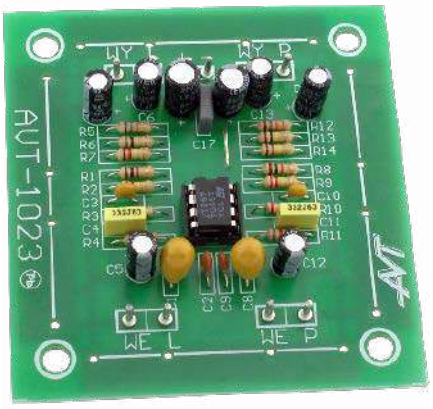


Gdy klucz jest rozwarty z baterii zasilającej 8 V płynie prąd 1,5 A. Jest to suma prądów 0,75 A płynących w każdej gałęzi z diodą Zenera 5 V. Po zamknięciu klucza K pobór prądu z baterii spadnie do 1 A, gdyż diody Zenera, spolaryzowane napięciem 4 V, nie będą przewodzić. Zatem zwarcie dwóch węzłów obwodu zwiększyło oporność całkowitą tego obwodu. Oczywistą przyczyną tego zjawiska jest nieliniowość charakterystyk prądowo-napięciowych diod Zenera.

Jarosław K.

eprasa.pl b8c17d8a95

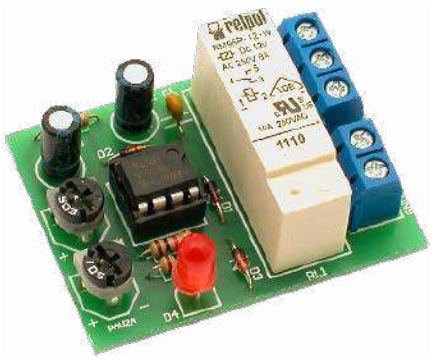
Najpopularniejsze kity AVT



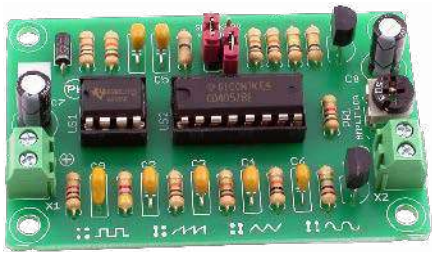
AVT1023 Przedwzmacniacz gramofonowy o charakterystyce RIAA
https://sklep.avt.pl/avt1023.html



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



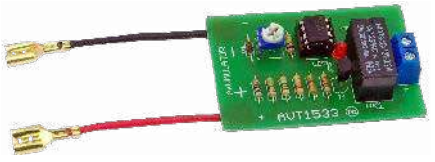
AVT1459 Uniwersalny układ czasowy
https://sklep.avt.pl/avt1459.html



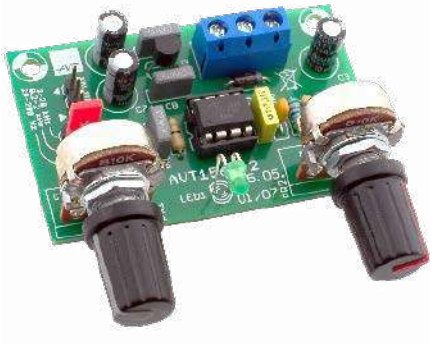
AVT1327 Mini generator funkcyjny
https://sklep.avt.pl/avt1327.html



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



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



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



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



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



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

DRODZY CZYTELNICY!

Chętnie podejmiemy współpracę z Czytelnikami, którzy chcieliby zamieszczać na naszym kanale You Tube „Kity AVT" filmy prezentujące kity AVT – ich montaż i uzyskane efekty. Współpracującym influencerom dostarczamy bezpłatnie kity i płacimy wynagrodzenie skorelowane z ruchem i przychodami generowanymi w sklepie avt przez link afiliacyjny influencera. Szczegóły przekażemy osobom, które zgłoszą swoje zainteresowanie podjęciem tej współpracy na adres edw@elportal.pl.

Redakcja EdW

eprasa.pl b8c17d8a95

Uwaga: **Ze względów bezpieczeństwa oraz braku separacji galwanicznej w układzie, opisywany monitor może współpracować WYŁĄCZNIE z komputerami typu laptop lub notebook zasilanymi z własnego akumulatora PRZY ODŁĄCZONYM ZASILACZU SIECIOWYM (zasilacze nie zapewniają pewnej izolacji elektrycznej, zgodnej z wymaganiami norm dotyczących urządzeń podłączanych bezpośrednio do ciała ludzkiego, w tym urządzeń medycznych lub paramedycznych). Z urządzenia nie powinny korzystać dzieci bez nadzoru oraz osoby, u których stwierdzono choroby neurologiczne, np. padaczkę.**



Szablony do produkcji PCB i gotowe płytki PCB dostępne są na stronie: https://bit.ly/3aMjkzf

Materiały dodatkowe są również dostępne na stronie edw.elportal.pl: https://bit.ly/3ze4kn5

Monitor Fal Mózgowych

Używając skomplikowanego elektroencefalografu czy też monitora EEG, możesz podejrzeć bardzo słabe sygnały generowane przez mózg. Urządzenie opisane w niniejszym artykule potrafi wykonać to samo ale mniejszym kosztem niż urządzenia profesjonalne. Możesz nie tylko oglądać swoje (lub innej osoby) fale mózgowe na ekranie monitora ale także je zapisać i wydrukować w dowolnym czasie. Opisane urządzenie wykonane jest w oparciu o moduł Arduino Nano. Z komputerem łączymy je standardowym kablem USB.

Jest wiele sytuacji i powodów, dla których użyteczne jest monitorowanie fal mózgowych. Proste oglądanie fal generowanych przez twój mózg może być pomocne w osiągnięciu lepszego samopoczucia tj. odprężenia psychicznego. Takie sprzężenie zwrotne wymaga jednak treningu. Niewiele osób potrafi to osiągnąć od samego początku eksperymentów z EEG. Obraz fal generowanych przez mózg niesie także cenne informacje dla specjalistycznych klinik, szczególnie w przypadku pewnych schorzeń neurologicznych czy przy analizie faz snu, a także problemów z nim związanych, np. bezdechem sennym. Dysponując prywatnym urządzeniem tego typu, będziesz mógł go wykorzystać także w mniej poważnych przypadkach.

Fale mózgowe monitorowane są z użyciem wielu elektrod umieszczonych na skórze czaszki. W warunkach amatorskich mogą to być tanie i łatwo dostępne w handlu elektrody do EEG, a nawet do EKG, ale przewody łączące je z układem monitora muszą być jednak dobrej jakości ze względu na bardzo słabe (rzędu dziesiątek mikrowoltów) sygnały wychwytywane przez te elektrody. Z kolei „Brainwave Monitor" połączony jest z komputerem standardowym kablem do transmisji szeregowej USB.

Projekt opisany w bieżącym artykule jest częściowo podobny do układu elektrokardiografu. Taki projekt publikowaliśmy w Silicon Chip, w numerze z października 2015

eprasa.pl b8c17d8a95

roku. Dostępny jest on pod adresem www.siliconchip.com.au/Article/9135.

Tamten projekt był monitorem jednokanałowym i potrzebował tylko dwu elektrod do monitorowania pracy serca. Opisywany tu monitor aktywności mózgu jest trójkanałowy i przez to potrzebuje odpowiednio więcej elektrod. Bardzo słabe sygnały odebrane przez elektrody doprowadzone są do trzech torów kondycjonowania sygnału. Oprócz wzmocnienia bardzo słabych napięć z elektrod, ich istotną funkcją jest filtracja sygnału w dziedzinie częstotliwości. Dalej, sygnały doprowadzone są do taniego modułu Arduino Nano, który swoim przetwornikiem A/C przetwarza je na postać cyfrową (10-bitowe próbki) oraz przesyła je do komputera PC. Dalsza obróbka następuje w komputerze PC, gdzie możliwe jest nie tylko wyświetlenie przebiegów na monitorze ale także ich dalsza analiza.

W każdym torze pomiarowym znajduje się filtr dolnoprzepustowy trzeciego rzędu, wykonujący dwie funkcje: ograniczenie pasma częstotliwości sygnału przed próbkowaniem oraz redukcję wrażliwości układu na zakłócenia 50 Hz od okolicznych urządzeń i instalacji sieciowych.

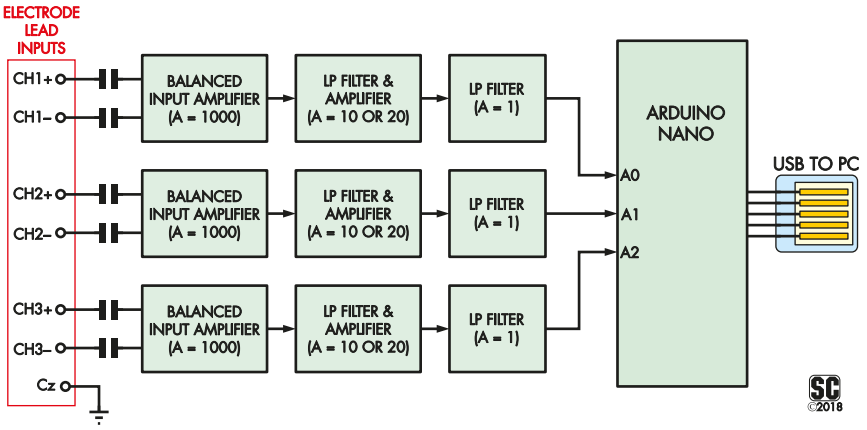
Opisywany tu projekt monitora fal mózgowych zadowala się niewielką mocą zasilania i zasilany jest z komputera PC przez kabel USB, dzięki czemu nie jest wymagany zewnętrzny zasilacz. Pobór prądu jest mniejszy niż 45 mA (przy 5 V).

Oprogramowanie sterujące urządzeniem zawarte jest w aplikacji okienkowej napisanej w języku Visual C++ dla środowiska Windows.

Jak to działa?

Mikroprocesor w module Arduino Nano realizuje dwie funkcje. Pierwszą jest konwersja sygnału analogowego na postać cyfrową (ADC Analog to Digital Converter) dla wymaganej tu ilości kanałów. Drugą funkcją jest obsługa interfejsu USB do współpracy z komputerem PC. Choć analogowa część urządzenia wydaje się skromniejsza, to na niej spoczywa główna funkcjonalność decydująca o sukcesie lub porażce przedsięwzięcia, które ma wykonać monitor fal mózgowych. Oprogramowanie załadowane do Arduino wykonuje próbkowanie wejściowych sygnałów analogowych opracowanych analogową częścią (front-end) urządzenia i przesyłanie ich, jako zdigitalizowanych wartości, do komputera PC za pośrednictwem interfejsu USB.

Przetwarzanie analogowo-cyfrowe nie musi być szybkie, gdyż częstotliwości fal mózgowych nie są wysokie, a wręcz bardzo niskie jak na możliwości współczesnych przetworników. Istotnym problemem jest bardzo mała amplituda sygnałów odbieranych przez elektrody.



Rysunek 1. Uproszczony schemat blokowy naszego monitora aktywności mózgu; pokazano trzy stopnie wzmacniaczy analogowej obróbki słabych sygnałów EEG; stopnie te przygotowują użyteczne sygnały dla przetwornika analogowo-cyfrowego znajdującego się w module Arduino Nano.

Sygnały te, nawet przy dobrym kontakcie elektrod ze skórą, giną w powodzi zakłóceń zwykle obecnych, gdy urządzenie używamy w warunkach domowych. Warto w tym miejscu nadmienić, że profesjonalne elektroencefalografy EEG w szpitalach lub poradniach diagnostycznych, umieszczane są w bardzo dobrze ekranowanych pomieszczeniach (pod tynkiem umieszczone są uziemione siatki przewodzące tworzące klatkę Faraday'a). Taki zabieg nie jest oczywiście możliwy do realizacji w warunkach domowych. Wymóg budowy takiego ekranu przekreślałby sens i użyteczność opisywanego monitora. Niemniej jednak, otoczenie, w którym będziemy używać monitora , ma istotny wpływ na „czystość" zarejestrowanych przebiegów.

Na rysunku 1 pokazano schemat blokowy zawierający trzy wzmacniacze różnicowe o dużym wzmocnieniu oraz filtry dolnoprzepustowe. Wykonują on wstępną obróbkę sygnałów EEG przygotowując je do przetworzenia na postać cyfrową. Rejestracja tych sygnałów jest sporym wyzwaniem, gdyż poziomy napięcia na powierzchni skóry czaszki są rzędu od 10 µV do 100 µV (wartości międzyszczytowe), w zależności od punktu umieszczenia elektrod na głowie i rezystancji styku elektroda-skóra, która z kolei jest zależna od rodzaju elektrody (sucha, wilgotna) czy siły jej docisku (owłosienie skóry w miejscu przyłożenia elektrody z pewnością nie jest czynnikiem korzystnym dla pomiaru). Można by dodać, że nienachalnie owłosieni mają tu pewną „przewagę" przy pomiarach. Nikłość sygnału EEG narzuca wymóg dużego wzmocnienia i chociaż układowo, nie jest on trudny do realizacji, to największym problemem są zakłócenia o częstotliwości 50 Hz (lub 60 Hz zależnie od miejsca na Świecie) pochodzące od sieci energetycznej. Brum o tej częstotliwości zbierany jest przez całe ciało człowieka jak przez selektywną antenę. Źródłem zakłóceń są pola elektromagnetyczne generowane przez przewody energetyczne oraz słabo ekranowane i/lub źle uziemione urządzenia w naszych mieszkaniach lub biurach. W praktyce ten sygnał zakłócający ma znacznie wyższy poziom niż sygnał mierzony (szacuje się, że nawet 10000 do 1, a nawet więcej), a więc sygnał użyteczny jest zupełnie zagrzebany w szumie.

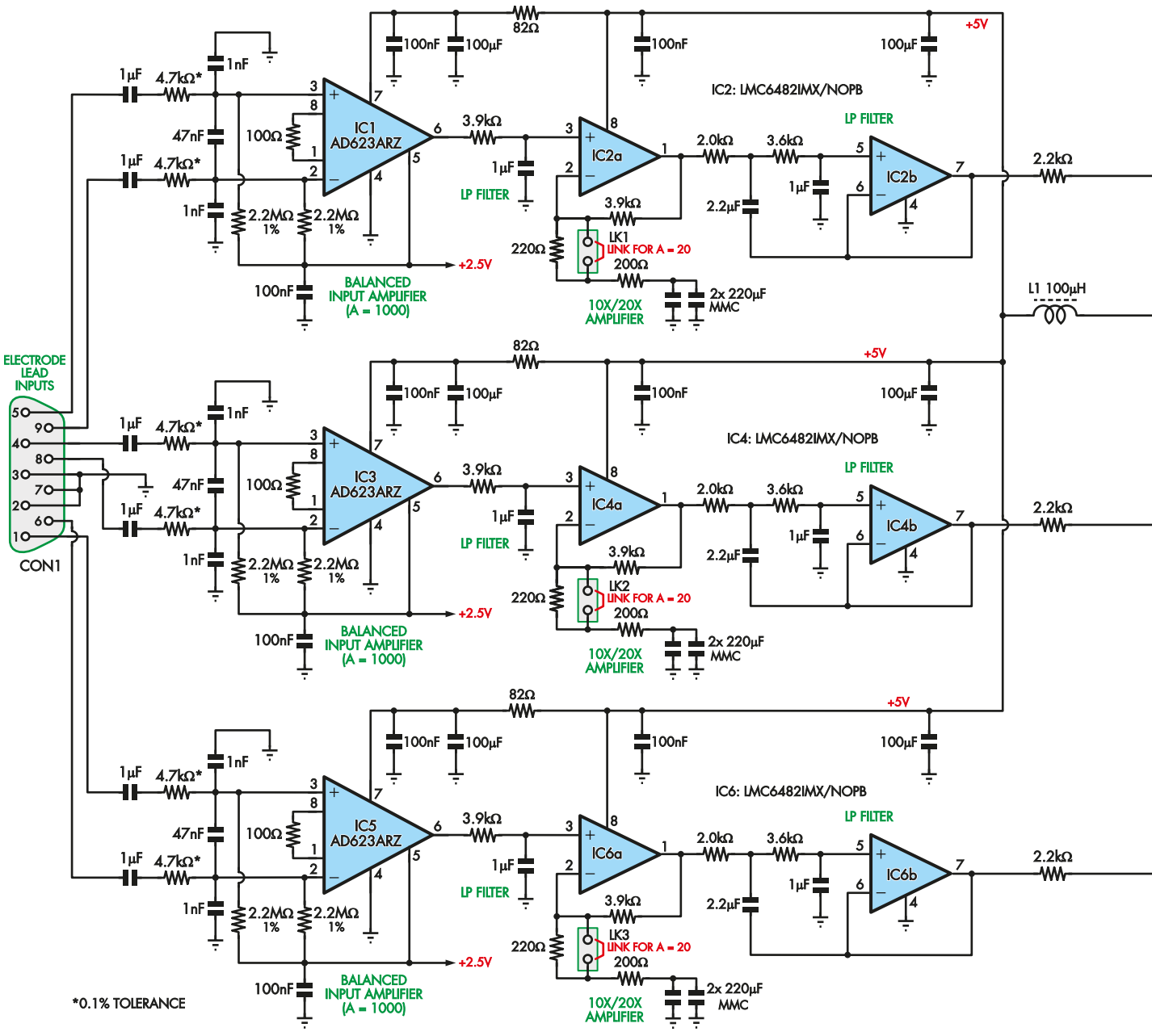
Sytuację ratuje fakt, iż przydźwięk 50 Hz jest praktycznie jednakowy w obrębie całego ciała człowieka. To sygnał wspólny, podczas gdy sygnał EEG jest sygnałem różnicowym. Do każdego kanału przydzielona jest więc para elektrod. Wykorzystując precyzyjnie zrównoważony wzmacniacz różnicowy (w stopniu wejściowym każdego kanału EEG) można wydobyć użyteczny sygnał z szumu. Dla uzyskania najlepszego efektu konieczne jest małe wzmocnienie sygnału wspólnego i duże różnicowego czyli pełna symetria wejścia każdego toru. Istotny jest także dobry i jednakowy kontakt elektrod ze skórą w każdej parze. Pogorszenie kontaktu jednej z elektrod da natychmiastowy efekt rozsymetryzowania wejścia i redukcji tłumienia sygnału wspólnego.

Kolejnym sposobem walki z zakłóceniami jest zastosowanie dodatkowej elektrody uziemiającej. Powinna być ona umieszczona w centralnym punkcie głowy, symetrycznie względem

Urządzenienie jest przeznaczone dla diagnostyki medycznej

Poprawna interpretacja przebiegów EEG jest sprawą złożoną. Wymaga nie tylko wiedzy medycznej, ale także wielu lat doświadczenia w tym zakresie. Opisany w bieżącym artykule monitor fal mózgowych jest jednak pouczającym urządzeniem dydaktycznym. Jeśli masz jakiekolwiek wątpliwości w zakresie zdrowia mózgu, należy zasięgnąć specjalistycznych konsultacji profesjonalistów neurologów.

eprasa.pl b8c17d8a95



BRAINWAVE MONITOR
ARDUINO NANO BASED

Rysunek 2. Schemat urządzenia składa się z dwu części; na tej stronie pokazano część analogową monitora...

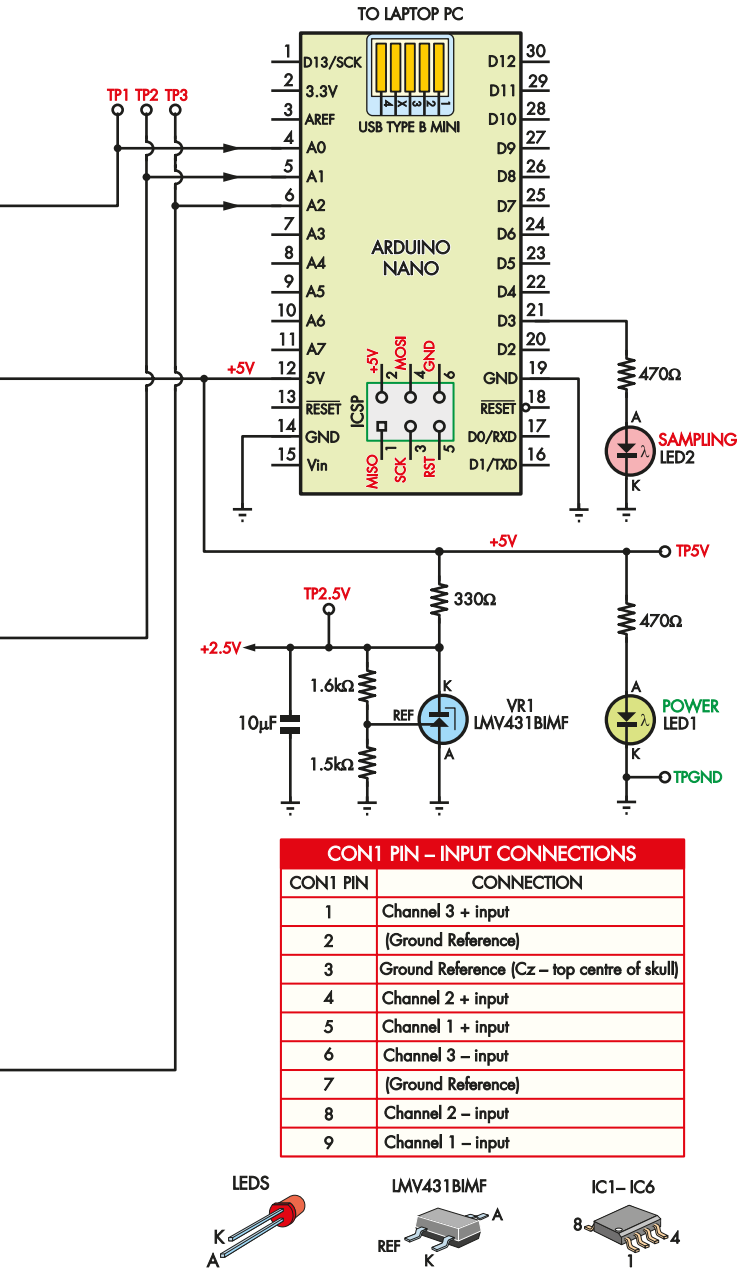
elektrod sygnałowych. Ta kwestia jest wyjaśniona w artykule wprowadzającym do elektroencefalografii na stronie 54.

Trzecim i ostatnim zabiegiem mającym na celu wytłumienie zakłóceń, jest filtracja w dziedzinie częstotliwości. Kolejne stopnie analogowej części naszego monitora, to filtry dolnoprzepustowe dające sumarycznie duże nachylenie charakterystyki powyżej częstotliwości 30 Hz. Szczegóły w ujęciu schematu blokowego pokazuje rysunek 1. Poprawnie zaprojektowany tor analogowy powinien dać efekt czystego, silnie wzmocnionego sygnału EEG z nieznaczną zawartością sygnałów zakłócających.

Pełny schemat monitora fal mózgowych pokazuje rysunek 2. Dla podłączenia elektrod, na płycie monitora zastosowano złącze typu DB9F oznaczone na schemacie jako CON1. Sześć sygnałów (trzy pary różnicowe) doprowadzone jest do wejść wzmacniaczy pomiarowych IC1, IC3 i IC5 przez dwójniki RC (para kondensator 1 µF i rezystor 4,7 kΩ). Szczególnej uwagi warte jest to, iż rezystory te mają tolerancję 0,1%. To obrazuje wymóg dużej symetrii w stopniach różnicowych każdego kanału. Wszystko celem skutecznego usunięcia sygnału wspólnego, czego konieczność wyjaśniono już wcześniej. Układy IC1, IC3, IC5, to wzmacniacze pomiarowe AD623ARZ firmy Analog Devices. Oprócz dużego wzmocnienia sygnału różnicowego, cechuje je szczególnie duże tłumienie sygnału wspólnego (CMRR Common Mode Rejection Ratio). Wypadkowe wzmocnienie sygnału różnicowego jest tu ustawiane rezystorem podłączonym pomiędzy wyprowadzeniami 1 i 8 każdego wzmacniacza. Zastosowane rezystory o wartości 100 Ω ustawiają wzmocnienie = 1000 (a dokładniej 1001), czyli 60 dB.

Zakres napięciowy przetwornika analogowo-cyfrowego w module Arduino, to 0 V do +5 V. Aby wykorzystać go w pełni i równocześnie nie dopuścić do zniekształceń na wyjściu wzmacniaczy operacyjnych,

eprasa.pl b8c17d8a95



CON1 PIN – INPUT CONNECTIONS	
CON1 PIN	CONNECTION
1	Channel 3 + input
2	(Ground Reference)
3	Ground Reference (Cz – top centre of skull)
4	Channel 2 + input
5	Channel 1 + input
6	Channel 3 – input
7	(Ground Reference)
8	Channel 2 – input
9	Channel 1 – input

...podczas gdy na tej stronie mamy część cyfrową z Arduino Nano, które dokonuje przetwarzania A/C i przesyła próbki do komputera PC.

Spis elementów

Elementy różne:
– płytka PCB o wymiarach 109,5 × 83,5 mm, kod handlowy 25108181 – 1 szt.
– obudowa aluminiowa: o wymiarach 119 × 93,5 × 34 mm, np. EBMiA G0473 – 1 szt.
– moduł Arduino Nano lub odpowiednik – 1 szt.
– kabel USB ze złączami: typu A i mini B – 1 szt.
– złącze kątowe DB9F/DE9 montowane do płyty PCB(CON1) – 1 szt.
– cewka 100 µH 1,6 A SMD (L1) [np. Murata 48101SC] – 1 szt.
– dwustykowe złącze typu SIL ze zworkami (LK1–LK3) – 3 szt.
– opcjonalnie: dodatkowe kołki pomiarowe na płytkę PCB – 7 szt.
– metalowe tuleje dystansowe h=10 mm z gwintem M3 – 4 szt.
– śruby M3 × 6 mm – 8 szt.
– gumowe lub plastykowe nóżki samoprzylepne – 4 szt.

Elementy składowe sond:
– elektrody EEG (opisane w artykule) – 7 szt.
– klipsy–krokodylki izolowane o rozmiarze 26 mm – 7 szt. (3 czerwone i 4 czarne)
– złącze męskie typu DB9M z osłoną – 1 szt.
– ekranowany kabel audio stereo – 3,6 m
– koszulka termokurczliwa o średnicy 4 mm – 15 cm

Półprzewodniki:
– AD623ARZ – wzmacniacze pomiarowe SOIC–8 (IC1, IC3, IC5) – 3 szt.
– LMC6482IMx – podwójne wzmacniacze operacyjne, obudowa SOIC–8 (IC2, IC4, IC6) – 3 szt.
– LMV431BIMF – precyzyjne źródło referencyjne, SOT–23 (REF1) – 1 szt.
– zielona dioda LED, o średnicy 3 mm (LED1) – 1 szt.
– czerwona dioda LED, o średnicy 3 mm (LED2) – 1 szt.

Kondensatory: (ceramiczne SMD ; jeśli nie zaznaczono inaczej)
– 220 µF/6,3 V dielektryk x5R, rozmiar SMD 1210 – 6 szt.
– 100 µF/6,3 V dielektryk x5R, rozmiar SMD 1206 – 6 szt.
– 10 µF/25 V dielektryk x5R, rozmiar SMD 1210 – 1 szt.
– 2,2 µF/25 V dielektryk x5R, rozmiar SMD 1206 – 3 szt.
– 1 µF/100 V 5% MKT (przewlekany) – 6 szt.
– 1 µF/16 V dielektryk x7R, rozmiar SMD 1206 – 6 szt.
– 100 nF/16 V dielektryk x7R, rozmiar SMD 1206 – 9 szt.
– 47 nF/50 V dielektryk x7R, rozmiar SMD 1206 – 3 szt.
– 1 nF/50 V dielektryk COG, rozmiar SMD 1206 – 6 szt.

Rezystory: (wszystkie 0.125W, 1%, SMD rozmiar 1206)
wartości najbliższe z szeregu E96
2,2 MΩ – 6 szt.
20 kΩ – 2 szt.
11 kΩ – 1 szt.
10 kΩ – 9 szt.
3,9 kΩ – 6 szt.
3,6 kΩ – 3 szt.
2,7 kΩ – 1 szt.
2,2 kΩ – 3 szt.
2,0 kΩ – 3 szt.
1,6 kΩ – 1 szt.
1,5 kΩ – 1 szt.
470 Ω – 2 szt.
330 Ω – 1 szt.
220 Ω – 3 szt.
200 Ω – 3 szt.
100 Ω – 3 szt.
82 Ω – 3 szt
4,70 kΩ – 0,1% – 6 szt.

sygnał użyteczny zostaje nałożony na składową stałą wynoszącą 2,5 V (wszystkie WO zasilane są napięciem +5 V). Wzmacniacze pomiarowe AD623ARZ posiadają dedykowane do tego celu, wejście na nóżce 5 układu. Do wejść tych doprowadzono napięcie +2,5 V ze specjalnie utworzonego niskoimpedancyjnego źródła. Efektem tego jest, że przy braku sygnału wejściowego na wyjściu wzmacniacza (nóżka 6) panuje napięcie 2,5 V. Owo niskoimpedancyjne źródło napięciowe wykonano w oparciu o popularny stabilizator bocznikowy typu „431" ale w wersji LMV o napięciu referencyjnym wynoszącym 1,25 V (1,24 V). Wersja B tego stabilizatora zapewnia stabilizację z dokładnością ±0,5%. . Napięcie na katodzie stabilizatora wyznaczają dodatkowe rezystory 1,6 kΩ i 1,5 kΩ, które tworzą dzielnik napięcia wyjściowego stabilizatora. Napięcie z dzielnika jest porównywane z wewnętrznym wzorcem napięcia o wartości 1.24 V.

Uref = 1.24 V * (1,6 kΩ/1,5 kΩ +1) = 2.56 V (napięcie to może się nieznacznie różnić od podanej wartości ze względu na tolerancje rezystorów oraz odchyłki napięcia 1,24 V od wartości nominalnej).

Jednoprocentowe rezystory 2,2 MΩ polaryzujące wejścia układów IC1-IC3 podłączone są do tego samego źródła 2,5 V, co zapewnia identyczną polaryzację wszystkich wejść wzmacniaczy pomiarowych. Ponieważ wzmacniacze wejściowe mają bardzo duże wzmocnienie, musimy zapobiec wzmacnianiu przez nie pasożytniczych sygnałów o częstotliwościach radiowych wnikających przez elektrody czy też ciało osoby badanej. W celu filtracji tych zakłóceń zastosowano kondensatory 1 nF między każdym wejściem WO i masą, a także o pojemności 47 nF podłączone między każdą parą wejść różnicowych. Pojemności te, wraz ze wspomnianymi wyżej rezystorami 4,7 kΩ tworzą symetryczne filtry dolnoprzepustowe. Wymienione tu wartości elementów wnoszą 3-decybelowy punkt

eprasa.pl b8c17d8a95

Moduł Arduino Nano

Jak wyjaśniono w tekście omawiającym schemat, moduł Arduino Nano jest sercem (a należałoby raaczej powiedzieć – mózgiem) naszego Monitora Fal Mózgowych. Wersja „Nano" jest zminiaturyzowanym odpowiednikiem oryginalnego Arduino Uno. Moduł Nano ma wymiary: 43 na 17,5mm i jest to ok. ¼ powierzchni wersji standardowej. Większość połączeń modułu ze światem zewnętrznym realizowana jest z użyciem dwóch piętnastostykowych złączy typu SIL, ulokowanych równolegle w odległości 15mm od siebie.

Podobnie jak oryginalne Arduino Uno, moduł ten wykorzystuje mikrokontroler Atmega328P f-my Atmel, tyle że w trzydziestodwukońcówkowej obudowie SMD Zamiast zastosowania drugiego mikrokontrolera typu ATmega16U2, funkcję komunikacji USB obsługuje w nim specjalizowany układ scalony FT232RL (lub CH340G). Oprócz mikrokontrolera 328P na module Arduino Nano nie ma wielu dodatkowych elementów. Jest stabilizator liniowy LDO (typu Low Dropout) typu AMS1117 w wersji o napięciu 5 V, rezonator kwarcowy 16 MHz oraz miniaturowy przycisk RESET.

Moduł zasilany jest ze złącza USB komputera . Na module zastosowano złącze typu mini B. Wszystkie wersje Arduino wyposażone są w dodatkowe sześciostykowe złącze DIL do programowania mikrokontrolera w układzie (ICSP – In Circuit Serial Programming). Użycie tego złącza jest opcjonalne, gdyż system zapewnia możliwość programowania także przez port USB.

Praca monitora fal mózgowych narzuca dość prostą sekwencję „zdarzeń". Za każdym razem, gdy oprogramowanie główne chce odczytać zestaw próbek z trzech kanałów pomiarowych, to wysyła odpowiednią komendę do Arduino, który przy użyciu przetwornika A/C dokonuje pomiaru sygnałów analogowych na wejściach A0, A1 i A2, a następnie wysyła dziesięciobitowe próbki do komputera PC. Cały cykl próbkowania mieści się w czasie nie przekraczającym 15 milisekund.

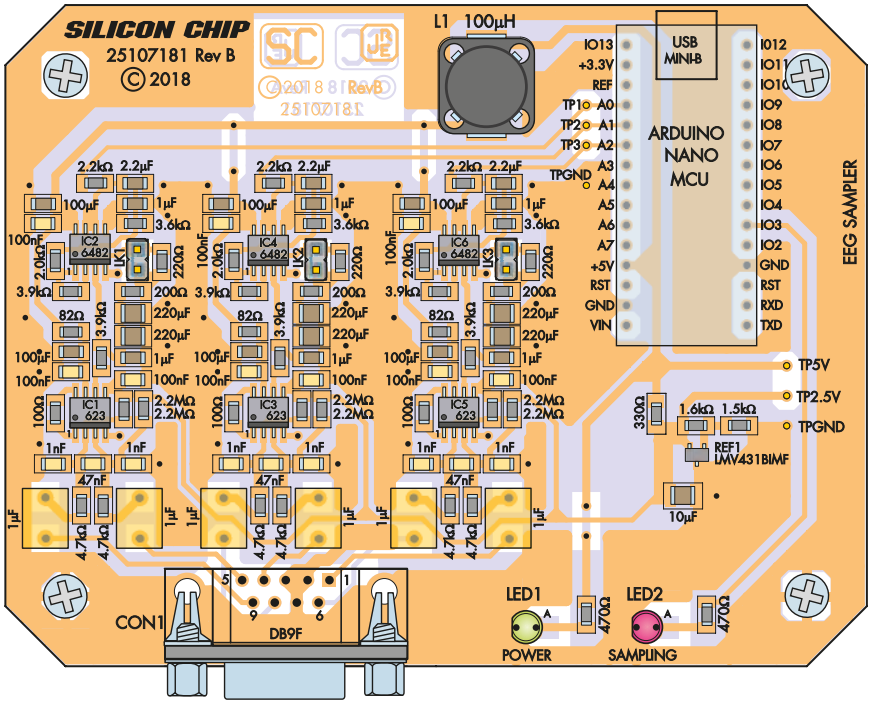
załamania charakterystyki częstotliwościowej przy ok. 350 Hz. Filtracja zakłóceń radiowych jest zatem skuteczna, gdyż ich częstotliwości są na poziomie od setek kiloherców w górę, zaś użyteczne sygnały EEG leżą poniżej 100 Hz, dzięki czemu zastosowane filtry nie mają praktycznie na nie żadnego wpływu.

Pozostałą analogową część monitora fal mózgowych wykonano na trzech podwójnych wzmacniaczach operacyjnych IC2, IC4 i IC6. Są to układy LMC6482, podwójne WO małej mocy z wejściami typu CMOS. Ich istotną cechą jest, iż zarówno wejścia jak i wyjście są typu rail-to-rail. To cenna cecha pozwalająca na poprawną pracę z napięciami bliskimi zakresu zasilania i zapewniająca największy zakres zmienności sygnałów na wejściu i wyjściu.. Schemat pokazany na rysunku 2 zawiera trzy jednakowe kanały. Dalszy opis odwołuje się do pierwszego z nich, pozostałe są analogiczne.

Z wyjścia wzmacniacza pomiarowego IC1 sygnał trafia na wejście IC2a przez prosty filtr dolnoprzepustowy złożony z rezystora 3,9 kΩ i kondensatora 1 µF, o częstotliwości załamania charakterystyki przy ok. 40 Hz. Dla 50 Hz filtr ten wnosi tłumienie na poziomie 4 dB. IC2a wnosi dodatkowe stałe wzmocnienie sygnału z czynnikiem 20 lub 10 w zależności od tego, czy zworka LK1 jest założona czy nie. Obecność tej zworki zwiera rezystor 220 Ω (221 Ω) w torze lokalnego sprzężenia zwrotnego IC2a. Pozostałe rezystory tego obwodu to drugi rezystor 200 Ω oraz 3,9 kΩ (lub 3,92 kΩ z szeregu E96). Wartości te ustalają wzmocnienie na poziomie ×10 gdy 220 Ω jest obecny i ×20 gdy go brak, tzn. jest zwarty.

W klasycznym obwodzie sprzężenia zwrotnego, rezystor 200 Ω powinien być normalnie podłączony masy. Tutaj widzimy dodatkowe pojemności 2×220 µF. Obecność kondensatora w tym miejscu przerywa obwód dla prądu stałego i oczywiście załamuje charakterystykę w zakresie niskich częstotliwości. Dla składowej stałej wzmocnienie wyniesie ×1 czyli 0 dB. Proste przeliczenie ujawni, iż załamanie charakterystyki nastąpi dopiero na częstotliwości ok. 1,5 Hz. Zatem wpływ w zakresie interesujących nas sygnałów jest zaniedbywalny. Zabieg ten (obecność pojemności 2×220 µF) zastosowano w celu eliminacji wzmacniania składowej stałej z wyjścia IC1. Mogłaby ona powodować przedwczesne lub asymetryczne obcinanie sygnału na wyjściu IC2a. IC2b (drugi taki sam WO w tej samej kostce) pracuje w układzie filtru dolnoprzepustowego o strukturze Sallena Key'a z charakterystyką Butterwortha i nachyleniu 12 dB na oktawę. Sumarycznie, wszystkie filtry dolnoprzepustowe w torze, ustalają jego górną częstotliwość graniczną w okolicy 30 Hz. Celem tej filtracji jest dalsze stłumienie przydźwięku o częstotliwości sieci 50 Hz oraz zmniejszenia zjawiska aliasingu przy próbkowaniu. Tłumienie to wynosi ok. –15 dB, zaś w zakresie niskoczęstotliwościowych sygnałów EEG wzmocnienie tego filtru jest praktycznie na poziomie jedności (0 dB).

Na wyjściu wzmacniacza IC2b (nóżka 7) otrzymujemy w rezultacie względnie



Rysunek 3. Podczas montażu należy zastosować elementy tej samej wielkości jak pokazuje warstwa

eprasa.pl b8c17d8a95

czysty sygnał EEG wzmocniony z czynnikiem ~20000 V/V lub ~10000 V/V w zależności od obecności zworki LK1 lub jej braku. Sygnał ten, jak i sygnały z dwu następnych kanałów trafiają na analogowe wejścia płytki Arduino Nano – A0, A1 i A2 celem przetwarzania analogowo-cyfrowego.

LED1 sygnalizuje obecność zasilania +5 V. LED2 świeci, gdy wyjście D3 Arduino przyjmuje stan wysoki. Oprogramowanie sygnalizuje w ten sposób, że proces próbkowania analogowo-cyfrowego jest w toku.

W celu eliminacji przesłuchów między wzmacniaczami operacyjnymi torów pomiarowych , zasilanie każdego WO jest starannie filtrowane. Na zasilaniu IC2, IC4 i IC6 zastosowano ceramiczne kondensatory 100 nF. Filtracja zasilania wejściowych wzmacniaczy pomiarowych IC1, IC3 i IC5 jest staranniejsza, bo złożona z rezystora o wartości 82 Ω i równoległych pojemności 100 µF i bezindukcyjnego 100 nF. Poprawna i niezależna filtracja zasilania każdego z WO z osobna zapobiega także przedostawaniu się ewentualnych zakłóceń i szumów z linii zasilania 5 V USB do czułych fragmentów toru analogowego naszego monitora. Zasilanie całego układu pochodzi z portu USB komputera i jest dodatkowo filtrowane przez dławik L1=100 µH i trzy kondensatory ceramiczne 100 µF. Zatem, na zasilaniu mamy filtr LC plus trzy indywidualne filtry RC na każdym z wzmacniaczy pomiarowych. To wystarcza dla skutecznego stłumienia szumów i zakłóceń mogących się przedostać po linii zasilania.

Montaż elektroniczny układu monitora

Wszystkie obwody monitora (łącznie z Arduino Nano) mieszczą się na płytce drukowanej o wymiarach 109,5×83,5 mm. Płytka ta jest dostępna pod kodem handlowym 25108181.

Dla ułatwienia montażu elementów, na rysunku 3 zamieszczono zdjęcie z naniesionymi wartościami wszystkich elementów dyskretnych. Większość z nich, to elementy montażu powierzchniowego (SMD), choć jest też kilka elementów przewlekanych. Montaż i lutowanie zastosowanych tu elementów SMD nie powinny sprawiać trudności. Są to elementy o względnie dużych padach wyprowadzeń, jak również z w miarę dużymi odstępami, jak na tę technologię montażu.

Jako pierwsze należy wlutować rezystory SMD. Następnie, kondensatory SMD i 6 układów scalonych. Wlutowując US koniecznie sprawdź ich orientację, tzn. po której stronie jest nóżka nr 1. W tym zakresie pomocny powinien być schemat montażowy płytki z rysunku nr 3 oraz odpowiadające mu zdjęcie zmontowanego układu na następnej stronie.

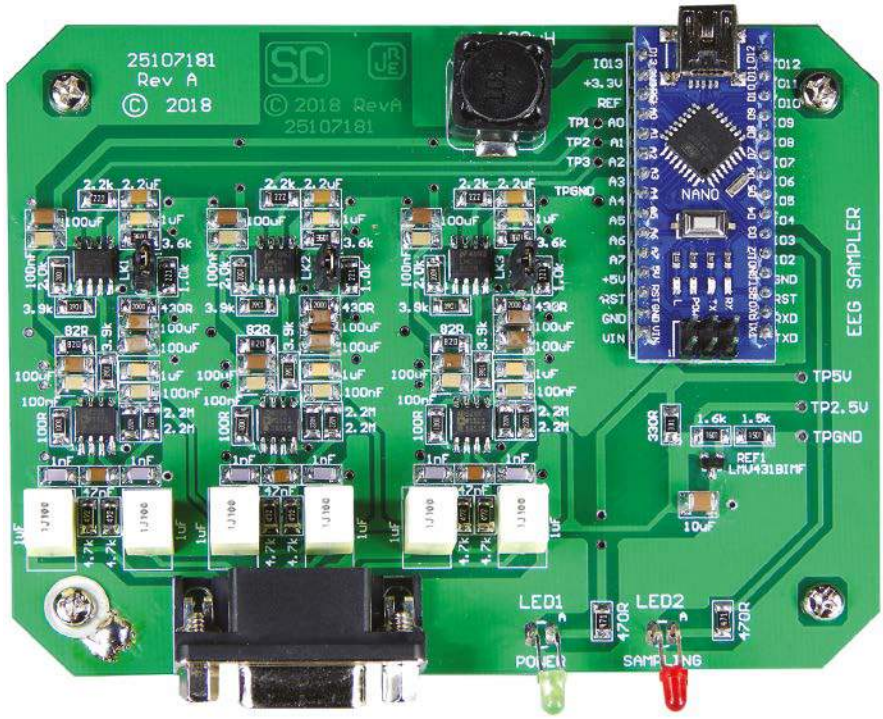
Podczas wlutowywania elementów SMD zaleca się stosować następującą wskazówkę, która powinna być praktyczną regułą w tej technologii. Przylutuj najpierw jedną nóżkę. Dwukrotnie sprawdź orientację elementu z rysunkiem montażowym (szczególnie układów scalonych) oraz, w przypadku elementów biernych, wartość rezystancji lub pojemności. Dociśnij wlutowywany element, tak aby wyprowadzenia nie uległy przesunięciu. Na końcu, po przylutowaniu wszystkich pozostałych wyprowadzeń, popraw lutowanie wyprowadzenia, od którego zacząłeś. Jeśli przypadkowo uległy zwarciu sąsiednie nóżki układu scalonego, usuń nadmiar cyny z użyciem „plecionki lutowniczej" uprzednio nakładając odrobinę pasty lutowniczej.

W następnej kolejności, stosując tę samą technikę, należy wlutować stabilizator REF1 (LMV431B; w małej obudowie SOT-23), a następnie największy element SMD, którym jest tu cewka L1. Teraz należy zamontować wszystkie elementy w obudowach technologii przewlekanej. Jako pierwsze zaleca się wlutowanie trzech dwukołkowych listew kontaktowych (odcinamy po dwa kołki z dłuższej listwy) dla zworek LK1-LK3. W następnej kolejności wlutuj 6 kondensatorów MKT o wartości 1 µF umieszczonych na wejściu (sprzęgające sygnał z sond wejściowych; schemat ideowy nie zawiera numeracji tych elementów).

Po wlutowaniu drobnych elementów, montujemy złącze CON1, kątowe DB9F do podłączania elektrod. Należy zwrócić uwagę, czy wszystkie 9 pinów przechodzi na drugą stronę płytki drukowanej. Również należy sprawdzić pozycjonowanie otworów przeznaczonych dla mechanicznego umocowania gniazda. Przed wlutowaniem pinów na dolnej stronie płytki, należy docisnąć gniazdo DB9F, tak aby opierało się na górnej powierzchni PCB.

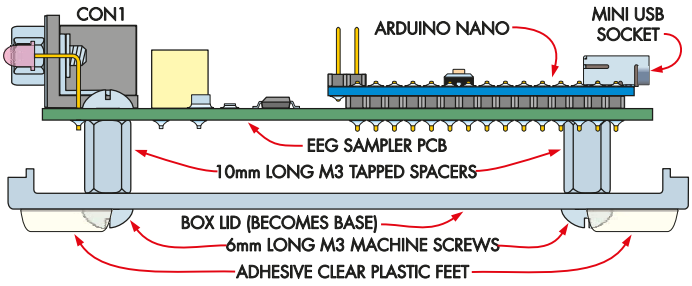
Teraz montujemy dwie diody LED. Należy wlutować je pionowo odmierzając odległość 12 mm pomiędzy powierzchnią płytki a dolną powierzchnią soczewki diody. Zwróć uwagę na poprawny kierunek umieszczenia diody LED. Na PCB naniesiono oznaczenie „A", co oznacza anodę. Diody LED mają wyprowadzenia różnej długości. Anoda jest dłuższa, katoda krótsza (oczywiście w diodach ze sklepu). Na wysokości 7 mm powyżej powierzchni płytki, należy wygiąć wyprowadzenia diody LED o 90° do przodu. Tak pozycjonowane są otwory w obudowie. Na płytce monitora jest 7 punktów testowych. Wlutowanie pinów (np. pojedyncze kołki z listwy jednorzędowej) w te punkty jest opcjonalne.

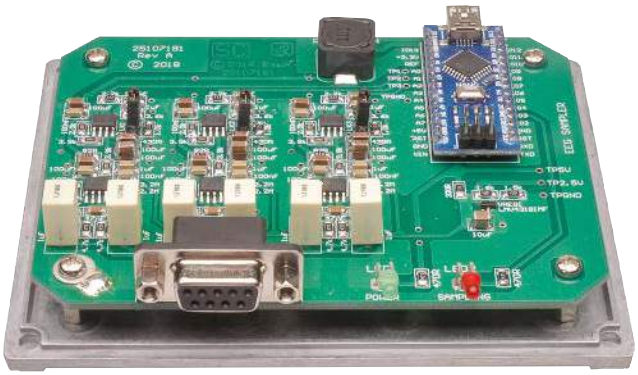
Teraz pozostał do wlutowania jedynie moduł Arduino Nano. Oryginalne Arduino wyposażone są we wlutowane piny stanowiące zarówno mocowanie jak i złącza sygnałowe oraz zasilania dla modułu. Dostępne na rynku klony Arduino Nano mogą nie być w nie wyposażone. W tym przypadku trzeba najpierw zamontować listwy pinów, które połączą płytkę Arduino z płytką główną.. Należy je wpierw wlutować do Arduino. Piny te lutuje się od góry (włożywszy listwę kołkową od spodu płytki), upewniwszy się wcześniej, że plastikowa listwa, która je łączy, opiera się na całej długości



opisowa strony elementów i odpowiadające jej po stronie lutowania.

eprasa.pl b8c17d8a95





Rysunek 4. Kompletna płytka PCB mocowana jest do pokrywy obudowy, która będzie stanowić jej podstawę; rysunek pokazuje rozmieszczenie śrub i tulei dystansowych ; szczegóły te pokazano także na zamieszczonym obok zdjęciu

od spodu (pomocne są zamieszczone zdjęcia). Dopiero teraz wlutowujemy moduł Arduino do płytki głównej. Zwróć uwagę na kierunek montażu, tak aby złącze USB mini-B było skierowane do góry (z brzegu PCB), a dwie piętnastokołkowe listwy pasowały do przygotowanych otworów na płytce monitora. Piny łączące lutuje się od dołu, a dystans między oboma płytkami wyznacza plastikowa listwa, która je łączy. Ta czynność jest ostatnią w zakresie prac montażowych płytki PCB monitora.

Instalowanie oprogramowania

Przed zamontowaniem gotowej płytki w obudowie, należy sprawdzić czy wszystko działa. Najpierw trzeba uruchomić komunikację między Arduino i komputerem PC. Teraz trzeba ściągnąć program aplikacji monitora do PC i wgrać firmware do Arduino. Dopiero po sprawdzeniu sprzętu i oprogramowania można przystąpić do ostatecznego montażu całości.

Rysunek 6 pokazuje strukturę oprogramowania. Oprócz oprogramowania zarządzającego pracą monitora, potrzebny jest też software pozwalający na załadowanie programu do mikroprocesora w module Arduino. Zatem, należy też ściągnąć Arduino IDE (*Integrated Development Environment*). IDE jest dostępne bezpłatnie, w wersjach dla Windows, Linuxa, a także macOS. Jednak główny program dla naszego monitora jest napisany tylko dla Windows.

Arduino IDE jest dostępny pod adresem: https://www.arduino.cc/en/Main/Software. Ostatnią wersją w czasie pisania oryginalnego (angielskojęzycznego) artykułu była wersja IDE 1.8.5. Dla uniknięcia problemów z kompatybilnością, należy skorzystać z tej lub późniejszej wersji oprogramowania.

Po zainstalowaniu IDE, połącz odpowiednim kablem Arduino Nano z jednym z portów USB komputera. Powinna zaświecić się dioda LED1 informująca o obecności zasilania. Po wystartowaniu aplikacji IDE, w narzędziach Tools —> Ports, z listy która się ukaże, wybierz Arduino Nano.

Jeśli brak jest tej pozycji, prawdopodobnie w twoim komputerze nie zainstalowano odpowiedniego drivera szeregowego portu USB. Większość systemów operacyjnych jest wyposażona w odpowiednią wersję programu drivera. Jeśli w twoim komputerze go brak, skorzystaj z jednego z dwu poniższych linków w celu zainstalowania oprogramowania dla układu FT232RL lub CH341, w zależności od tego który chip jest fizycznie zamontowany w twoim Arduino Nano:

siliconchip.com.au/link/aakf
siliconchip.com.au/link/aakg

Po zainstalowaniu odpowiedniego drivera, podłącz ponownie Arduino Nano, uruchom IDE i sprawdź czy teraz twoje urządzenie jest widoczne w liście portów. Wybierz je i upewnij się, czy twoje Nano jest teraz też widoczne na liście Narzędzie —> Board menu. Teraz będziesz potrzebował „szkicu" w celu załadowania go do mikroprocesora Arduino. Pobierzesz go ze strony Silicon Chip (darmowy). Szkic ten występuje pod nazwą „sketch_for_EEG_Sampler.ino". Po załadowaniu do komputera należy go rozpakować i otworzyć pod oprogramowaniem Arduino IDE.

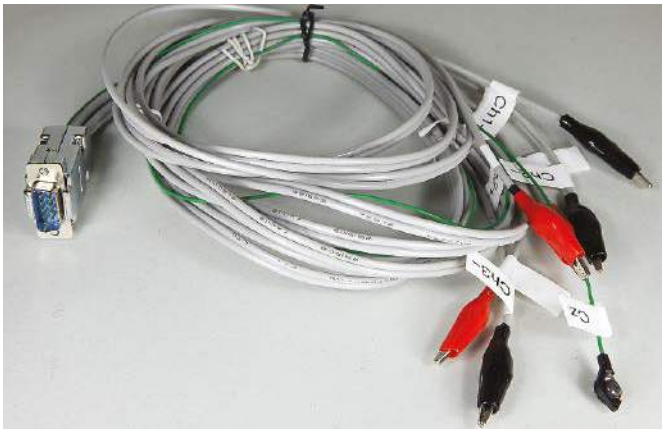
Jeśli ustawiłeś poprawnie Port i Board, zgodnie z powyższymi instrukcjami, to wybierz teraz z menu Tools opcję Upload. Szkic (program) powinien zostać skompilowany i załadowany jako oprogramowanie, pod którym będzie pracował mikroprocesor Atmega w Arduino Nano. Twój „Brainwave monitor" powinien być już gotowy do pracy. Będzie Ci jeszcze potrzebne tylko oprogramowanie dla komputera PC pracujące w środowisku Windows.

Testowanie monitora

Po wykonaniu wcześniej opisanych czynności, wyjdź z programu Arduino IDE. Po załadowaniu stosownego software pod Windows możesz przystąpić



Zdjęcie pokazuje fabryczne elektrody wraz z kablami łączącymi je z elektroencefalografem ; o ile same elektrody nie są drogie, to już porządnie ekranowane kable łączące, wręcz przeciwnie.

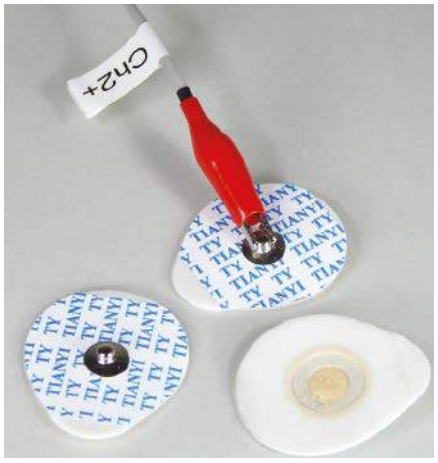


Na tym zdjęciu mamy sondy własnej roboty wykonane z użyciem klipsów-krokodylków i dobrej jakości dwużyłowych kabli w ekranie, działają równie dobrze za ułamek ceny oryginalnych. Nie zapomnij o nalepkach-etykietach z naniesionymi numerami kanałów

eprasa.pl b8c17d8a95



Tu jest zdjęcie kompletnego monitora w obudowie; przedni panel jest w istocie spodem obudowy; tu naklejono etykietę urządzenia; stanowi ona zarówno efektowne wykończenie jak i zabezpieczenie przed zarysowaniem i/lub zabrudzeniem obudowy monitora



To zdjęcie pokazuje jak krokodylki przyłącza się do tanich „samoprzylepnych" elektrod ; elektroda w dolnym prawym rogu została odwrócona w celu pokazania obwódki, którą klei się do ciała, a także centralnej części nasączonej elektrycznie przewodzącym żelem

do testowania urządzenia. Program ten jest dostępny na stronie Silicon Chip pod nazwą „SiliconChipEEGSamplerSetup.exe". Uruchom go i postępuj zgodnie ze wskazówkami w celu zainstalowania go na twoim komputerze. Software tam zawarty powinien być już gotowy do obsługi Monitora Fal Mózgowych.

Musisz jeszcze tylko wybrać odpowiedni port szeregowy COM. Ten sam, którym wcześniej przesyłałeś oprogramowanie „szkic" do Arduino. Ustaw szybkość transmisji na 115200. Podłącz coś do elektrod i rozpocznij próbkowanie danych analogowych. Jeżeli na ekranie monitora zobaczysz jakieś przebiegi (w tym miejscu szumopodobne), to znaczy, że sprzęt i oprogramowanie działają poprawnie. Możesz nie podłączać elektrod, a do styków złącza CON1 doprowadzić po prostu sygnał-szum z palca. Prawdopodobnie, każdy z kanałów będzie przesterowany i na ekranie zobaczysz przebieg bliski prostokątnego.

Przygotowanie obudowy i montaż mechaniczny

Płytka jest zwymiarowana tak, że pasuje do typowej obudowy o wymiarach 119×93×34mm. Ponieważ w oryginale nie podano konkretnej obudowy, to być może na rynku polskim można by użyć takiej: https://bit.ly/3RuiNT7.

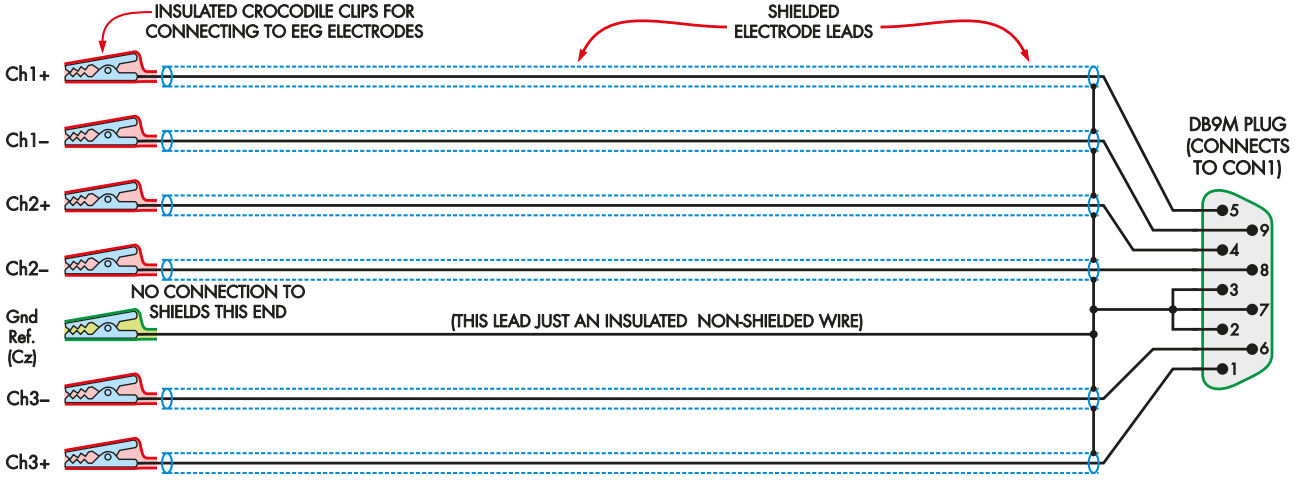
Obudowa stanowi lity aluminiowy odlew z pokrywą. PCB montuje się do tej pokrywy, po czym całość należy odwrócić tak, że pokrywa staje się podstawą. Metalowa obudowa jest jednocześnie ekranem elektrycznym dla czułych obwodów elektroniki.

Całość obudowy jest skręcana śrubkami, aczkolwiek należy zwrócić uwagę, że nie wszystkie dostępne w sprzedaży obudowy tego typu mają nagwintowane otwory. Należy to sprawdzić na samym początku i w razie potrzeby nagwintować je własnoręcznie.

Konieczne jest też wykonanie kilku otworów w obudowie. Na złącze DB9F (CON1) trzeba wypiłować trapezowy otwór o wymiarze 31×17 mm. Dwie diody LED mają średnicę 3,5 mm i takież otwory muszą zostać wywiercone w obudowie. Z tyłu musi być dostęp do złącza mini-USB, na które należy wykonać prostokątny otwór o wymiarach 10×12 mm.

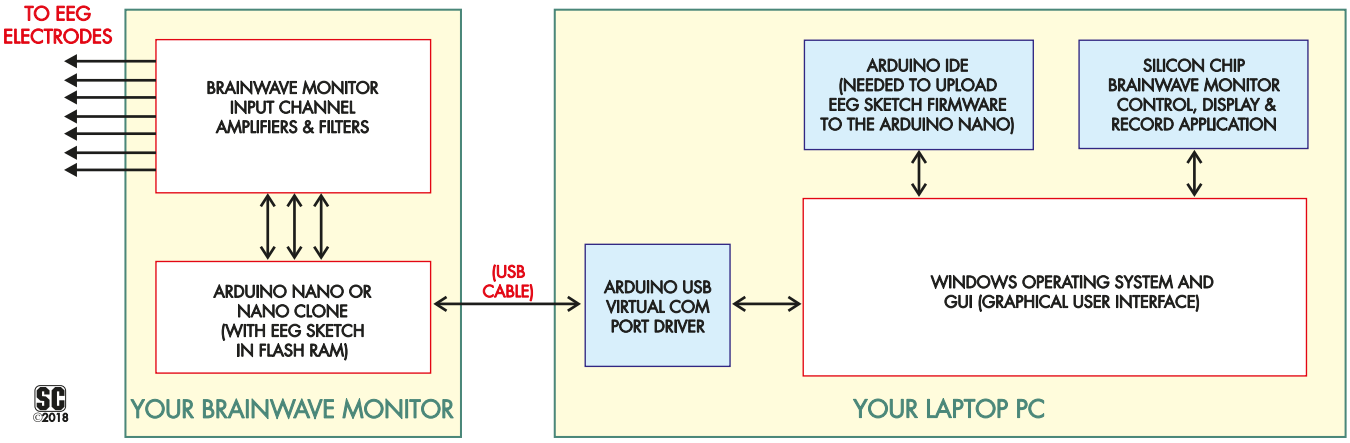
Dla ułatwienia wykonania wszystkich otworów, w Redakcji Silicon Chip przygotowano odpowiedni rysunek. Jest on do ściągnięcia jako plik PDF (dostępny bezpłatnie). Mając przygotowaną obudowę i zmontowaną płytkę elektroniki, możemy przystąpić do skręcenia całości. PCB mocowana jest do wewnętrznej strony pokrywy przy pomocy czterech metalowych tulei dystansowych o długości 10 mm, z gwintem wewnętrznym M3. Do skręcenia całości należy użyć ośmiu śrubek M3 o długości 6 mm. Szczegóły montażu pokazuje rysunek 4.

Przed zamknięciem obudowy należy założyć zworki LK1-LK3, to ustawi wzmocnienie we wszystkich kanałach na ~20000 V/V. Najprawdopodobniej będzie to najlepsza konfiguracja. Trochę zręczności będzie wymagało skręcenie obudowy z poprawnym umieszczeniem diod LED i złącza CON1 w przygotowanych otworach. Należy odchylić przednią część obudowy pod kątem ok. 20°, następnie po wsunięciu złącza i diod należy przesunąć ją lekko do tyłu i opuścić całość w celu skręcenia pokrywy z resztą odlewu aluminiowej obudowy. Do skręcenia przewidziano 4 śrubki z gwintem M4.



Rysunek 5. Rysunek pokazuje podłączenie siedmiu elektrod (ich kabelków) do wtyku DB9M podłączanego do złącza CON1 monitora ; wszystkie kable oprócz „uziemienia" są ekranowane, aczkolwiek ekrany od strony klipsów pozostają nie podłączone ; od tej strony do „krokodylków" należy przylutować tylko wewnętrzną żyłę w ekranie

eprasa.pl b8c17d8a95



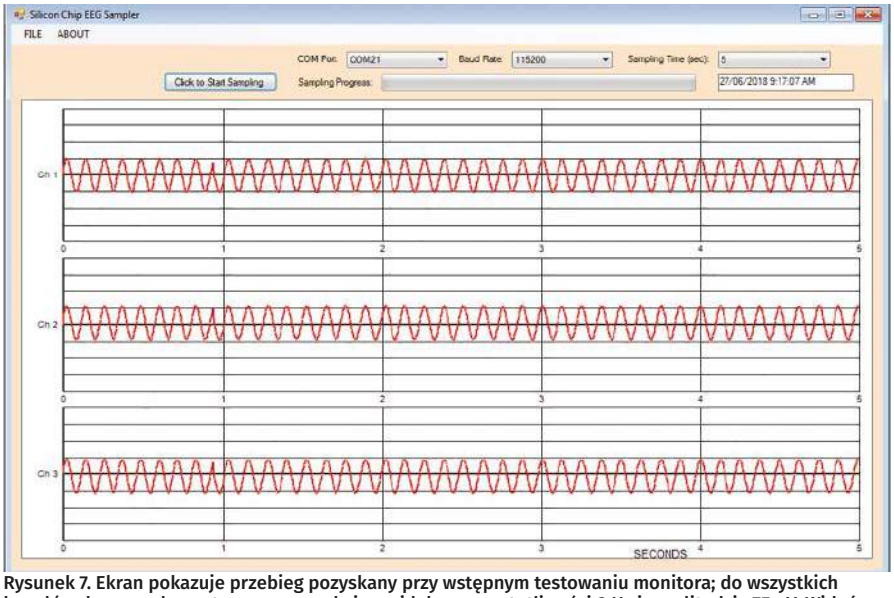
Rysunek 6. Schemat blokowy pokazuje współpracę modułów software-u; w ramce po lewej stronie jest oprogramowanie zawarte w monitorze fal mózgowych, a dokładniej w jego procesorze na Arduino; w ramce po prawej stronie jest oprogramowanie rezydujące w komputerze laptop lub notebook PC

Aby monitor prezentował się godnie, na górną część obudowy warto nakleić wcześniej przygotowany wzór i/lub opis. Przygotowaliśmy taki w Redakcji Silicon Chip i jest on dostępny jako plik PDF , podobnie jak rysunek ułatwiający wykonanie otworów w obudowie. Taką etykietę można wydrukować, jednak aby była trwała i odporna na zadrapania sugerujemy, aby przed przyklejeniem ją zalaminować. Do umocowania etykiety można użyć kleju, który najlepiej nanieść tylko w kilku punktach. Można też zastosować cienką dwustronną taśmę klejącą.

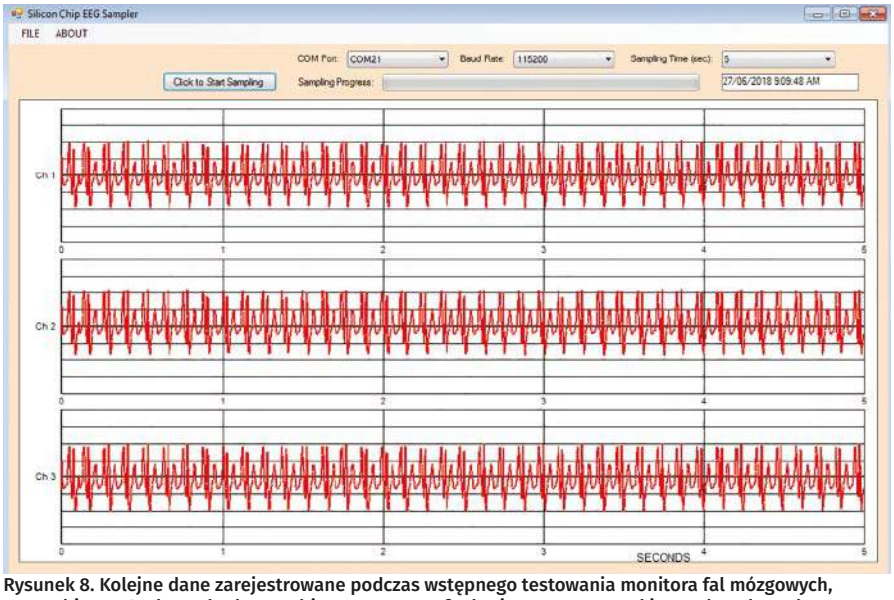
Dla wykończenia i uzyskania końcowego efektu, nie tylko działania, ale i schludnego wyglądu urządzenia, warto zadbać o jeszcze jeden szczegół. Pokrywę obróciliśmy na dół i stanowi ona teraz podstawę. Wystają jednak główki śrubek mocujących płytkę elektroniki. Osłonięcie ich małymi gumowymi lub plastykowymi osłonkami powinno zarazem uczynić z nich nóżki pod obudową jak i zabezpieczy przed zarysowaniem powierzchnię, na której Brainwave Monitor ustawimy.

Wykonanie elektrod i kabelków przyłączeniowych

Same elektrody są względnie łatwo dostępne i w niewygórowanej cenie (można je też w ostateczności wykonać samodzielnie, w Sieci można znaleźć kilka ciekawych pomysłów). Zdecydowanie gorzej sytuacja wygląda z nabyciem odpowiednich i dobrze ekranowanych kabelków przyłączeniowych. Są takowe osiągalne, aczkolwiek cena nie jest zachęcająca. Elektrody komercyjnych elektroencefalografów będą nie tylko drogie, ale mogą też nie być odpowiednie dla naszego monitora. Najlepszym rozwiązaniem będzie kupno gotowych elektrod zaś samych kabli wykonanie samemu.



Rysunek 7. Ekran pokazuje przebieg pozyskany przy wstępnym testowaniu monitora; do wszystkich kanałów doprowadzono ten sam sygnał sinusoidalny o częstotliwości 8 Hz i amplitudzie 75 µV. Widać, że kanały skalibrowane są jednakowo



Rysunek 8. Kolejne dane zarejestrowane podczas wstępnego testowania monitora fal mózgowych, to przebieg EKG, ale pochodzący także z generatora funkcyjnego. Na wszystkie trzy kanały podano ten sam przebieg

eprasa.pl b8c17d8a95

Należy zakupić dobrze ekranowany kabel audio-stereo. Tu nie należy oszczędzać. Tanie kable nie są starannie ekranowane, a wpływ ich ceny na całościowy koszt jest nieznaczący. Będziemy potrzebowali ok. 3,6 m takiego kabla. Należy go pociąć na trzy równe odcinki. Z jednej strony każdego kabelka (każdej pary) należy zdjąć zewnętrzną część izolacji na odcinku ok. 25 mm. Należy teraz odwinąć metalowe oploty obu przewodów i skręcić je razem. To będzie przewód uziemiający sond w każdym z trzech kanałów. Wewnętrzne przewody pary należy odizolować na odcinku ok. 6 mm. Należy go starannie pocynować przygotowując do wlutowania do złącza DB9M, które będzie łączone z żeńską częścią złącza umieszczonego w obudowie monitora.

Teraz należy przygotować drugie końce każdego z ekranowanych przewodów. Od strony elektrod ekran nie będzie podłączany. Należy usunąć zarówno izolacyjną powłokę jak i oplot ekranujący na odcinku ok. 10 mm. Przewód środkowy należy odizolować na ok. 6 mm i pocynować, podobnie jak uczyniliśmy to po drugiej stronie kabla. Kable audio-stereo są sklejone ze sobą na całej długości. Należy rozdzielić je na odcinku ok. 30 cm i koszulką termokurczliwą zabezpieczyć przed dalszym rozdzielaniem. Końce przewodów, które będą łączone z elektrodami wyposażymy w izolowane krokodylki rozmiaru 26 mm. Takie krokodylki to najprostszy sposób zapewnienia kontaktu elektrycznego i mechanicznego z końcówkami elektrod. Elektrody dostępne w handlu wyposażone są najczęściej w wypustki do połączenia z pasującymi do nich klipsami. Krokodylki nie są tak eleganckim rozwiązaniem, ale spełnią swoje zadanie. Łączymy je tylko z cienkim przewodem wewnętrznym kabelka. Całość należy wzmocnić mechanicznie np. przy pomocy koszulek termokurczliwych dla ochrony przed urwaniem.

W ten sposób wykonaliśmy sześć sond, którymi doprowadzane są sygnały różnicowe z powierzchni skóry głowy na wejście monitora fal mózgowych. Potrzebna jest jeszcze siódma sonda służąca jako elektroda odniesienia potencjału zerowego. Ta elektroda nie musi być ekranowana. Możesz ją wykonać z odcinka zwykłego, jednożyłowego izolowanego przewodu, o długości 1,2 m. Należy zdjąć izolację po 6 mm z każdego końca. Z jednej strony przylutuj siódmy klips-krokodylek, który połączysz z elektrodą uziemiającą (wyrównawczą).

Ostatnią czynnością będzie przylutowanie wszystkich przewodów do odpowiednich styków złącza DB9M (uwaga wtyk!). Pomocnym jest tu rysunek 5. Środkowe przewody ekranowanych kabelków łączymy ze stykami nr 5, 9, 4, 8, 1 i 6. Ekrany kabli wszystkich sond należy przylutować do pinów 2, 3 i 7. Sondę „uziemiającą" należy podłączyć z ekranami sond pomiarowych.

Kupno elektrod

Same elektrody (bez kabli) trzeba kupić. Warto zadać w Google pytanie „elektrody EEG" aby uzyskać szeroką ofertę od różnych dostawców krajowych, w szerokim zakresie cen.(istotne ze względu na jednorazowość elektrod). Można też szukać na portalach aukcyjnych. Typowy kształt i budowę elektrod EEG widzimy na zdjęciu nr 5. Średnica zewnętrzna nie jest zbyt istotna. Obwódka służy do przyklejenia, aby tylko elektroda nie odpadła od punktu, z którym ma mieć kontakt. Kontakt ma zapewnić centralna część o średnicy ok. 1cm. Dobry kontakt elektryczny to ważna i jednocześnie trudna sprawa, mająca duży wpływ na jakość pomiarów i minimalizację zakłóceń. Z tej przyczyny wielu producentów stosuje przewodzący żel w tej centralnej części elektrody. To są tzw. elektrody mokre, aczkolwiek są też suche, które bazują na dobrym docisku do powierzchni skóry głowy. Rozmiar i kształt elektrod może być zróżnicowany, zaś zawsze ważna jest niska konduktywność między metalową końcówką a powierzchnią skóry głowy. Większa dostępność jest elektrod dla EKG, monitorowania pracy serca. Dla naszego celu, można też takie wykorzystać. „Mokre" elektrody z żelem zabezpieczone są osłoną, którą przed użyciem należy usunąć. Elektrodę należy umieścić we właściwym punkcie głowy i dobrze docisnąć. Próba jej przesunięcia kończy się zwykle koniecznością użycia następnej. Drugim powszechnym problemem, poza kontaktem elektrycznym, jest klej. Kable sond należy dobrze ułożyć, gdyż klejenie jest słabe i nie znosi nawet niewielkiej siły, w tym ciężaru kabelków. Pomocne mogą być odpowiednie czepki. Co najmniej kilka rodzajów i rozmiarów można znaleźć jeśli starannie przeszukamy Internet. Najbardziej uniwersalnym jest czepek wykonany z siatki. Układa się dobrze do powierzchni głowy. Jeśli dobrze dociska, to można z powodzeniem wykorzystać wtedy też elektrody suche (bazujące na mocnym docisku elektrody do powierzchni skóry czaszki). Z gatunku „zrób to sam". Taki czepek nie wygląda zbyt elegancko, lecz najważniejsze, że spełnia swoje zadanie. Pozwala na przyłożenie elektrody niemal w każdym punkcie głowy i zabezpiecza je przed przesunięciem. Chociaż ich cena nie jest wygórowana, to można też zastosować tańsze rozwiązanie. Tą opcją może być „staromodny" gumowy czepek kąpielowy. Można go opisać i porobić otwory w miejscach gdzie trzeba doprowadzić przewód sondy do elektrody. Jeżeli elektrody będą umieszczone we właściwych miejscach, to takie tanie i najprostsze rozwiązanie też jest akceptowalne.

Pomiary EEG

Poza częścią analogową wzmacniaczy wejściowych, wszystkie pozostałe funkcje monitora realizowane są programowo. Oprogramowanie jest intuicyjne i łatwe w użyciu. Interfejs użytkownika jest graficzny. Po starcie, na ekranie ukazuje się okno jak to widać na rysunkach 7 i 8. U góry ekranu mamy dostęp do wirtualnych przycisków pozwalających na ustawienie parametrów konfiguracyjnych takich jak: port COM, do którego przysyłane są dane pomiarowe, szybkość transmisji (typowo ustawiona na 115200 bitów na sekundę) oraz czas akwizycji danych (do wyboru jest: 5, 15, 30 lub 60 sekund).

Pobieranie danych następuje przez proste naciśnięcie wirtualnego przycisku Start Sampling. W czasie próbkowania danych wejściowych widać postępy zapisu, na linijce ulokowanej u góry ekranu oraz rysowany jest rejestrowany przebieg. Jak widać na rysunkach 7 i 8, wybór poleceń dostępny jest w rozwijalnym menu u góry ekranu. W menu File mamy możliwość dokonania zapisu na dysk zarejestrowanego przebiegu, wczytania z dysku wcześniej zapisanego przebiegu oraz wydruku zarejestrowanych przebiegów. Jest tu także opcja zamknięcia aplikacji po zakończeniu pracy. Wybranie „About" spowoduje wyświetlenie okna dialogowego, w którym wyświetlony zostanie numer wersji oprogramowania zarządzającego pracą monitora fal mózgowych. ■

Jim Rowe

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

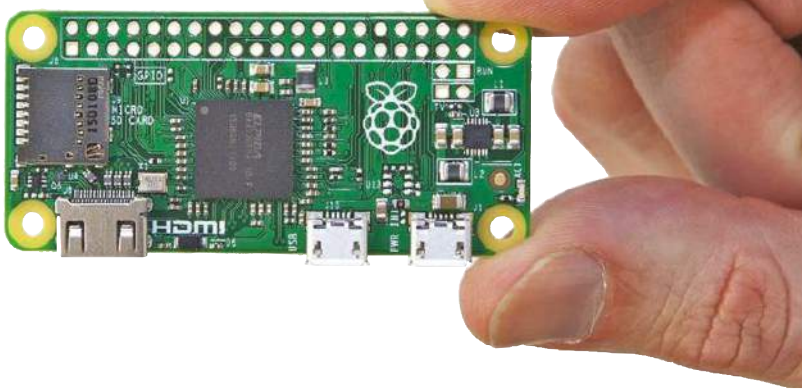
REKLAMA



eprasa.pl b8c17d8a95

Szablony do produkcji PCB i gotowe płytki PCB dostępne są na stronie: https://bit.ly/3PxFNie
Materiały dodatkowe są również dostępne na stronie edw.elportal.pl: https://bit.ly/3uWcnT6

Syntezator mowy z Raspberry Pi Zero



Większość urządzeń elektronicznych komunikuje się z nami za pomocą migających światełek. Ludzie jednak, do przekazu myśli i koncepcji, używają mowy. Czy nie byłoby więc lepiej, gdyby nasze elektroniczne gadżety mówiły do nas? Teraz możemy, używając niedrogiego Raspberry Pi oraz naszego prostego sprzętu i oprogramowania, sprawić, że będą to robić, w niemal każdym języku. Mogą nawet odtwarzać muzykę!

Na przestrzeni lat opublikowaliśmy kilka projektów, które można wykorzystać do odtwarzania dźwięków, a wiele z nich może być (i było) wykorzystywanych do odtwarzania nagranych gotowych wypowiedzi, aby zasygnalizować użytkownikowi, co dzieje się wewnątrz urządzenia elektronicznego.

Zwykle jednak system taki ogranicza się do kilku próbek głosu, co zawęża zakres informacji, które może przekazać użytkownikowi.

Nie jest tak w przypadku opisywanego narzędzia, które może wygenerować praktycznie nieograniczoną liczbę różnych fraz, krótkich lub długich. Wypowiadane one są wyraźnie, w wybranym języku oraz możliwością wyboru, w niektórych przypadkach, także kilku różnych akcentów.

Wystarczy wprowadzić tekst przez port szeregowy (np. z dowolnego mikrokontrolera lub komputera), a zostanie on przetłumaczony na dźwięki mowy.

Obecnie prawie każde przenośne urządzenie elektroniczne (a także niektóre przeznaczone do użytku domowego) potrafi mówić do swoich użytkowników.

Chcieliśmy dodać tę możliwość do każdego projektu opartego na mikrokontrolerze, w postaci kompaktowego i niedrogiego pakietu, i to właśnie udało się nam osiągnąć.

Różne możliwości syntezy mowy

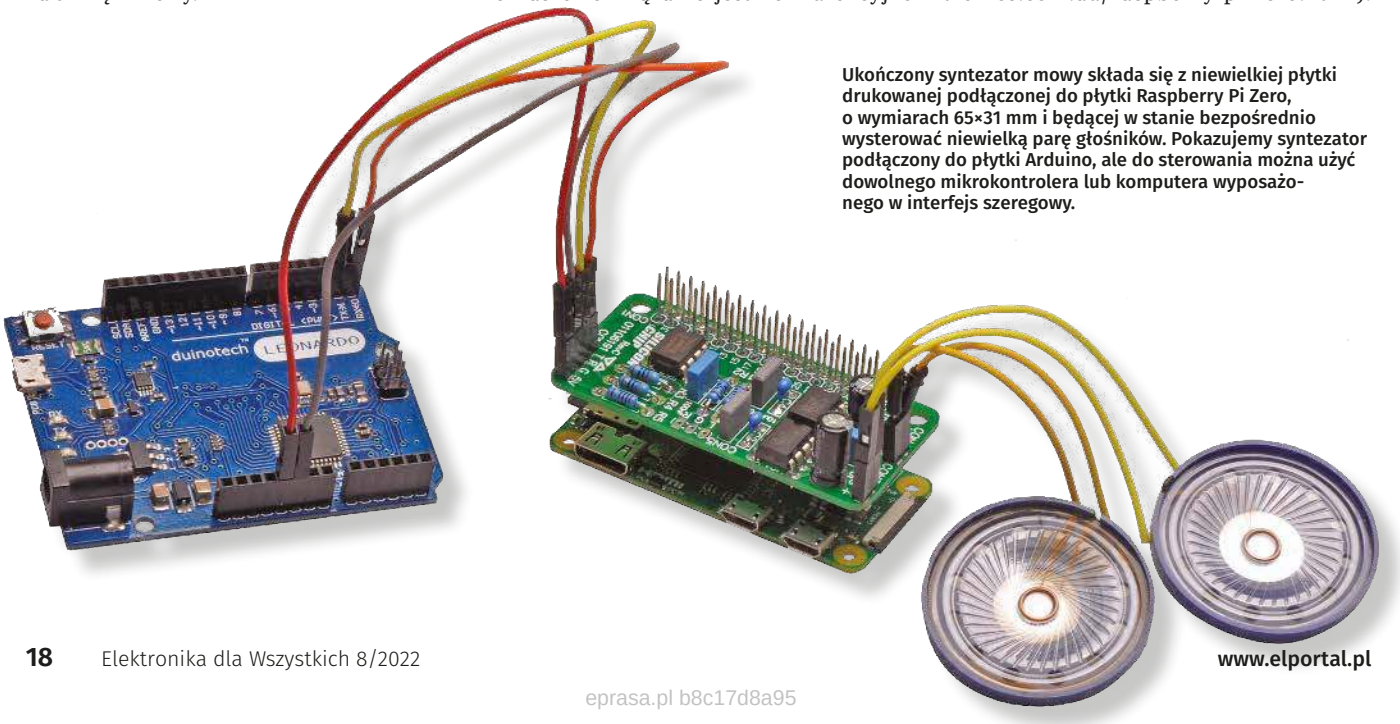
Istnieją różne jednoukładowe rozwiązania problemu generowania mowy, takie jak na przykład SpeakJet (www.magnevation.com). Chociaż może generować mowę i inne efekty dźwiękowe, nadal wymaga zewnętrznego filtra i wzmacniacza oraz obsługuje tylko język angielski. SpeakJet IC kosztuje, zależnie od źródła od 25 do ponad 50 USD i choć jego możliwości są imponujące, uważamy, że nasze rozwiązanie jest konkurencyjne pod względem kosztów i wszechstronności, nawet jeśli jest nieco większe wymiarowo. Widzieliśmy także nakładkę pozwalającą na syntezę mowy przez Arduino, której cena zbliżona jest do 100 USD, a która jest droższa od naszego rozwiązania, a do tego większa.

Istnieje też bezpłatna biblioteka o nazwie Talkie pozwalająca na syntezę mowy przez Arduino ale tylko w języku angielskim.

Zastosowanie Raspberry Pi Zero w naszym projekcie

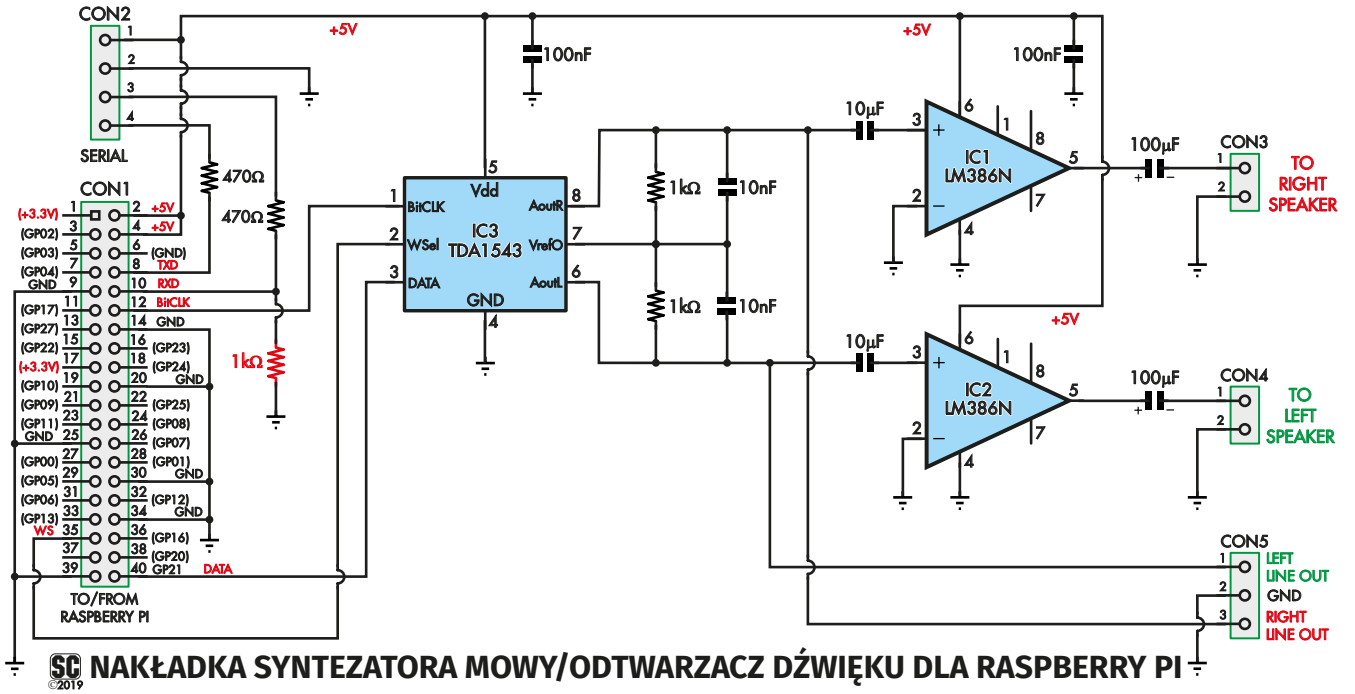
Obecnie Raspberry Pi 3B+ można kupić u wielu sprzedawców za około 60 USD plus koszty wysyłki. Ale Pi 3B+ to już za dużo jak na nasze potrzeby.

Dlatego sięgnęliśmy po mniejszego krewniaka – Raspberry Pi Zero. Co ciekawe, Raspberry Pi Zero można kupić za mniej niż 10 USD w firmie Core Electronics (https://core-electronics.com.au/raspberry-pi-zero.html).



Ukończony syntezator mowy składa się z niewielkiej płytki drukowanej podłączonej do płytki Raspberry Pi Zero, o wymiarach 65×31 mm i będącej w stanie bezpośrednio wysterować niewielką parę głośników. Pokazujemy syntezator podłączony do płytki Arduino, ale do sterowania można użyć dowolnego mikrokontrolera lub komputera wyposażonego w interfejs szeregowy.

eprasa.pl b8c17d8a95



SC ©2019 **NAKŁADKA SYNTEZATORA MOWY/ODTWARZACZ DŹWIĘKU DLA RASPBERRY PI**

Rysunek 1. Układ nakładki na Raspberry Pi, która umożliwia wysterowanie dwóch głośników. Można jej używać do syntezy mowy lub ogólnego odtwarzania dźwięku. Dane audio pochodzą z komputera Pi przez gniazdo CON1 w formacie cyfrowym I²S i są podawane do przetwornika C/A IC3. Analogowe sygnały dźwiękowe są następnie podawane do wzmacniaczy IC1 i IC2, a następnie do gniazd CON3 i CON4, do których są dołączane głośniki. Rezystor pokazany na czerwono jest odłączony dla poziomów sygnałów 3,3 V na złączu CON2.

W Polsce, płytki Raspberry Pi dostępne są np. w sklepie AVT (https://sklep.avt.pl).

Jest to właściwie mały wariant wcześniejszego Raspberry Pi Model B. Oczywiście, jest pewien haczyk – Fundacja Raspberry Pi ograniczyła sprzedaż Raspberry Pi Zero do jednego egzemplarza na klienta.

Raspberry Pi Zero nie ma również takich funkcji jak Wi-Fi czy nawet gniazdo słuchawkowe.

Pi Zero W posiada Wi-Fi, ale nadal podlega limitowi sprzedaży jednej sztuki na klienta. Jest też Pi Zero WH, które jest wyposażone w Wi-Fi i dolutowane złącza kołkowe 2×20. Na szczęście nie ma żadnych ograniczeń w ich sprzedaży, chociaż cena detaliczna wynosi około 20 USD, czyli dwa razy więcej niż cena podstawowego Pi Zero. Wszystkie te wybory mają jednak doskonały stosunek jakości do ceny. Aby przekształcić nasze Pi Zero (niezależnie od jego wersji) w syntezator mowy, musimy wyprowadzić dźwięk i wzmocnić go. W tym celu stworzyliśmy małą płytkę przetwornika cyfrowo-analogowego ze wzmacniaczem, które pozwalają na bezpośrednie podłączenie głośników stereofonicznych.

Nasza płytka z przetwornikiem cyfrowo-analogowym/wzmacniaczem jest wykonana w formie nakładki na płytkę Rasperry Pi Zero. Do stworzenia gotowego, działającego syntezatora mowy potrzebne są także głośniki i karta microSD, a także jakiś sposób przekazywania, przez złącze szeregowe, poleceń do gotowego urządzenia, aby wiedziało, co ma mówić.

Zaawansowani użytkownicy mogą programować Raspberry Pi bezpośrednio w języku takim jak Python, ale do tego trzeba mieć dość dużą swobodę w posługiwaniu się wierszem poleceń systemu Linux. Udostępniliśmy również kod umożliwiający sterowanie syntezatorem mowy za pomocą płytki Arduino.

Dlaczego warto wypróbować Raspberry Pi?

Komputery jednopłytkowe z serii Raspberry Pi są zadziwiająco tanie, jak na swoje możliwości, a obecny projekt może być zrealizowany na każdym dostępnym wariancie Raspberry Pi.

Większe modele będą mniej kompaktowe, ale będą świetnym sposobem na eksperymentowanie z syntezą mowy przed zakupem kolejnego, mniejszego Pi.

Oprogramowanie do syntezy mowy, którego używamy, to projekt open-source o nazwie *espeak-ng* (zob. https://bit.ly/3yS6vgb). Pozwala on w obecnej wersji na syntezę mowy w 127 językach , jest więc idealnym rozwiązaniem i bardzo wszechstronnym.

Można pobrać wariant *espeak-ng* dla systemu Windows, jeśli chcemy najpierw usłyszeć, jak to brzmi. Pliki do pobrania można znaleźć na stronie: https://bit.ly/3apMALS.

Ponieważ na Pi Zero można uruchamiać wiele zaawansowanych programów, w naszym syntezatorze mowy uwzględniliśmy też kilka dodatkowych funkcji.

Program typu open source, *madplay* (https://bit.ly/3amJqbM) może dekodować i odtwarzać pliki MP3, więc możemy używać syntezatora mowy jako prostego modułu efektów dźwiękowych. Jeśli mamy jeden z wariantów Pi z obsługą technologii Wi-Fi, syntezator mowy może również stać się bardzo prostym radiem internetowym. Zamiast odtwarzać plik, madplay może dekodować i odtwarzać internetową stację radiową za pomocą jednego polecenia.

Oprogramowanie do tego projektu opracowaliśmy przy użyciu Raspberry Pi WH, ponieważ dzięki Wi-Fi mogliśmy pobrać potrzebne pakiety oprogramowania bezpośrednio z internetu.

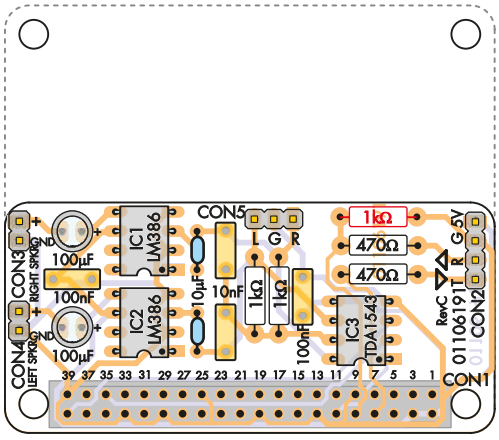
Umożliwia to również korzystanie z protokołu SSH (secure shell) przez sieć Wi-Fi w celu zdalnego modyfikowania ustawień.

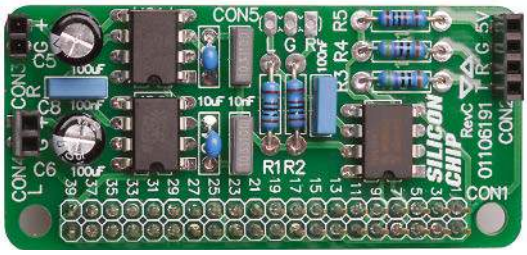
Pi Zero jest więc najtańszą opcją i wymaga najmniej energii do działania, ale w porównaniu z wariantami wyposażonymi w interfejs Wi-Fi, rezygnuje się z kilku ciekawych możliwości.

Przegląd sprzętu

Syntezator mowy składa się z kilku części, samego Raspberry Pi oraz zaprojektowanej przez nas nakładki, którą podłącza się do niego i umożliwia tym samym wysterowanie jednego lub dwóch głośników. Schemat nakładki analogowej pokazano na rysunku 1. Podłącza się ją do złącza CON1 Raspberry Pi, gniazdo 2×20 pinów. CON2 to czteropinowe złącze, które udostępnia zasilanie 5 V z Raspberry Pi (np. do zasilania płytki

eprasa.pl b8c17d8a95





Rysunek 2. Nakładka audio Pi jest kompaktowa i łatwa w budowie, i składa się z niewielu elementów. Należy zwrócić uwagę na orientację układów scalonych i kondensatorów elektrolitycznych. CON1 jest zamontowany od spodu i podłącza się go do gniazda GPIO na płytce Raspberry Pi. CON2 służy do komunikacji szeregowej.
Rezystor pokazany na czerwono jest odłączony dla poziomów sygnałów 3,3 V na złączu CON2. Przewody głośników można by przylutować bezpośrednio do płytki, zamiast montować gniazda CON3 i CON4. Kropkowany kontur po lewej stronie pokazuje rozmiar zwykłej płytki drukowanej Raspberry Pi, dając wyobrażenie o tym, jak płytka będzie się na niej mieścić.

Arduino lub podobnej) oraz dwuprzewodowy interfejs szeregowy do sterowania.

Trzy rezystory między CON2 i CON1 umożliwiają współpracę urządzenia zasilanego napięciem 5 V, takiego jak Arduino, z portem szeregowym Raspberry Pi, który działa przy napięciu 3,3 V.

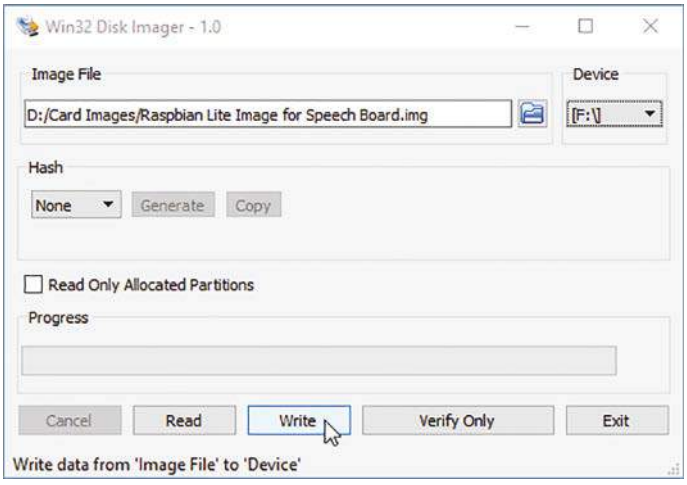
Jeśli syntezator mowy będzie sterowany z mikropłytki 3,3 V lub podobnej, to należy zastąpić dwa rezystory 470 Ω zworkami (albo zamontować je tak czy inaczej, nie będzie to miało znaczenia) i pominąć rezystor 1 kΩ, aby wyłączyć konwersję napięcia.

Port szeregowy UART jest podstawowym środkiem sterowania i komunikacji między zewnętrznym mikrokontrolerem a mikrokomputerem Raspberry Pi, który wykonuje wszystkie zadania związane z syntezą mowy i odtwarzaniem dźwięku. Układ scalony IC3 to 16-bitowy przetwornik cyfrowo-analogowy (DAC) TDA1543. Cyfrowe dane audio w formacie I^2S są przesyłane z Raspberry Pi przez piny 12, 35 i 40 złącza CON1. Są to odpowiednio sygnały zegara bitowego, zegara słowa oraz danych szeregowych. Styki 6 i 8 układu scalonego IC3 to analogowe wyjścia audio, typu prądowego. Przepływ prądu jest proporcjonalny do poziomów cyfrowych sygnału audio dla dwóch kanałów stereo.

Prądy te są zamieniane na napięcia przez dwa rezystory 1 kΩ podłączone między tymi pinami a wyjściem referencyjnym, pinen 7, na którym panuje napięcie około 2,2 V i może ono dostarczyć do 2,5 mA prądu.

Artefakty przełączania przetwornika cyfrowo-analogowego są tłumione dzięki filtrującemu działaniu kondensatorów 10 nF podłączonych równolegle do tych reystorów , a powstałe w ten sposób sygnały napięciowe są dołączane do wejść nieodwracających wzmacniaczy audio IC1 i IC2 za pośrednictwem niespolaryzowanych kondensatorów 10 µF. Układy IC1 i IC2 to scalone wzmacniacze typu LM386, które wymagają minimalnej liczby elementów zewnętrznych.

Ich zasilanie 5 V z Raspberry Pi jest blokowane przez wspólny kondensator 100 nF. Ich wyjścia są sprzężone zmiennoprądowo z zaciskami głośnikowymi CON3 i CON4 za pomocą pary kondensatorów elektrolitycznych o pojemności 100 µF, które usuwają składową stałą sygnału występującą na wyjściach wzmacniaczy. Gdy końcówki 1 i 8 układów IC1 i IC2 są rozwarte, to każdy wzmacniacz zapewnia 20-krotne wzmocnienie napięciowe. Oba mogą dostarczyć około 250 mW przy obciążeniu 8 Ω. Sygnały o poziomie liniowym są doprowadzone osobno do złącza CON5, na wypadek gdyby trzeba je było doprowadzić w inne miejsce. Należy jednak pamiętać, że sygnały te nie mają odniesienia do masy, lecz posiadają składową stałą około 1 V.



Rysunek 3. Win32diskimagewriter to program dla systemu Windows służący do zapisywania oprogramowania Pi na karcie microSD. Jeśli chcemy dostosować swoje oprogramowanie, można zacząć od naszego wstępnie skonfigurowanego obrazu lub podstawowej instalacji Raspbian Lite. Należy zachować szczególną ostrożność przy korzystaniu z programu Win32 diskimagewriter, ponieważ może on nadpisać dane, jeżeli zostanie użyty niepoprawnie.

Oprogramowanie

Oprogramowanie do tego projektu można pobrać ze strony internetowej czasopisma Silicon Chip.

Jest to duży plik do pobrania, około 400 MB. Wynika to z tego, że oprogramowanie jest dostarczane jako kompletna instalacja systemu operacyjnego Raspbian Lite, z kilkoma dodatkowymi pakietami i ustawieniami.

Raspbian Lite nie posiada graficznego interfejsu użytkownika, który zwykle jest dołączony do Raspbiana, co znacznie zmniejsza rozmiar instalacji (a tym samym pobierania).

Oprogramowanie można zmieścić na karcie microSD o pojemności 2 GB, choć możliwe jest także użycie większych kart. Można zapisać dostarczony przez nas obraz bezpośrednio na karcie lub postępować zgodnie z poniższymi instrukcjami, aby krok po kroku skonfigurować system operacyjny. Metoda krok po kroku jest bardziej skomplikowana i wymaga nieco większej wiedzy na temat używania wiersza poleceń systemu Linux.

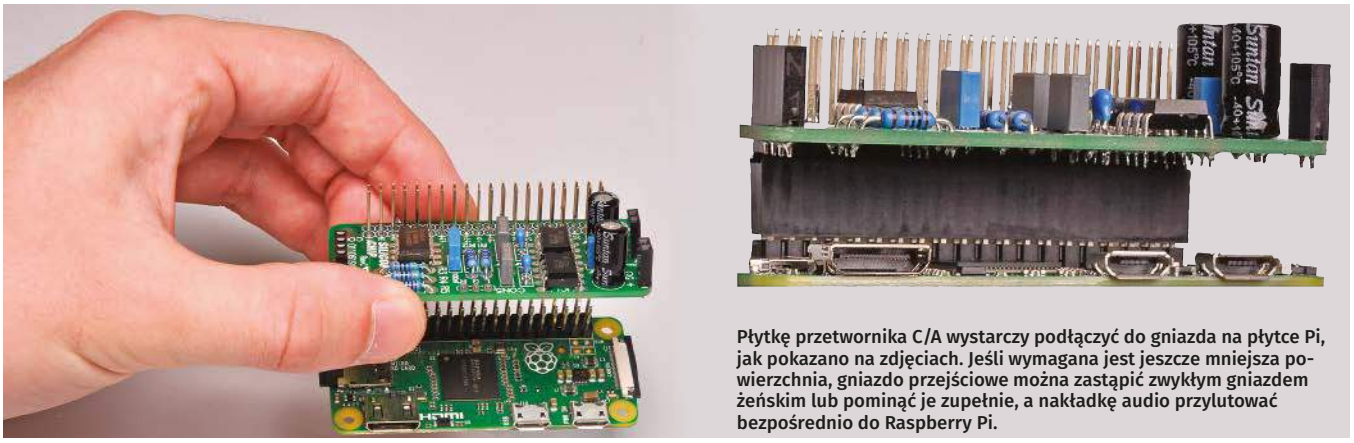
Jedną z wad korzystania z naszego 2 GB obrazu jest to, że system plików będzie ograniczony do 2 GB, nawet jeśli użyjemy większej karty, a znaczna część miejsca jest już zajęta przez system operacyjny.

Jeśli potrzebujemy więcej niż 2 GB (np. chcemy zapisać na karcie dużą liczbę plików audio), powinniśmy skorzystać z procedury krok po kroku i wybrać kartę o większej pojemności.

Podejście krok po kroku jest również najlepsze, jeśli chcemy dostosować swoją konfigurację, ale należy pamiętać, że do pobrania pakietów potrzebny jest wariant Raspberry Pi z Wi-Fi.

Jak wspomniano powyżej, do obsługi funkcji audio używamy **espeak-ng** i **madplay**. Musimy także zastosować pewne niestandardowe ustawienia, aby włączyć szeregowy

eprasa.pl b8c17d8a95



Płytkę przetwornika C/A wystarczy podłączyć do gniazda na płytce Pi, jak pokazano na zdjęciach. Jeśli wymagana jest jeszcze mniejsza powierzchnia, gniazdo przejściowe można zastąpić zwykłym gniazdem żeńskim lub pominąć je zupełnie, a nakładkę audio przylutować bezpośrednio do Raspberry Pi.

interfejs sterowania UART oraz interfejs I²S (cyfrowy interfejs audio). Ponadto, jeśli używamy wariantu z obsługą sieci Wi-Fi, konieczne jest skonfigurowanie interfejsu Wi-Fi.

Konfigurujemy także komputer Pi do uruchamiania systemu z karty microSD w trybie tylko do odczytu.

Dzięki temu, po zakończeniu pracy z urządzeniem, możemy po prostu odłączyć zasilanie, zamiast wysyłać polecenie szeregowe w celu wykonania czystego wyłączenia, co byłoby konieczne, gdyby karta była zapisywalna podczas użytkowania.

Nie powoduje to, że karta jest przeznaczona tylko do odczytu, ponieważ można łatwo dodać zworkę, aby tymczasowo umożliwić dostęp do zapisu.

Budowa płytki przetwornika cyfrowo-analogowego i wzmacniacza

Płytka nakładka przetwornika cyfrowo-analogowego i wzmacniacza to poręczny, mały układ, który można zamontować w dowolnej wersji Raspberry Pi. Podczas konstruowania należy posługiwać się schematem montażowym płytki drukowanej pokazanym na rysunku 2.

Montaż zacznijmy od zamontowania rezystorów. Jak wspomniano wcześniej, należy pominąć rezystor 1 kΩ w prawym górnym rogu, jeśli Raspberry Pi będzie sterowane z mikrokontrolera o poziomach logicznych we/wy 3,3 V. Następnie montujemy układy scalone, które można przylutować bezpośrednio do płytki lub umieścić w podstawkach (najlepiej precyzyjnych) wlutowanych w płytkę drukowaną. Niezależnie od tego należy się upewnić, że są one prawidłowo zorientowane, a ich nóżki nr 1 są skierowane w stronę dolnej części płytki, jak pokazano na rysunku 2. Następne w kolejności są kondensatory MKT i ceramiczne, a po nich kondensatory elektrolityczne. Ich dłuższe wyprowadzenia oznaczają końcówkę dodatnią, która musi być skierowana w prawą stronę płytki, jak pokazują znaki + na schemacie nakładki i na samej płytce drukowanej.

Pasek na obudowie kondensatora oznacza końcówkę ujemną, a więc powinien być zwrócony w kierunku przeciwnym do znaków +.

Na koniec zamontujmy złącza kołkowe, a gniazdo 2×20 styków zamontujmy od spodu płytki, jak pokazano na rysunku. Przed przylutowaniem warto podłączyć je do płytki Raspberry Pi, aby upewnić się, że jest prawidłowo osadzone.

W tym miejscu można użyć gniazda przejściowego z dłuższymi szpilkami (stackable header), co byłoby przydatne, jeśli planuje się podłączenie jakichkolwiek innych pinów we/wy lub zasilania Raspberry Pi do zewnętrznych obwodów (poza portem szeregowym, który jest już podłączony do CON2).

Ewentualnie można całkowicie zrezygnować z CON1 i przylutować nakładkę audio bezpośrednio do komputera Pi. Jeśli jednak to zrobimy, zwróćmy uwagę, aby spód płytki z przetwornikiem cyfrowo-analogowym i wzmacniaczem nie dotykał górnej części komputera Pi. Można wsunąć między nie pasek z plastiku lub innego materiału izolacyjnego, aby zapewnić ich oddzielenie.

Należy pamiętać, że potrzebny jest dostęp do gniazda kart micro SD,a w razie potrzeby przez złącze CON2 można doprowadzić do Pi zasilanie 5 V prądu stałego.

Podobnie można przylutować do płytki przewody od głośników, zamiast montować złącza CON3 i CON4. Gdy płytka jest już gotowa, łączmy ją z Raspberry Pi, a następnie zainstalujmy oprogramowanie.

Prosta konfiguracja oprogramowania

Najprostszym sposobem skonfigurowania oprogramowania dla syntezatora mowy jest pobranie obrazu oprogramowania sprzętowego. Jest to plik .img, który został umieszczony w archiwum .zip. Plik .img jest obrazem karty SD, bajt po bajcie.

Niestety oznacza to, że nie można wykonać prostej operacji kopiowania i wklejania, ponieważ plik musi nadpisać wszystko, łącznie z istniejącym systemem plików na karcie.

Musimy więc użyć programu o nazwie Win32diskimagewriter, aby zapisać obraz bajtowy na karcie SD. Program Win32diskimagewriter został napisany do pracy na komputerach z systemem Windows i można go pobrać ze strony https://bit.ly/3NUek9l.

W przypadku innego systemu operacyjnego to samo zadanie wykonują programy alternatywne, takie jak Etcher (https://bit.ly/3Rmv7EG) lub polecenie „dd" w systemie Linux. Mają one swoje własne instrukcje obsługi opisujące szczegółowo sposób ich użycia.Podłączmy kartę microSD do komputera; jeśli komputer nie jest wyposażony w gniazdo kart, użyjmy czytnika/nagrywarki kart podłączanej przez USB. Zainstalujmy program Win32diskimagewriter i uruchommy go.

Wypakujmy plik .img z pliku .zip i kliknijmy ikonę folderu pod nagłówkiem Image File (Plik obrazu), aby wybrać plik obrazu. Upewnijmy się, czy ustawienie Device (Urządzenie) odpowiada karcie microSD.

Program Win32diskimagewriter potrafi zapisywać na prawie wszystkich rodzajach nośników, więc upewnijmy się, że nie każemy mu nadpisywać pamięci USB lub dysku twardego. Jest to bardzo ważne!

Na rysunku 3 pokazano przykładowy wygląd programu Win32diskimagewriter tuż przed zapisem na kartę. Na koniec kliknijmy przycisk Write (Zapisz). Proces ten może trwać dziesięć minut lub nawet dłużej, w zależności od szybkości karty i innych czynników.

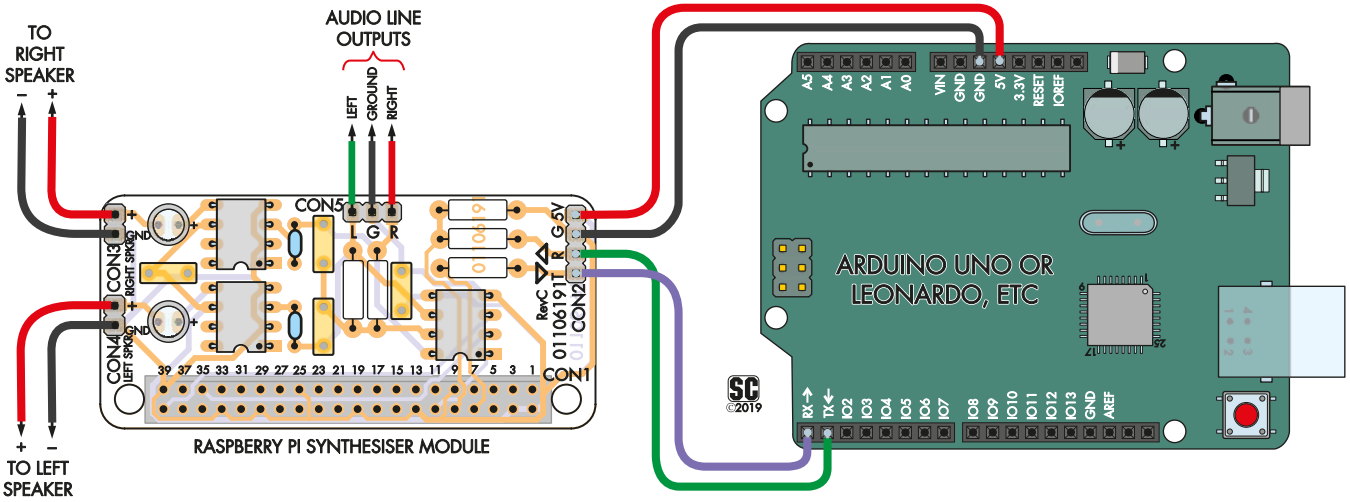
Po pomyślnym zakończeniu zapisu wyjmijmy kartę microSD z komputera i włóżmy ją do Raspberry Pi.

Jeśli chcemy skonfigurować oprogramowanie od podstaw, zapoznajmy się z procedurą krok po kroku w ramce po lewej stronie.

Nawiązywanie połączenia z hostem

Do sterowania komputerem Pi oraz uruchamiania syntezy mowy i odtwarzania

eprasa.pl b8c17d8a95



Rysunek 4. Podłączmy płytkę Leonardo do syntezatora mowy w sposób pokazany na rysunku, w celu przeprowadzenia testów lub opracowania własnego kodu Arduino sterującego syntezatorem. Należy pamiętać, że Pi będzie pobierać kilkaset miliamperów prądu z 5 V, więc należy się upewnić, że ma ono wystarczającą wydajność, w przeciwnym razie mogą wystąpić zakłócenia.

dźwięku potrzebne jest urządzenie komunikujące się za pomocą szeregowego interfejsu UART. Wykorzystaliśmy do tego płytkę z mikrokontrolerem Arduino Leonardo, ponieważ ma ona dwa porty szeregowe: jeden to wirtualny port szeregowy podłączony do interfejsu USB, a drugi to sprzętowy port szeregowy podłączony do pary dostępnych pinów we/wy.

Początkowo będziemy używać Leonardo jako interfejsu między komputerem PC a Raspberry Pi do celów testowych. Później można zaprogramować Leonardo tak, aby sam wyzwalał mowę i dźwięki.

Zacznijmy od zaprogramowania Leonardo za pomocą naszego szkicu „USB-Serial_for_Leonardo" (dostępny również do pobrania ze strony Silicon Chip).

W ten sposób płytka Leonardo staje się odpowiednikiem prostego konwertera USB/łącze szeregowe. Rozwiązanie to nie będzie działać na płytkach Uno, ponieważ mają one tylko jeden sprzętowy port szeregowy.

Jeśli nie mamy Leonardo, powinna zadziałać każda inna płytka Arduino oparta na mikrokontrolerze ATmega32U4. Podłączmy płytkę Leonardo w sposób pokazany na rysunku 4. Dzięki temu może ona zasilać płytkę Raspberry Pi napięciem 5 V. Chociaż nieuniknione jest wystąpienie spadku napięcia na przewodach i złączach doprowadzających prąd do Pi, nie stwierdziliśmy, aby powodowało to jakiekolwiek problemy.

W przypadku wystąpienia problemów z zasilaniem Pi lub zakłóceń w audio można je rozwiązać, zasilając Pi bezpośrednio przez gniazdo micro USB i zewnętrznego zestawu wtyczek USB.

W takim przypadku nie należy podłączać przewodu zasilającego 5 V. Płytka Arduino nadal może być zasilana z komputera.

Inną możliwością przeprowadzenia procedury testowej jest użycie konwertera USB/szeregowy CP2102.

Aby to zrobić, wystarczy podłączyć konwerter do złącza CON2 na nakładce audio, ale należy pamiętać, że trzeba będzie pominąć lub usunąć rezystor 1 kΩ znajdujący się w prawym górnym rogu, ponieważ te urządzenia pracują z poziomami logicznymi 3,3 V.

Wykaz elementów (nakładka audio)

1× dwustronna płytka drukowana oznaczona kodem 01106191, o wymiarach 65×31 mm
1× gniazdo dwurzędowr 2×20 (CON1)
1× złącze 4-stykowe lub gniazdo (CON2) do połączenia z mikrokontrolerem hosta HM3228 lub Altronics P5387 dla wersji przejściowej 1× dwustykowe złącze męskie (CON3, CON4) [opcjonalnie, do podłączenia głośników]
1× trzystykowe złącze męskie (CON5) [opcjonalnie, wyjście liniowe]

Półprzewodniki:
układy scalone wzmacniacza audio LM386 (IC1, IC2)
1× układ scalony stereofonicznego przetwornika cyfrowo-analogowego TDA1543 (IC3)
Uwaga: TDA1543A ma inny interfejs cyfrowy i nie będzie działać poprawnie!

Kondensatory:
2× elektrolityczny 100 µF 10 V
2× 10 µF (ceramika wielowarstwowa)
2× 100 nF MKT lub ceramika wielowarstwowa
2× 10 nF MKT

Rezystory: (wszystkie 1/4 W 1% metalizowane)
3× 1 kΩ
2× 470 Ω

Inne elementy do kompletnego syntezatora mowy
1× Raspberry Pi Zero, Zero W lub Zero WH [np. https://sklep.avt.pl]
1× zasilacz pasujący do Raspberry Pi
1× karta microSD, 2 do 32 GB
1 lub 2× małe głośniki 8 Ω, 0,25 W
1× płytka z mikrokontrolerem (np. Arduino Leonardo)
4× przewody do podłączenia mikrokontrolera do płytki syntezatora mowy
przewody do podłączenia głośników

Oprogramowanie terminala

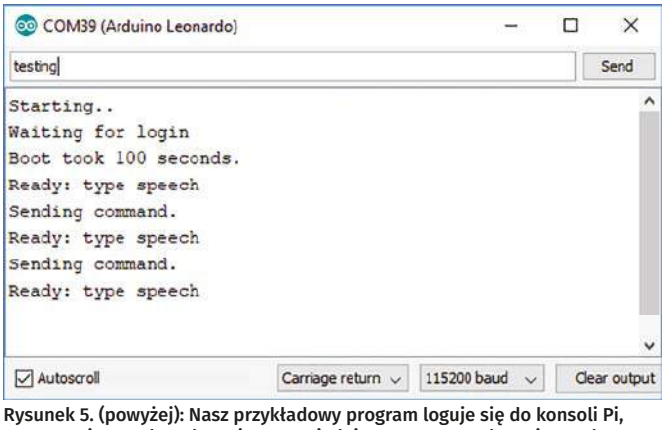
Do komunikacji z Pi za pośrednictwem Arduino można użyć monitora szeregowego Arduino, ale inne programy terminalowe, takie jak PuTTY lub TeraTerm, mają lepszą obsługę emulacji terminala, która pasuje do interfejsu Raspberry Pi. W szczególności, jeśli użytkownik chce edytować pliki na komputerze Pi (co może być konieczne do włączenia określonych ustawień), konieczne jest użycie odpowiedniego programu terminala.

Niezależnie od używanego terminala należy łączyć się z komputerem Pi z szybkością transmisji 115200 bodów, ośmioma bitami i brakiem parzystości (8-N-1).

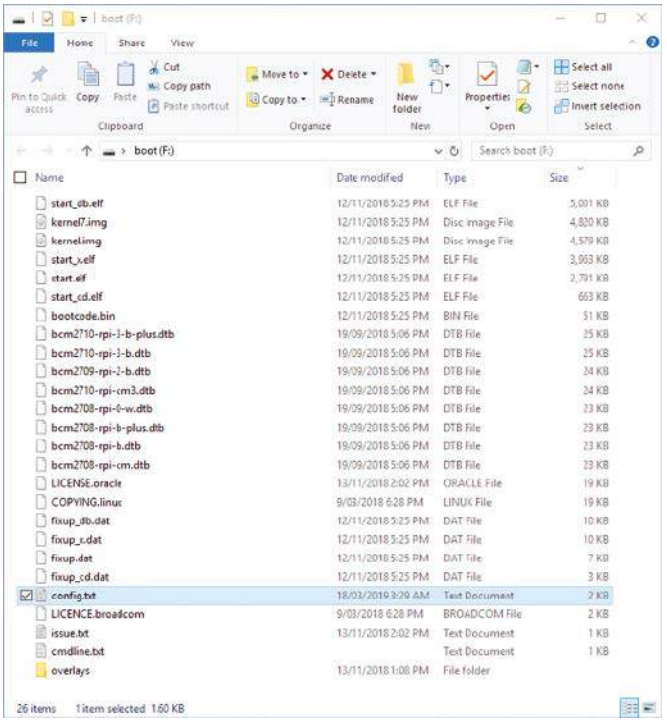
Generowanie mowy

Jeśli wybraliśmy konfigurację krok po kroku, mamy już za sobą testowanie syntezatora mowy. Jeśli zainstalowano wstępnie skonfigurowany obraz karty, to przed

eprasa.pl b8c17d8a95



Rysunek 5. (powyżej): Nasz przykładowy program loguje się do konsoli Pi, a następnie wysyła polecenia wypowiadające to, co zostało wpisane do monitora szeregowego. Gdy pojawi się komunikat „Ready: type speech" (Gotowe: wpisz tekst), oznacza to, że urządzenie jest gotowe do syntezy mowy.



Rysunek 6. (po prawej): Niektóre pliki na karcie microSD komputera Pi można edytować na komputerze, ponieważ wolumin startowy korzysta z typowego systemu plików FAT. Jest to znacznie łatwiejsze niż korzystanie z edytora tekstu wbudowanego w komputer Pi. Plik config.txt zawiera wiele ustawień, w tym informacje o tym, które usługi są uruchamiane podczas startu systemu.

skonfigurowaniem sterownika należy sprawdzić, co ów syntezator mowy potrafi.

Po uruchomieniu Pi należy się zalogować, używając nazwy użytkownika „pi" i hasła „raspberry". Później, jeśli skonfigurujemy Arduino (lub inne urządzenie) do bezpośredniego sterowania komputerem Pi, będzie trzeba zaprogramować je tak, aby czekało na monit o zalogowanie, a następnie wysyłało te ciągi znaków, po których następują znaki nowej linii, w celu automatycznego zalogowania się. W naszym przykładowym oprogramowaniu pokazano, jak to zrobić.

Program **espeak-ng**, którego używamy do syntezy mowy, ma wiele opcji, a pełną listę parametrów poleceń można wyświetlić, wpisując polecenie:

```
espeak-ng -- help
```

Na przykład, używając parametru voice (głos), można zastosować inny akcent. Parametry rozpoczynają się od myślnika i są zwykle wymieniane przed tekstem, który ma zostać wypowiedziany.

Wpiszmy na przykład:

```
espeak-ng -ven-us "testing"
```

Wówczas usłyszymy słowo „testing" (testowanie) z amerykańskim akcentem lub spróbujmy:

```
espeak-ng -s 125 -v en+f5 "testing"
```

W tym przypadku również zostanie wypowiedziane „testing", ale głosem żeńskim. Oczywiście tekst wewnątrz cudzysłowów można modyfikować, aby zawierał inne słowa i wyrażenia.

Język polski uzyskamy ustawiając parametr – pl.

W podobny sposób można regulować także inne parametry, takie jak szybkość czytania, wysokość głosu i głośność. Zobaczmy wynik polecenia „help", o którym mowa powyżej.

Odtwarzanie plików MP3 i radia internetowego

Jak już wcześniej wspomnieliśmy, można również używać funkcji madplay do odtwarzania plików MP3 lub strumieni radia internetowego. Korzystanie z tego oprogramowania jest proste.

Na przykład, wydając polecenie:

```
madplay nazwa.mp3
```

odtworzy plik „nazwa.mp3", z bieżącego katalogu komputera Pi. Jeśli nazwa pliku zawiera spacje lub inne znaki specjalne, należy ująć ją w cudzysłów (pojedynczy lub podwójny). Można wydać polecenie:

```
madplay -- help
```

aby wyświetlić listę parametrów wiersza poleceń akceptowanych przez program **madplay**.

Do odtwarzania strumienia radia internetowego potrzebna jest wersja Pi z Wi-Fi, a Wi-Fi musi być skonfigurowane tak, aby łączyło się z Internetem za pośrednictwem routera.

W tym zadaniu łączymy dwa polecenia systemu Linux: wspomniany wcześniej madplay, służący do odtwarzania dźwięku, oraz pakiet o nazwie „wget", który pobiera strumień audio przez internet.

Są one połączone w jednym poleceniu, a zawartość strumienia jest przesyłana przez polecenie wget ze źródłowego adresu URL do wejścia programu madplay. Strumień będzie kontynuowany, o ile nie wystąpi błąd, albo można go wcześniej zatrzymać, naciskając klawisz Ctrl-C. Na przykład:

```
wget -O – "http://us5.internet-radio.com:8487/" | madplay -
```

REKLAMA



eprasa.pl b8c17d8a95

Procedura konfiguracji oprogramowania krok po kroku

Proces ten jest bardziej skomplikowany niż zwykłe użycie pliku obrazu karty pamięci, jak opisano w głównej części artykułu, ale daje dużo więcej możliwości. Nie zalecamy robienia tego z wariantem Raspberry Pi bez Wi-Fi, ponieważ jest to o wiele bardziej skomplikowane. Można jednak skonfigurować kartę SD na Raspberry Pi wyposażonym w Wi-Fi, a następnie podłączyć ją do Pi Zero.

Pierwszy krok polega na zapisaniu obrazu Raspberry Pi OS (wcześniej nazywany Raspbian) na karcie, co jest praktycznie takim samym procesem, jaki opisaliśmy dla naszego własnego obrazu. Pliki te można pobrać ze strony https://www.raspberrypi.com/software/.

Zapiszmy obraz Raspberry Pi OS na karcie za pomocą programów Win32-diskimagewriter, Etcher lub dd, tak jak to opisano w tekście. W systemie Windows powinny zostać utworzone dwa dyski – jeden o nazwie „boot" i drugi, którego system Windows nie może rozpoznać. Windows powie, że chce sformatować nierozpoznaną partycję, ale nie pozwólmy mu na to!

Początkowa zawartość dysku startowego jest przedstawiona na rysunku 6. Otwórz ten dysk i znajdźmy plik o nazwie config.txt, a następnie otwórzmy go za pomocą edytora tekstu, takiego jak Wordpad lub Notepad++. Niektóre wersje Notatnika nie rozpoznają zakończeń linii używanych w systemie Linux i mogą nie wyświetlać pliku poprawnie, dlatego nie zalecamy ich używania.

Teraz przejdźmy do końca pliku i wprowadźmy cztery zmiany pokazane na rysunku 7.

Pierwsza i trzecia włączają wyjście I²S, aby przesyłać dane do przetwornika cyfrowo-analogowego w nakładce, oraz wyłączają domyślne wyjście audio (przez złącze HDMI wyświetlacza). Drugi konfiguruje wyjście I²S tak, aby pasowało do używanego przez nas przetwornika C/A. Czwarta zmiana umożliwia dostęp do konsoli przez port szeregowy UART.

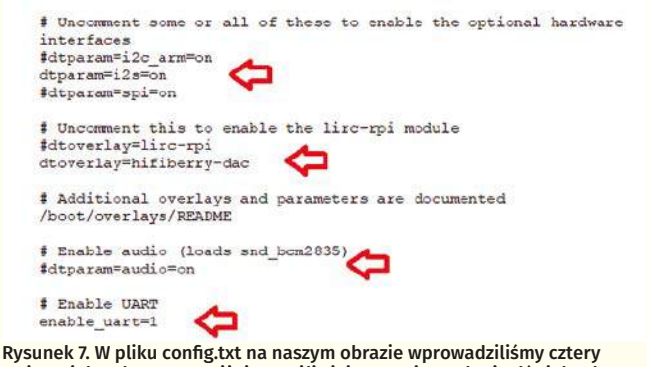
Jeśli chcemy wprowadzić dalsze zmiany w tym pliku, teraz jest na to czas, ponieważ łatwiej będzie je wykonać na komputerze niż na komputerze Pi. Po zakończeniu pracy zapiszmy plik.

Teraz utwórzmy na dysku startowym plik tekstowy o nazwie wpa_supplicant.conf i edytujmy go tak, aby zawierał następujące wiersze:

```
country=PL ctrl_interface=DIR=/var/run/wpa_
supplicant GROUP=netdev update_config=1
network={
ssid="network" psk="password"
key_mgmt=WPA-PS
}
```

Zmieńmy wartości „country", „ssid" i „psk" tak, aby odpowiadały wartościom naszej własnej sieci Wi-Fi, a następnie zapiszmy plik.

Jeśli uważamy, że możemy chcieć używać SSH do uzyskiwania dostępu do Pi, utwórzmy pusty plik o nazwie „ssh" w katalogu głównym dysku startowego. Plik nie musi niczego zawierać, wystarczy, że istnieje. Teraz należy bezpiecznie wyjąć kartę microSD z komputera i włożyć ją do gniazda kart microSD komputera Pi. Podłączmy ją do mikrokontrolera hosta lub innego urządzenia



Rysunek 7. W pliku config.txt na naszym obrazie wprowadziliśmy cztery zmiany, jak pokazano poniżej. Umożliwiają one Pi wysyłanie dźwięku do naszej nakładki audio oraz włączanie UART-u w celu umożliwienia komunikacji szeregowej.



Rysunek 8. Jeśli w oknie terminala widać monit o zalogowanie, oznacza to, że komputer Pi uruchamia się prawidłowo, a komunikacja szeregowa działa.

używanego do komunikacji z komputerem Pi przez port szeregowy UART.

Włączmy zasilanie i otwórzmy port szeregowy komputera Pi z szybkością transmisji 115200. Po około pięciu sekundach na ekranie powinny pojawić się komunikaty startowe. Gdy Pi połączy się z siecią Wi-Fi, pojawi się komunikat z jego adresem IP; jest to przydatne, jeśli do dalszej komunikacji chcemy używać SSH.

Po około minucie zostanie wyświetlony monit o zalogowanie się, jak pokazano na rysunku 8.

Domyślna nazwa użytkownika to „pi", a domyślne hasło to „raspberry". Po ich wprowadzeniu pojawi się wiersz poleceń, w którym można kontynuować konfigurowanie Pi. Aby zaktualizować listę pakietów, należy wykonać poniższe polecenie, wpisując je, a następnie naciskając klawisz Enter. Może to potrwać kilka minut, a nawet dłużej:

```
sudo apt update
```

Następnie uruchommy:

```
sudo apt-get install espeak-ng raspi-gpio madplay
```

W ten sposób instalowane są programy **espeak-ng**, **raspi-gpio** i **madplay**. Podczas instalacji może zostać wyświetlony monit: press „y" and Enter to proceed (naciśnij „y" i Enter, aby kontynuować; w przypadku polskojęzycznej instalacji Raspberry Pi OS, informacje będą w języku polskim i aby potwierdzić kontynuację instalacji należy nacisnąć literę „t"). Program **raspi-gpio** nie jest konieczny do pracy z syntezatorem mowy, ale przyda się, jeśli chcemy korzystać z innych pinów GPIO (General Purpose Input/Output) komputera Pi. W tym momencie wszystko powinno działać w sposób umożliwiający działanie syntezatora mowy. Można go przetestować, uruchamiając następujące polecenie w wierszu poleceń:

```
espeak-ng "testing"
```

W głośnikach powinno być słychać słowo „testing". Następnym krokiem jest ustawienie karty microSD jako przeznaczonej tylko do odczytu. Zanim jednak to zrobimy, możemy zainstalować inne programy lub skopiować inne pliki, ponieważ teraz będzie to łatwiejsze niż później.

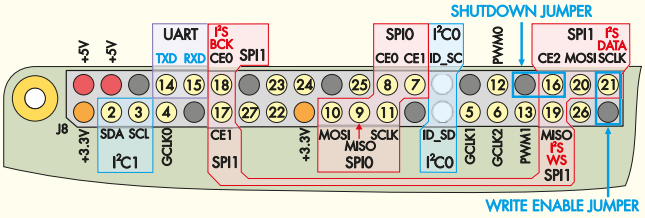
Gdy mówimy, że ustawiamy kartę microSD jako przeznaczoną tylko do odczytu, należy pamiętać, że jest to tylko ustawienie programowe wykorzystywane przez komputer Pi i nie ma ono wpływu na możliwość zapisu na karcie przez inne systemy. Zainstalowano także kilka programów narzędziowych, które umożliwiają Pi korzystanie z nakładki na ramdysk dla wszystkich programów, które oczekują możliwości zapisu na dysku. Jeśli chcemy zapisywać na ramdysku pliki dla własnych aplikacji, najprostszym sposobem jest utworzenie pliku w folderze /tmp, który istnieje na ramdysku. Należy jednak pamiętać, że jego zawartość zostanie utracona po kolejnym restarcie lub wyłączeniu komputera Pi.

Aby skonfigurować kartę SD tylko do odczytu, wykonajmy polecenie:

```
wget https://raw.githubusercontent.com/adafruit/
Raspberry-Pi-Installer-Scripts/master/read-only-
fs.sh
```

Spowoduje to pobranie wymaganego skryptu. Gdy pobieranie zakończy się pomyślnie, uruchommy następujące polecenie:

eprasa.pl b8c17d8a95



Rysunek 9. Rozkład pinów złącza 2×20 Raspberry Pi, z funkcjami używanymi przez nasze oprogramowanie zaznaczonymi na czerwono (dane audio I²S) i na niebiesko (szeregowe nadawanie/odbiór), wraz z zalecanym położeniem zworek wyłączających PI i blokujących zapis. Jeśli na płytce drukowanej nakładki zostanie zamontowane gniazdo przejściowe , zworki i inne akcesoria nadal będzie można łatwo podłączyć do Pi.

```
sudo bash read-only-fs.sh
```

Przed zastosowaniem ustawień zostanie wyświetlonych kilka monitów, na które należy odpowiedzieć.

Istnieją opcje ustawienia pinu GPIO jako zworki do masy (GND), aby umożliwić dostęp do zapisu (zworka jest odczytywana tylko podczas uruchamiania systemu i obowiązuje do następnego resetu). Sugerujemy ustawienie tego parametru na GPIO21, ponieważ można go łatwo zwierać do masy (GND) przez założenie zworki na dwa piny złącza GPIO.

Jest to w rzeczywistości jeden z pinów używanych do przesyłania danych audio I²S, ale zworka musi być założona tylko na tyle długo, aby została wykryta podczas uruchamiania systemu, ale nie zakłócała potem dźwięku. Na rysunku 9 pokazano rozmieszczenie pinów w złączu Raspberry Pi, w tym sugerowane położenie zworek.

GPIO16 można ustawić tak, aby zworka lub zewnętrzny tranzystor wyłączały komputer Pi. Oba te wejścia mogą być różnie skonfigurowane w skrypcie. Wystarczy postępować zgodnie z instrukcjami.

Można także wymusić ponowne uruchomienie Pi w przypadku wystąpienia paniki jądra (tj. nienaprawialnego błędu systemu operacyjnego – kernel panic), co może być przydatne, choć jest mało prawdopodobne.

Po wykonaniu wszystkich czynności należy pobrać i zainstalować pakiety oraz zastosować wybrane ustawienia. Następnie można ponownie uruchomić komputer, wykonując polecenie:

```
sudo reboot
```

Oprogramowanie na komputerze Pi zostało skonfigurowane i jest gotowe do użycia.

Nie zawsze jest oczywiste, jaki jest adres URL rzeczywistego strumienia radiowego, ponieważ użytkownik musi korzystać z katalogu online, aby znaleźć i odtworzyć strumień.

Przydatna okazała się wizyta na stronie www.internet-radio.com, a następnie otwarcie każdego pliku .m3u w edytorze tekstu (np. Notatniku) w celu ustalenia adresu URL strumienia każdej stacji.

Umieszczenie tego adresu URL w powyższym poleceniu powinno umożliwić odtwarzanie tej stacji za pomocą Pi.

Automatyczne sterowanie całością

Naszym ostatecznym celem było umożliwienie wykorzystania płytki Arduino do automatycznego sterowania syntezatorem mowy i odtwarzaniem dźwięku. W tym celu utworzyliśmy podstawowy przykładowy szkic, który komunikuje się z Pi, w tym z procesem logowania.

Każdy tekst wysłany do Arduino przez zwykły monitor szeregowy jest następnie przesyłany do Pi jako polecenie, które należy wypowiedzieć.

Od Redakcji EdW

1. Zgodnie z kartami aplikacyjnymi wzmacniacza LM386 dla zabezpieczenia przed wzbudzeniem zaleca się włączyć obwód RC (10 Ohm, 47 nF) między wyjście wzmacniacza i masę.
2. Na wyjściach liniowych CON5 (rysunek 1) występują składowe stałe z przetwornika, zatem zaleca się zastosować kondensatory separujące.

Należy jednak pamiętać, że jeśli Pi nadal uruchamia się w momencie wysyłania tekstu, użytkownik będzie musiał poczekać na jego zakończenie, zanim usłyszy wypowiedź.

Przykładowy szkic nosi nazwę „Pi_TTS_Interface" i jest ponownie dostępny do pobrania z naszej strony internetowej. Prześlijmy to na płytkę Leonardo za pomocą zwykłej procedury i otwórzmy terminal szeregowy lub monitor szeregowy.

Szkic będzie informował o swoim stanie i zapyta o tekst do wypowiedzenia , gdy będzie gotowy. Przykładowe dane wyjściowe tego szkicu pokazano na rysunku 5.

Możemy wykorzystać ten szkic jako punkt wyjścia do tworzenia własnych schematów sterowania głosem. Jak to się mówi: ogranicza nas tylko wyobraźnia!

Co jeszcze można zrobić z opisywanym układem?

Pi, jako mały komputer, potrafi znacznie więcej niż to, co opisaliśmy, zwłaszcza wersje wyposażone w Wi-Fi, takie jak Pi Zero W czy WH.

W Internecie można znaleźć wiele informacji o tym, jak programować Raspberry Pi, więc jeśli chcemy, aby nasz komputer potrafił więcej, przejdźmy do swojej ulubionej wyszukiwarki i zacznijmy badać możliwości. Można się o wiele więcej nauczyć robiąc niż czytając! ■

Tim Blythman

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

REKLAMA

Świat projektantów i programistów dla elektroniki w nowej odsłonie. Odwiedź nowy

ELPORTAL.pl

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

eprasa.pl b8c17d8a95

Szablony do produkcji PCB i gotowe płytki PCB dostępne są na stronie: https://bit.ly/3zdkX2c
Materiały dodatkowe są również dostępne na stronie edw.elportal.pl: https://bit.ly/3aSc8S5

W poprzednim numerze EdW rozpoczęliśmy opis generatora sygnału RF. To idealny podstawowy przyrząd testowy dla każdego zainteresowanego radiotechniką: ma duże możliwości, ale jest tani i dość łatwy do zbudowania. Żadna z jego części nie jest też zbyt trudna do zdobycia. A teraz zabierzmy się do jego budowy – i uruchomienia. Podamy także instrukcje, jak z niego korzystać oraz kilka wykresów osiągów i parametrów.



Generator sygnałowy z możliwością skanowania oraz modulacji AM i FM, część 2

Generator sygnałowy zbudowany jest na jednej dwustronnej płytce drukowanej o kodzie 04106191 i wymiarach 152,5×102 mm. Schemat montażu elementów na PCB przedstawia rysunek 5.

Większość górnej (po stronie elementów) powierzchni została zalana obwodem masy w celu dodatkowego ekranowania. W konstrukcji generatora sygnałowego nie są używane żadne elementy SMD, dzięki czemu jest on stosunkowo łatwy w budowie.

Zacznij od zamontowania wszystkich rezystorów wg rysunku 5. Każdy przed umieszczeniem go w otworach PCB najlepiej sprawdzić za pomocą multimetru cyfrowego ustawionego do pomiaru rezystancji, w przypadku kolorowych pasków niektóre mogą być trudne do odróżnienia (np. brązowy może wyglądać jak czerwony lub jak pomarańczowy). Nie zapomnij o rezystorze 47 Ω schowanym pod S4! Zwróć uwagę, że 3 rezystory 10 kΩ po prawej stronie podstawki IC1 lutowane są nietypowo, pionowo, naprzemiennie.

Kolejno zamontuj diody D1 i D2, upewniając się, że są zorientowane tak, jak pokazano. Następnie zamontuj podstawkę dla IC1, tak aby jej wycięcie było skierowane do góry płytki.

Teraz dopasuj kondensatory ceramiczne i foliowe MKT, których kierunek montażu może być dowolny. Dokładnie sprawdzaj ich wartości. Jeden kondensator 100 nF jest schowany pod S4. Po wlutowaniu potencjometru montażowego VR1 przychodzi kolej na tranzystory w obudowie plastikowej Q1, Q2, Q4 i Q5. Q4 to inny typ niż pozostałe trzy, opis lutowania będzie dalej.

Następnie przylutuj do płytki listwę kołkową 2×3-pin (CON3) oraz dwuszpilkowe fragmenty listwy kołkowej jako CON4 i JP1, potem gniazdo zasilania (CON1), kolejno montuj kondensatory elektrolityczne. Są one spolaryzowane; w każdym przypadku dłuższa końcówka musi trafić do otworu oznaczonego „+" na PCB. Pasek na obudowie kondensatora wskazuje końcówkę ujemną, co umożliwia kontrolę prawidłowości montażu również po wlutowaniu.

Zamontuj trzy zwierne przyciski, ze ścięciem na obudowie skierowanym tak, jak pokazano na rysunku 5, upewniając się przed lutowaniem, że ich wyprowadzenia są wciśnięte do końca w płytkę. S3 jest czerwony, a S1, S2 są czarne. Masz teraz prawie wystarczającą ilość zamontowanych komponentów do przetestowania zasilania.

Zaleca się dołączenie stabilizatora napięcia REG1 do obudowy jako radiatora, ale tej jeszcze nie mamy. Prowizorycznie, najłatwiej to zrobić następująco: przylutuj 3 odcinki po 25 mm izolowanego, najlepiej o różnych kolorach przewodu do końcówek REG1 po ich uprzednim skróceniu o ok. połowę, miejsca lutowania zabezpiecz rurką termokurczliwą o małej średnicy do izolacji połączeń lutowanych.

Możesz wtedy przylutować te trzy przewody do otworów lutowniczych stabilizatora na płytce drukowanej, upewniając się, że wszystko jest w porządku – czyli tak, że jeśli REG1 przytrzymasz w górze nad PCB bez krzyżowania przewodów, tył REG1 jest skierowany do dołu PCB, jak pokazano na rysunku 5.

Wstępne testy

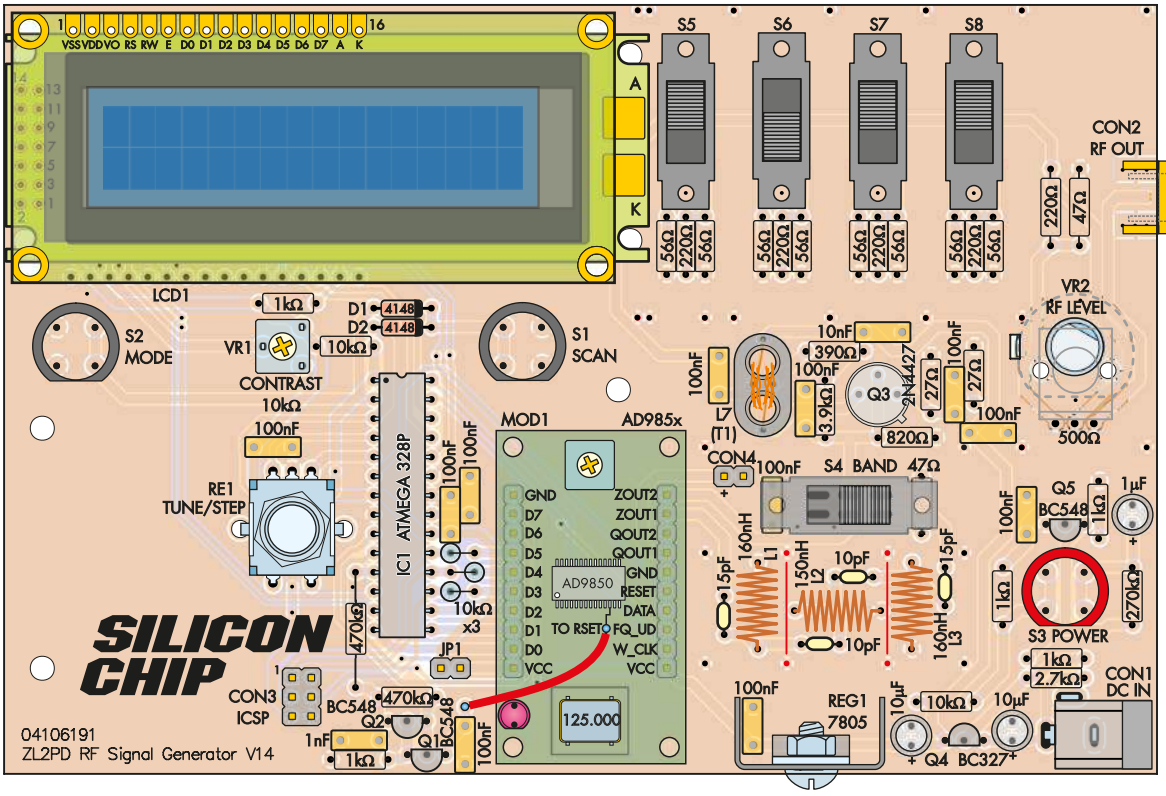
Teraz możesz podłączyć zasilanie 12 V do złącza DC CON1 i wykonać wstępną kontrolę. Niestety w tym momencie brak jest diody LED wskaźnika zasilania (będzie, gdy zamontowany jest MOD1), więc najprostszym sprawdzeniem jest zmierzenie napięcia na prawym pinie JP1 względem punktu masy, takiego jak otwór na śrubę mocującą pośrodku płytki. Na tym etapie napięcie powinno być jeszcze małe lub żadne.

Teraz krótko naciśnij wyłącznik zasilania S3 i powinieneś zmierzyć około 5 V na prawym pinie JP1. Naciśnij S3 znowu i napięcie powinno spaść prawie do zera. To potwierdza, że sekcja zasilania działa prawidłowo.

Modyfikacja modułu AD9850

Są wymagane niewielkie modyfikacje modułu AD9850 przed jego zamontowaniem na płytce drukowanej. Trzeba usunąć trzy rezystory SMD i dolutować cienki izolowany przewód do jednego z wolnych pól lutowniczych

eprasa.pl b8c17d8a95



Rysunek 5. Użyj tego schematu montażowego jako instrukcji montażu i lutowania generatora RF. Pokazaliśmy kontury obu rodzajów wyświetlaczy LCD w jednym miejscu, ale ty zamontujesz tylko jeden lub drugi. Środkowa szpilka złącza krawędziowego CON2 jest przylutowana na spodzie PCB. VR2 może być standardowym potencjometrem o średnicy 16 mm montowanym przez PCB, z obudową na spodzie, lub pionowym 9 mm do montażu na PCB.

pozostałych po usunięciu elementów SMD. Te zmiany pokazano na rysunku 6 i towarzyszących zdjęciach zmodyfikowanego modułu.

Moduł, którego użyłem, to – jak sądzę – najpopularniejsza wersja, ale pojawią się być może inne, które stosują ten sam obwód, ale inny układ montażu.

Więc jeśli twój moduł nie wygląda dokładnie tak samo jak mój, nie panikuj!

Możesz użyć multimetru cyfrowego w trybie testowania ciągłości połączenia, aby zidentyfikować rezystory podłączone do końcówek 3, 4 i 12 układu scalonego oraz usunąć je.

Możesz to zrobić, podgrzewając końce rezystorów na przemian lutownicą i trzymając sam rezystor precyzyjną pęsetą. Po wystarczającym podgrzaniu, rezystory powinny dać się usunąć przez oderwanie w górę.

Jeśli jest taka możliwość, lepiej przećwiczyć to najpierw na jakimś niepotrzebnym PCB. Jeśli masz stację lutowniczą na gorące powietrze, będzie to jeszcze łatwiejsze.

Pozostaje tylko przylutowanie ok. 100 mm cienkiego izolowanego przewodu lub Kynaru (drut do połączeń owijanych) do pustego pola lutowniczego, które łączy się z końcówką 12 IC, jak wskazano na zdjęciu. Przewód będzie przylutowany do PCB później.

Nawijanie cewek L1...L3

Trzy cewki, L1...L3, są nawinięte drutem DNE o średnicy 0,8 mm (20AWG). To są cewki z rdzeniem powietrznym, co oznacza, że drut jest najpierw owijany wokół rdzenia o odpowiedniej średnicy, a następnie rdzeń jest usuwany.

Wszystkie cewki powinny mieć średnicę wewnętrzną 3 mm, czyli trzonek wiertła 3 mm lub metalowa rurka o średnicy 3 mm są odpowiednie. Po wlutowaniu na płytce drukowanej cewki są wystarczająco sztywne i stabilne.

L1 i L3 muszą mieć indukcyjność 160 nH, podczas gdy L2 ma 150 nH. Aby to osiągnąć, nawiń po 11 zwojów dla każdej cewki, a następnie rozciągnij L2 tak, żeby była o około jeden milimetr dłuższa niż pozostałe dwie. To zmniejsza indukcyjność L2 do wymaganej wartości (można oczywiście użyć miernika indukcyjności do weryfikacji parametrów cewek, jeśli jest dostępny).

Jeśli chcesz użyć alternatywnych wartości cewek wymienionych na schemacie w poprzednim miesiącu, dla filtra górnoprzepustowego 125 MHz, zmniejsz liczbę zwojów do sześciu, a następnie rozciągnij L2 o około pół milimetra. Cewki powinny mieć indukcyjność odpowiednio 85 nH i 82 nH.

Teraz usuń emalię z obu końców drutu każdej cewki. Niektóre powłoki emaliowane odparowują podczas lutowania, ale większość musi zostać zeskrobana ostrym nożem.

Uważaj, jeśli używasz ostrego narzędzia, aby uniknąć skaleczenia się. Możesz sprawdzić, czy emalia została prawidłowo usunięta, cynując końcówki drutu, a następnie sprawdzając przyleganie lutu. Ale pamiętaj, że nie należy pozostawiać zbyt długich wyprowadzeń cewek; wystarczą tylko takie, aby przeszły przez otwory w płytce drukowanej i mogły być lutowane na spodzie.

Dlatego najlepiej przytnij końce drutu przed zeskrobaniem emalii.

Nie rozciągaj ani nie ściskaj cewek, aby dopasować je do montażu na płytce drukowanej, ponieważ będzie to wpływać na ich indukcyjność; po prostu użyj krótkiego dodatkowego kawałka drutu na jednym lub obu końcach cewki, aby móc je wlutować.

Nawinięcie transformatora T1

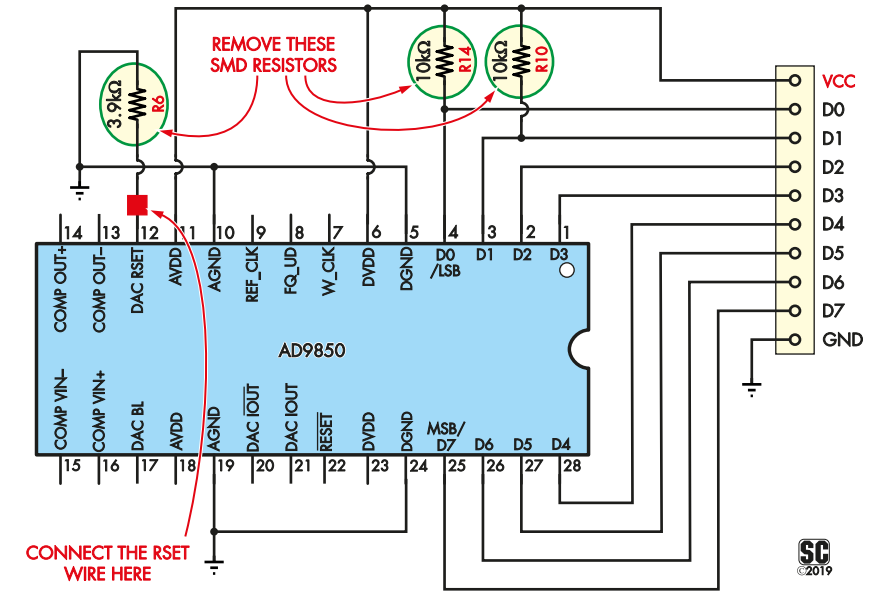
T1 jest nawinięty na rdzeniu ferrytowym o długości ~7 mm z dwoma otworami (balun albo „świński nosek”). Zacznij od przygotowania 400 mm odcinka drutu DNE o średnicy 0,315 mm (28 AWG).

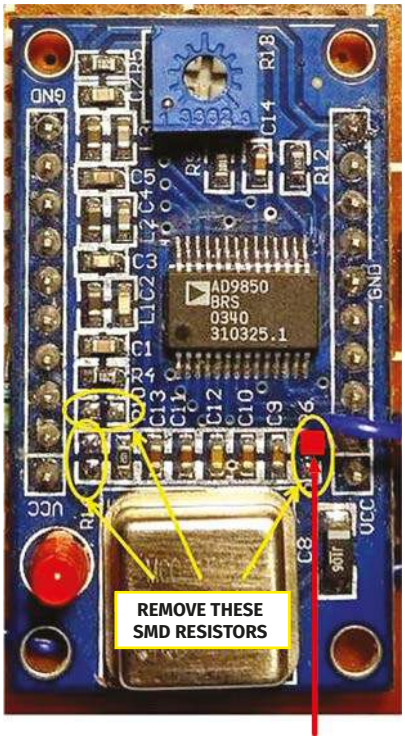
Złóż drut na pół, aby końce się zrównały, a następnie skręć przewody razem, można zastosować od jednego do pięciu skręceń na 20 mm; nie jest to krytyczne. Skręcenie drutu po prostu ułatwia nawijanie na rdzeń. Szczegóły przedstawia rysunek 7.

Nawiń cztery zwoje skręconego drutu na rdzeń i przytnij końce przewodów na długość ok. 20 mm, masz więc cztery krótkie odcinki drutu, każdy o długości około 20 mm, wychodzące parami z każdego otworu po jednej stronie „świńskiego noska”.

Pocynuj te cztery końce – druty DNE o takiej średnicy typowo nie wymagają skrobania emalii. Użyj multimetru aby zidentyfikować początek i koniec każdego z dwóch nawojów.

eprasa.pl b8c17d8a95





Rysunek 6. Te trzy rezystory SMD należy usunąć z modułu AD9850 DDS. Jeden z padów usuniętego już rezystora 3,9 kΩ stanowi wygodny punkt do przylutowania dodatkowego przewodu potrzebnego do podłączenia końcówki 12 modułu AD9850 (RSET) do kolektora tranzystora Q1 na płycie głównej w celu sterowania poziomem wyjściowym. Zobacz też zdjęcie w zbliżeniu po prawej. Znacznie lepiej widać to na zdjęciu w I części artykułu.

Początek jednego i koniec drugiego nawoju (pokazane jako „AS" i „BF" na schemacie) trafią do dwóch środkowych otworów przeznaczonych do montażu T1 (razem w jeden lub oddzielnie w każdy z osobna, oba otwory są połączone ścieżką), podczas gdy pozostałe dwa przewody idą do punktów lutowniczych na obu końcach.

Nie ma znaczenia, który drut trafi do którego otworu, ponieważ cewka jest symetryczna.

Ponownie przytnij przewody, aby zostawić tylko minimalną długość, a następnie, jeśli emalia nie daje się lutować, zeskrob ją i pocynuj przed przylutowaniem do PCB.

Powinno to umożliwić wmontowanie rdzenia możliwie blisko płytki, żeby nie grzechotał po przylutowaniu przewodów.

Kontynuacja budowy

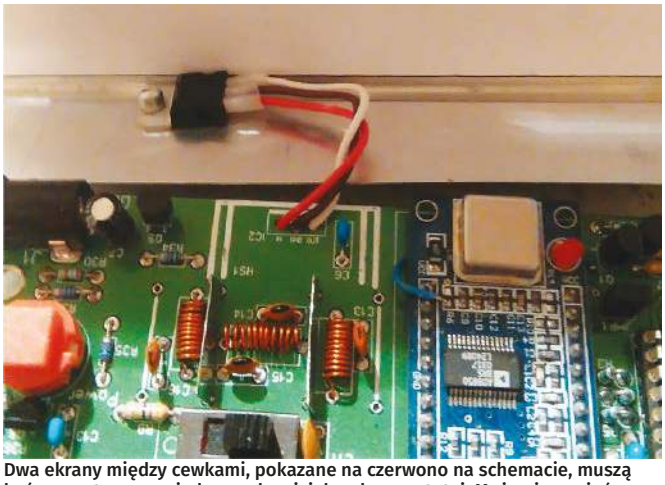
Teraz dopasuj tranzystor Q3 w metalowej obudowie blisko PCB, pozostawiając jednak około 1mm prześwitu między spodem elementu a górną powierzchnią PCB. Nie instaluj go ze stykiem obudowy do płytki drukowanej, ponieważ metalowa obudowa tranzystora jest wewnętrznie podłączona do kolektora.

Ponadto, zanim przylutujesz go na miejscu, sprawdź, czy metalowa obudowa nie dotyka jakichkolwiek sąsiednich elementów lub ścieżek.

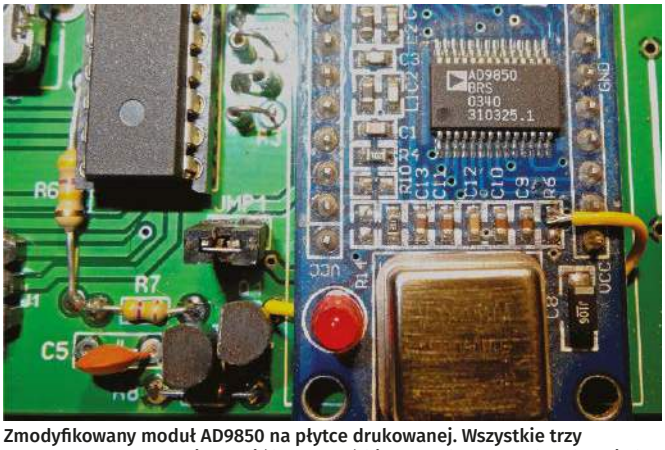
Następnie dopasuj zmodyfikowany moduł AD9850 DDS. Zwykle są one dostarczane od razu z wlutowanymi dwoma rzędami 10-cio kołkowych listew, wystarczy wsunąć je do odpowiednich otworów w PCB i przylutować na spodzie płytki, odpowiedni dystans moduł – PCB zapewnia plastikowa oprawa kołków (jeśli zakupisz moduł bez wlutowanych listew kołkowych, będziesz musiał zrobić to sam, lutując najpierw obie listwy do PCB, a następnie nasunąć moduł i polutować jego styki na górnej stronie do kołków).

Przewód, który podłączyłeś wcześniej do modułu, łączy się z wyprowadzeniem tranzystora Q1, które jest najbliżej MOD1. Płytki PCB RevB mają dedykowane pole lutownicze tego połączenia.

W przeciwnym razie przylutuj go bezpośrednio do Q1, na górnej stronie płytki drukowanej. Zarówno w jednym, jak i drugim przypadku, przytnij przewód na długość przed odizolowaniem i lutowaniem. Dla elegancji najlepiej



Dwa ekrany między cewkami, pokazane na czerwono na schemacie, muszą być zamontowany między cewkami, jak pokazano tutaj. Można je wyciąć ze skrawka ocynowanej blachy stalowej (np. puszka na żywność). To zdjęcie pokazuje również montaż regulatora 7805 na obudowie jako radiatorze.



Zmodyfikowany moduł AD9850 na płytce drukowanej. Wszystkie trzy rezystory SMD są usunięte, a żółty przewód jest przylutowany do odpowiedniego pola lutowniczego – po usunięciu rezystorze z symbolem R6. (upewnij się, że jest to styk bliżej układu AD9850 IC). Miejsce lutowania znacznie lepiej widać na zdjęciu w części 1 artykułu. Niewłaściwe lutowanie może zniszczyć moduł i mikroprocesor.

eprasa.pl b8c17d8a95

poprowadzić przewód w prawo i pod modułem. Jeśli jest on krótki, nie będzie się później luźno poruszać.

Następnie dopasuj gniazdo wyjściowe CON2. Jest to złącze krawędziowe, wciśnij je na krawędź PCB, z centralną końcówką po spodniej stronie PCB – patrz fotografia zmontowanego modułu w poprzednim numerze.

Przylutuj środkową końcówkę od spodu PCB oraz kołki masy po obu stronach PCB, na górze i na dole.

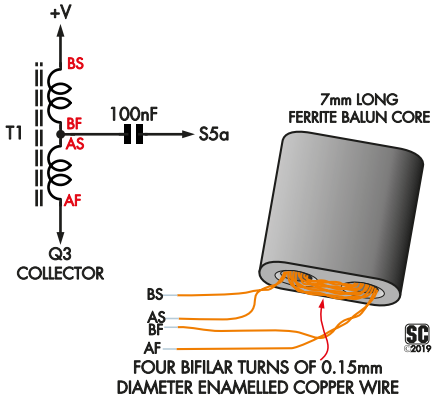
Ponieważ jest to dość pokaźny kawałek metalu lutowany do miedzianych ścieżek, będziesz potrzebował gorącej lutownicy i sporej ilości lutu.

Następnie zainstaluj mini przełączniki suwakowe S5...S9. Płytka jest zaprojektowana z gniazdami pasującymi do ich końcówek, dzięki czemu można lutować je łatwo na płytce drukowanej. Ponownie nie oszczędzaj na lutowiu, aby zapewnić dobre spoiny.

Kolejnym zadaniem jest zamontowanie LCD. Masz do wyboru na płytce trzy możliwe style podłączenia modułu LCD, 2×7 po lewej, 1×16 na górze lub na dole, chociaż Jaycar QP5516 lub Altronics Z7018 są najlepiej dopasowane (Red. to są egzotyczne moduły LCD, na szczęście płytka ma miejsca na 1×16 listwę kołkową w przypadku użycia najpopularniejszych modułów LCD, kompatybilnych z HD44780, z wyprowadzeniami na górze lub na dole).

W przypadku Jaycar LCD przylutuj listwę kołkową 7×2-pin w rzędzie otworów najbliżej lewej górnej krawędzi PCB, a następnie przykręć cztery krótkie poliamidowe gwintowane kołki dystansowe do 4 otworów montażowych stosując śrubki M3×5 od spodu PCB.

Następnie możesz nasunąć wyświetlacz LCD odpowiednimi otworami na listwę kołkową i przykręcić go do kołków dystansowych za pomocą czterech kolejnych śrubek M3×5,



Rysunek 7. Autotransformator T1 jest łatwy do nawinięcia, z zaledwie czterema bifilarnymi zwojami na małym ferrytowym rdzeniu typu balun. AF i BS są wymienne i połączone ze sobą na płytce drukowanej.

Wykaz części

1 szt. dwustronna płytka drukowana, kod 04106191, 152,5×102 mm
1 szt. moduł DDS na układzie AD985x (MOD1)
1 szt. gniazdo zasilania do druku 5,5/2,1 lub 5,5/2.5 (CON1)
1 szt. gniazdo SMA (żeńskie) do montażu krawędziowego (CON2) [proszę nie pomylić z gniazdem SMA-RP (męskie)]
1 szt. listwa kołkowa prosta 2×3 do montażu na płytce drukowanej (CON3)
2 szt. 2-szpilkowe odcinki listwy kołkowej do druku (CON4, JP1))
1 szt. zworka 2,54 mm (JP1)
1 szt. alfanumeryczny wyświetlacz LCD 2×16 z podświetleniem (LCD1)
500 mm drutu DNE o średnicy 0,8 mm (do nawinięcia L1-L3)
400 mm drutu DNE o średnicy 0,315 mm (do nawinięcia T1)
1 szt. rdzeń ferrytowy dwuotworkowy – balun 7 mm (dla T1)
1 szt. pionowy enkoder obrotowy (impulsator) do montażu na płytce drukowanej ze zintegrowanym włącznikiem (RE1)
1 szt. 28-stykowe wąskie gniazdo DIL28 (dla IC1)
2 szt. listwy kołkowe 1×10 (do montażu MOD1) – opcjonalnie
1 szt. listwa kołkowa prosta 1×16 lub listwa kołkowa prosta 2×7 (dla LCD)
4 szt. gwintowane poliamidowe kołki dystansowe o długości 6,3 mm z gwintem M3 (dla LCD)
8 szt. śrub M3×5 z łbem stożkowym płaskim (do LCD)
2 szt. czarne przyciski chwilowe do montażu na płytce drukowanej (S1,S2), rozstaw styków ~5...6 mm [np. Jaycar SP0721, Altronics S1096]
1 szt. czerwony przycisk chwilowy do montażu na płytce drukowanej (S3), rozstaw styków ~5...6 mm [np. Jaycar SP0720, Altronics S1095]
5 szt. mini przełączników suwakowych DPDT (S4...S8)
1 szt. pokrętło o średnicy 9 mm pasujące do VR2
1 szt. pokrętło o średnicy 28...34 mm pasujące do RE1
blacha stalowa o grubości 0,5 mm lub oczyszczone puszki po owocach ze stali ocynowanej na ekrany
2 szt. blachy aluminiowej o grubości 0,8 mm, w rozmiarze 300×250 mm
1 szt. etykieta samoprzylepna, 157×107 mm (z etykiety A5)
4 szt. małe samoprzylepne gumowe nóżki
Przewód przyłączeniowy, różne narzędzie i drobne elementy

Półprzewodniki:

1 szt. mikrokontroler ATmega328P zaprogramowany wsadem 0410619A.hex, DIP-28 (IC1)
1 szt. stabilizator liniowy 7805 5 V 1 A, TO-220 (REG1)
3 szt. tranzystory NPN BC548, TO-92 (Q1,Q2,Q5)
1 szt. tranzystor NPN RF 2N4427, TO-39 (Q3)
1 szt. tranzystor PNP BC327, TO-92 (Q4)
2 szt. diody 1N4148 (D1,D2)

Kondensatory:

2 szt. 10 µF/50 V elektrolityczne
1 szt. 1 µF/50 V elektrolityczny
11 szt. 100 nF/63 V MKT
1 szt. 10 nF/63 V MKT
1 szt. 1 nF/63 V MKT lub 1 nF/50 V ceramiczny
2 szt. ceramiczne 15 pF/50 V
2 szt. ceramiczne 10 pF/50 V (Red. kondensatory 10 pF i 15 pF powinny być dobrej jakości, np. do odbiorników radiowych, z czarną kropką oznaczającą neutralny współczynnik temperaturowy)

Rezystory: (wszystkie metalizowane 0,25 W 1%), stosując ostre podginanie końcówek na PCB zmieszczą się łatwiej dostępne rezystory 1% 0,6 W

		Kod 4-paskowy	(kod 5-paskowy)
2 szt.	470 kΩ	żółty fioletowy żółty brązowy	(lub żółty fioletowy czarny pomarańczowy brązowy)
	270 kΩ	czerwony fioletowy żółty brązowy	(lub czerwony fioletowy czarny pomarańczowy brązowy)
5 szt.	10 kΩ	brązowy czarny pomarańczowy brązowy	(lub brązowy czarny czarny czerwony brązowy)
	3,9 kΩ	pomarańczowy biały czerwony brązowy	(lub pomarańczowy biały czarny brązowy brązowy)
1 szt.	2,7 kΩ	czerwony fioletowy czerwony brązowy	(lub czerwony fioletowy czarny brązowy brązowy)
5 szt.	1 kΩ	brązowy czarny czerwony brązowy	(lub brązowy czarny czarny brązowy brązowy)
1 szt.	820 Ω	szary czerwony brązowy brązowy	(lub szary czerwony czarny czarny brązowy)
1 szt.	390 Ω	pomarańczowy biały brązowy brązowy	(lub pomarańczowy biały czarny czarny brązowy)
5 szt.	220 Ω	czerwony czerwony brązowy brązowy	(lub czerwony czerwony czarny czarny brązowy)
8 szt.	56 Ω	zielony niebieski czarny brązowy	(lub zielony niebieski czarny złoty brązowy)
2 szt.	47 Ω	żółty fioletowy czarny brązowy	(lub żółty fioletowy czarny złoty brązowy)
2 szt.	27 Ω	czerwony fioletowy czarny brązowy	(lub czerwony fioletowy czarny złoty brązowy)

1 szt. miniaturowy poziomy potencjometr montażowy 10 kΩ (VR1)
1 szt. 500 Ω – 9 mm potencjometr pionowy do montażu na płytce drukowanej lub standardowy potencjometr w obudowie 16 mm (VR2)

eprasa.pl b8c17d8a95

a potem przylutować kołki listwy po lewej stronie na górze wyświetlacza LCD.

Procedury montażu innych wyświetlaczy LCD są podobne, z wyjątkiem takich, które mogą wymagać użycia krótkich przewodów w celu podłączenia do PCB.

Ostatnimi dwoma elementami do montażu są enkoder obrotowy RE1 i potencjometr VR2. Montaż RE1 jest łatwy; upewnij się przed lutowaniem, że jest prostopadły do PCB, a jego końcówki wciśnięte całkowicie do otworów płytki.

Przylutuj pięć kołków i dwa mocowania obudowy; będziesz potrzebował gorącej lutownicy i sporo lutu.

W przypadku VR2 dostępne są dwie opcje. W prototypie zastosowano potencjometr o średnicy 16 mm umieszczony na spodzie płytki drukowanej, z osią przechodzącą do góry przez otwór w PCB.

Montaż w ten sposób jest trochę kłopotliwy ze względu na lutowanie wyprowadzeń potencjometru krótkimi odcinkami drutu do PCB, ale są dwie korzyści: jest to standardowa część, która jest łatwiejsza do zdobycia i jej oś ka idealnie pasuje wzorniczo do linii przycisków S1/S2 i otworu dostępu dla potencjometru montażowego VR1 (jeśli jest).

Alternatywnie, jeśli możesz dostać w swoje ręce 9 mm potencjometr do montażu na PCB, z końcówkami lutowniczymi zagiętymi pod kątem prostym, będzie on łatwy do zamontowania na płytce drukowanej, podobnie jak RE1.

Jednak ze względu na lokalizację otworów lutowniczych pod potencjometr 16 mm, oś tego mniejszego potencjometru będzie około 3,5 mm niżej niż linia elementów S1/S2 i VR1.

Poza estetyką, nie jest to jednak problem. Wybór należy do Ciebie.

Teraz włóż mikrokontroler ATmega328 (IC1) do podstawki, upewniając się, że jego końcówka 1 jest prawidłowo zorientowana, w kierunku lewego górnego rogu płytki.

Jeśli jeszcze nie zaprogramowałeś IC1 lub nie kupiłeś zaprogramowanego IC, zobacz szczegółowy opis w panelu (obok) jak to zrobić.

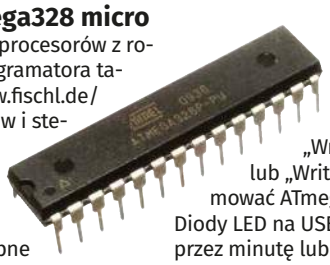
Dalsze testy

Później dołączymy REG1 do metalowej obudowy, ale ponieważ jeszcze jej nie mamy, do dalszych testów, tymczasowo, załóż płaski lub U-wygięty radiator lub przymocuj REG1 na kawałku blachy za pomocą śruby M3 z podkładką i nakrętką.

Możesz teraz podłączyć zasilanie 12 V do CON1, nacisnąć S3 i sprawdzić, czy możliwe jest sterowanie częstotliwością wyjściową, amplitudą, itp. (patrz instrukcja obsługi).

Wyłącz zasilanie przed zakończeniem budowy.

Programowanie ATmega328 micro



Do programowania mikroprocesorów z rodziny AVR, potrzebujesz programatora takiego jak USBasp (patrz www.fischl.de/usbasp/ w kwestii szczegółów i sterowników). Można go kupić online od wielu dostawców za kilka dolarów.

Odpowiednie darmowe oprogramowanie jest dostępne dla Windows, Linux i Apple IOS online. Ten opis skupi się na wersji dla systemu Windows.

Musisz zainstalować sterowniki (drivers) dla USBasp i pobrać odpowiednie oprogramowanie. Dla Windows można je znaleźć na stronach:
eXtreme Burner (http://extremeelectronics.co.in/avr-tutorials/gui-software-forusbasp-based-usb-avr-programmers/)
AVRDUDESS (http://blog.zakkemble.net/avrdudess-a-gui-for-avrdude/) i
Khazama (http://khazama.com/project/programmer/)

Podłącz go i zakończ instalację programatora USBasp na komputerze. Jeśli masz możliwość programowania napięciem 3,3 V lub 5 V, wybierz 5 V.

Uruchom oprogramowanie ładujące wsad, które pobrałeś wcześniej i ustaw urządzenie docelowe jako „ATmega328” lub „Atmega 328P”, w zależności od twojego IC. Oba mogą być używane. Teraz pobierz plik HEX do tego projektu ze strony Silicon Chip (jeśli go jeszcze nie masz) i wybierz go jako plik, który ma być użyty do zaprogramowania układu.

Upewnij się, że JP1 nie jest założony na płytce generatora sygnału; jeśli tak, usuń zworkę teraz. Zauważ, że ponieważ niektóre z końcówek ATmega328 łączą się z modułem AD9850, dioda LED zasilania modułu AD9850 będzie nadal świecić i migać, gdy programator jest podłączony i działa, pomimo że po usunięciu JP1 moduł nie ma połączenia z zasilaczem. To nie ma znaczenia.

Podłącz sześciostykowe złącze od programatora USBasp do CON3 na PCB generatora sygnału, upewniając się, że przewód 1 kabla programatora, z nadrukowanym kolorowym paskiem, zgadza się ze wskaźnikiem „1” na płytce drukowanej.

Teraz wybierz „Write FLASH buffer to chip” lub „Write – Flash”, aby zaprogramować ATmega328 z użyciem pliku HEX. Diody LED na USBasp będą migać wściekle przez minutę lub dwie, gdy plik HEX jest ładowany do ATmega328. Może zostać wyświetlony na ekranie komputera graficzny pasek postępu programowania.

Następnie musisz zaprogramować „fuse bits” ATmega328. To konfiguracja charakterystyki pracy ATmega328 w celu dopasowania do oprogramowania uruchamianego na urządzeniu docelowym.

W tym kroku wprowadź następujące ustawienia na odpowiedniej stronie/sekcji dotyczącej „fuse bits” oprogramowania, a następnie kliknij na „Write”, aby przesłać dane do pamięci IC:
Low byte: 0xE2
High byte: 0xD9
Extended byte: 0xFF
Lock byte: 0xFF

Uwaga: ponad 90% przypadków niepowodzenia programowania mikrokontrolerów wynika z nieprawidłowego przesłania „fuse bits” do mikroprocesora. Jednocześnie jest to błąd często skutkujący nieodwracalną nieprzydatnością tak „załadowanego” IC. Biorąc pod uwagę, że zaprogramowany IC kosztuje 10 $ australijskich + koszty przesyłki i dostawy przez PP (8,50 PLN). A IC i tak musisz zakupić, razem z programatorem i interfejsem, oszczędź sobie czasu, pieniędzy i nerwów i daruj sobie programowanie mikroprocesorów. Ewentualnie skorzystaj z usług profesjonalnego zakładu elektronicznego.

Ponieważ procesor i wyświetlacz są zasilane przez programator, gdy programowanie jest zakończone, wyświetlacz pokaże krótko komunikat startowy, a następnie początkowy ekran generatora sygnału. W tym momencie możesz odłączyć kabel programatora od CON3 i umieść zworkę na JP1.

Montaż ekranów

Zauważysz kilka otworów dookoła bufora, tłumika, wyjścia i sekcji wyboru pasma/HPF na płytce. Pomiędzy otworami nadrukowane są linie. Jest to wskazanie możliwości zamontowania ekranów.

Nie musisz jednak montować ich w większości tych obszarów; krytyczne są jedynie te pomiędzy trzema sekcjami filtra górnoprzepustowego (pomiędzy L1 i L2 oraz L2 i L3).

Tak naprawdę musisz wyciąć tylko dwa ekrany i wlutować je za pomocą czterech kołków z drutu w przewidzianych otworach. Ekrany są zaznaczone na czerwono na schemacie PCB, rysunek 5.

Każdy ekran powinien mieć ok. 8 mm wysokości i być wycięty z pocynowanej blachy stalowej grubości 0,5 mm z puszki po owocach lub warzywach (Red. nie nadaje się blacha miedziana lub mosiężna).

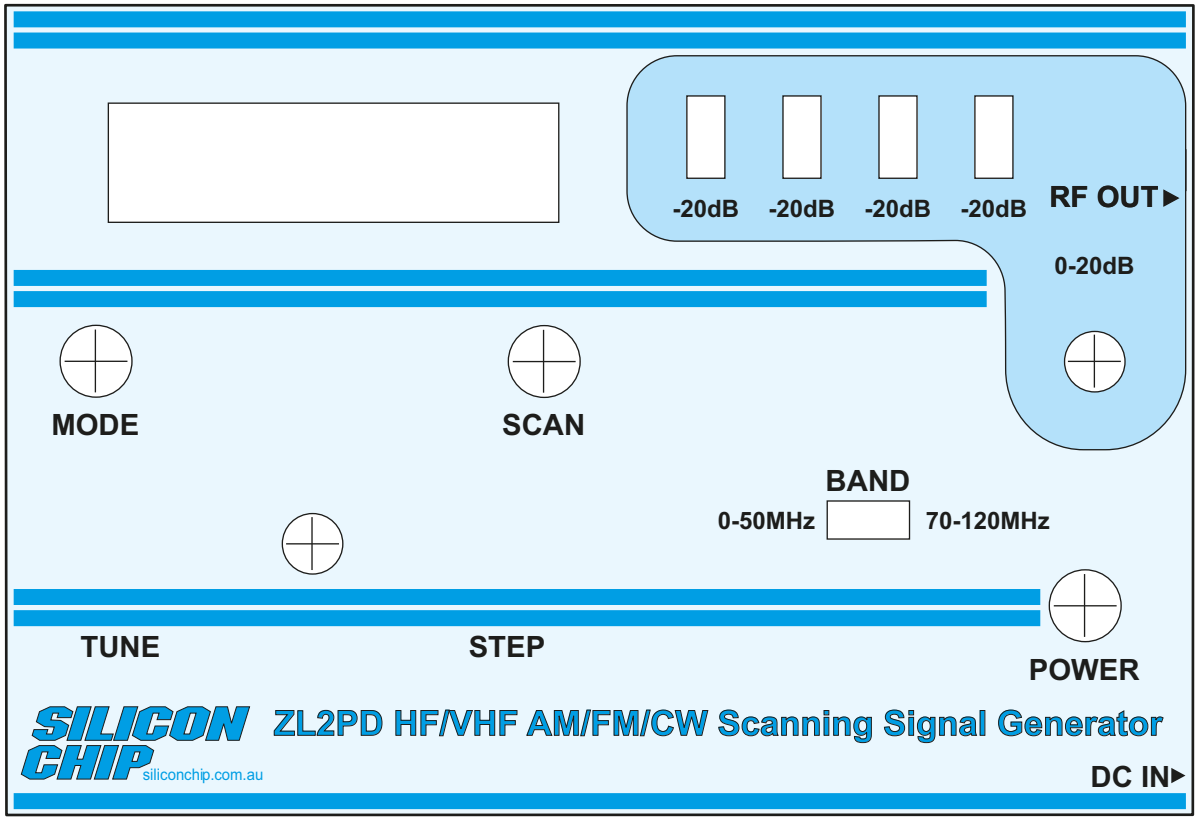
Jako kołki lutownicze można wykorzystać resztki wyprowadzeń stosowanych uprzednio elementów. Rozwiązanie proste, ale skuteczne.

Możesz wlutować ekrany w innych zaznaczonych miejscach, ale testy wykazały, że to praktycznie nie ma żadnego wpływu na parametry urządzenia, więc można zaoszczędzić sporo pracy.

Wykonanie obudowy

Nie mogłem znaleźć odpowiedniego gotowego pudełka na generator sygnału, więc wymyśliłem stosunkowo prosty sposób jego wykonania.

eprasa.pl b8c17d8a95



Rysunek 8. Tę etykietę panelu urządzenia można skopiować stąd lub pobrać ze strony internetowej Silicon Chip (jako PDF), a następnie wydrukować. Potem można ją zalaminować, wyciąć miejsce na wyświetlacz, przełączniki, ośki i przyciski, a następnie przyciąć na wymiar i przykleić do zewnętrznej górnej części obudowy.

To proste składane metalowe pudełko sprawuje się dobrze, w rezultacie przyrząd jest lekki, ale wytrzymały, o niewielkich wymiarach i skutecznie ekranowany.

Rysunki wymiarowe obróbki elementów metalowych są dostępne na stronie internetowej Silicon Chip – są trochę za duże, aby je tu publikować! Dwa panele są cięte i wyginane z arkuszy blachy aluminiowej o grubości 0,8 mm. Górna pokrywa i podstawa mogą być wycięte, każda z małego arkusza 300×250 mm, więc obudowa jest stosunkowo tania.

Ten gatunek aluminium jest wystarczająco podatny na cięcie, gięcie i kształtowanie narzędziami ręcznymi, ale wystarczająco odporny/sztywny, aby można było uformować solidne pudełko na generator sygnału.

Należy wywiercić kilka otworów i wyciąć w panelu miejsce na elementy sterujące, przełączniki, przyciski i wyświetlacz LCD. Oprócz standardowych wierteł, narzędzie do skrawania metalu idealnie nadaje się do wycinania prostokątnych otworów.

Ostateczne wykończenie podczas montażu może być wykonane drobnym pilnikiem.

Gotowa płytka drukowana jest montowana za pomocą tulejek dystansowych i śrubek M3×5 (nie wymienione w spisie elementów). Najlepiej wyrównać ją z otworami w pokrywie, aby sprawdzić, gdzie dokładnie jest ulokowana w obudowie przed oznaczeniem i wierceniem trzech otworów montażowych w podstawie.

Alternatywnie, jak w prototypie, płytka PCB generatora sygnału może być mocowana do panelu przedniego za pomocą nakrętki na prowadnicy osi enkodera, choć lepiej byłoby połączyć ją jeszcze za pomocą przynajmniej jednego dodatkowego gwintowanego kołka dystansowego.

Używane są małe wkręty samogwintujące do połączenia pokrywy i podstawy obudowy. Po wycięciu i wygięciu arkuszy, przymocowanie nitem lub śrubą stabilizatora 7805 (REG1) do boku metalowej pokrywy jest przedostatnim krokiem przed przykręceniem pokrywy do podstawy, zobacz dodatkowe fotografie do rysunku 6 (Red. użyj tulejki i podkładki izolacyjnej oraz pasty termoprzewodzącej).

Grafika panelu przedniego jest pokazana na rysunku 8. Można ją wydrukować na drukarce atramentowej w jakości fotograficznej i zalaminować.

Przytnij grafikę, aby wyciąć otwory dla różnych elementów sterujących i wyświetlacza i wstępnie dopasuj do gotowej obudowy.

Najbardziej niezawodna metoda przymocowania grafiki na miejscu polega na spryskaniu jej tyłu klejem w sprayu. Gdy podeschnie, przyciśnij grafikę do panelu i zostaw do sklejenia. Usuń nakrętkę enkodera RE1 i ew. nakrętkę potencjometru VR2 przed zamocowaniem pokrywy, następnie przykręć ją ponownie do podstawy.

Pokrętła z drukarki 3D

Odpowiednie pokrętła mogą być dostępne od zwykłych dostawców. Jednak zaprojektowałem pokrętła do mojego generatora sygnału przy użyciu DesignSpark Mechanical i wydrukowałem je w 3D z szarej żyłki PLA.

Można pobrać moje pliki STL z projektami gałek ze strony Silicon Chip dla tych, którzy chcą wydrukować własne pokrętła. Dają się wcisnąć na ośki i pewnie blokują.

Przydatne jest dodanie czterech samoprzylepnych gumowych nóżek z tyłu obudowy. Zapobiega to przed zarysowaniem ostrymi narożnikami obudowy miejsca pracy i unieruchamia oscylator w jednym miejscu na stole warsztatowym.

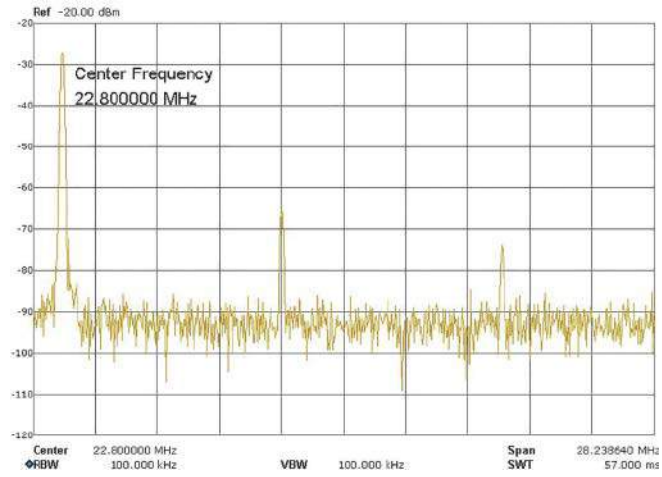
Korzystanie z generatora sygnału

Krótko naciśnij wyłącznik zasilania S3, aby włączyć generator. Wyświetlacz pokaże komunikat startowy, a po krótkim opóźnieniu normalny ekran.

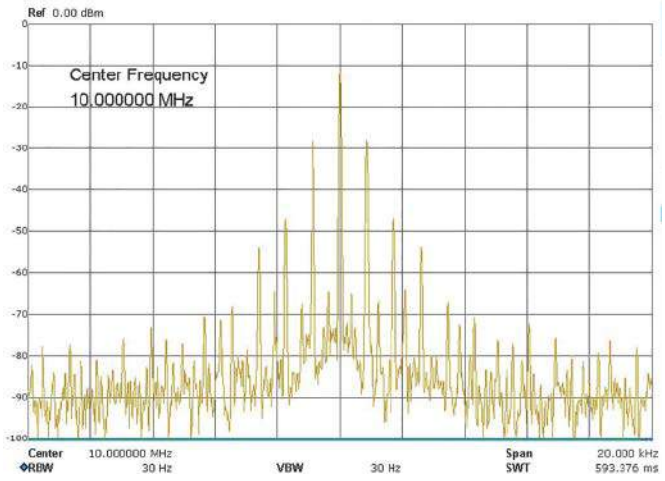
Jeśli nie widzisz żadnego tekstu na wyświetlaczu, wyreguluj VR1 do ustawiania kontrastu LCD. Możesz zobaczyć różne możliwe komunikaty przedstawione przykładowo w I części artykułu opublikowanej miesiąc wcześniej.

Wyświetlacz pokazuje aktualną częstotliwość na wyjściu i tryb pracy; ten

eprasa.pl b8c17d8a95



Rysunek 9. Tryb CW (fala nośna, tj. niemodulowana) wyjście przy 10 MHz/–28 dBm, widmo w paśmie około 9–37 MHz, wybranym dla prezentacji pierwszych dwóch harmonicznych. Widać drugą harmoniczną (20 MHz) z poziomem około –40 dB i trzecią (30 MHz) z poziomem około –47 dB poniżej poziomu CW 10 MHz.



Rysunek 10. Analiza sygnału AM przy 10 MHz/–12 dBm w zakresie 20 kHz (tj. 9,99...10,01 MHz). Wstęgi boczne 1 kHz są widoczne po obu stronach fali nośnej, podobnie jak powstałe w wyniku modulacji częstotliwością 1 kHz produkty zniekształceń sygnału przy ±2 kHz (–21 dB poniżej podstawowych wstęg bocznych ±1 kHz) i ±3 kHz (–26 dB poniżej podstawowych wstęg bocznych ±1 kHz), Widmo potwierdza, że poziomy zniekształceń dźwięku są akceptowalne. Poziom modulacji 30% odpowiada typowo profesjonalnie stosowanemu.

generator zawsze startuje od częstotliwości 10,000 MHz w trybie CW (niemodulowanym).

Wyświetlacz posiada również (w dolnej linii) liniowy wskaźnik częstotliwości obejmujący zakres 1 MHz ze znacznikami 100 kHz. Gdy obracasz RE1 („TUNE"), częstotliwość na wyjściu zmienia się i przesuwa się kursor na tej skali.

Wciśnięcie pokrętła RE1 (przycisk „STEP") zmienia przyrosty, o jakie zmieniana jest częstotliwość przy każdym kliknięciu, gdy RE1 jest obracany. Po naciśnięciu tego przycisku liniowa skala poniżej wyświetlacza częstotliwości LCD zmienia się na cyfrową wskazując aktualne ustawienie kroku.

Przełącznik pasma (S4) wybiera między dwoma zakresami częstotliwości na wyjściu, 0...50 MHz (po lewej) i 70...120 MHz (po prawej), natomiast S5...S8 na górze, w połączeniu z VR2 po prawej, ustawiają amplitudę wyjściową.

Przełącznik pasma musi znajdować się we właściwej pozycji dla aktualnie wybranej częstotliwości, aby uzyskać oczekiwaną amplitudę na wyjściu. HPF bardzo skutecznie odcina częstotliwości pochodne poniżej 70 MHz, więc poziom wyjściowy w przypadku nieprawidłowych nastaw może być niższy niż oczekiwano o ponad 60 dB.

Jednak w wyniku nieprawidłowego ustawienia nie wystąpią żadne uszkodzenia.

Mimo że górny zakres jest opisany jako 70...120 MHz, nastawy i praca są możliwe aż do 150 MHz, chociaż powyżej 120 MHz poziom wyjściowy spada znacząco.

Maksymalna moc wyjściowa +7 dBm jest z przełącznikami S5...S8 ustawionymi w górnej pozycji oraz potencjometrem VR2 skręconym do końca w prawo. Za każde dodatkowe 20 dB tłumienia odpowiada jeden z przełączników S5...S8 ustawionych w dolnej pozycji! (nie ma znaczenia który). Do precyzyjnego ustawienia poziomu wyjściowego służy VR2.

Na przykład, jeśli potrzebujesz –30 dBm, ustaw jeden dowolny z przełączników S5...S8 w dół (+7 dBm – 20 dB = –13 dBm), a następnie VR2 powinien być skręcony mocno w lewo, aby uzyskać dodatkowe 17 dB tłumienia (zwróć uwagę na standardowy wpływ spadku amplitudy DDS powyżej 30 MHz – patrz rysunek 3 w części 1).

Tryb pracy generatora sygnału wybiera się krótkimi naciśnięciami przycisku trybu (S2 – MODE). Wybiera on pomiędzy CW, AM, FM-NB (dewiacja ±1,75 kHz), FM-WB (dewiacja ±3 kHz), FM-BC (dewiacja ±50 kHz), lub SKANUJ.

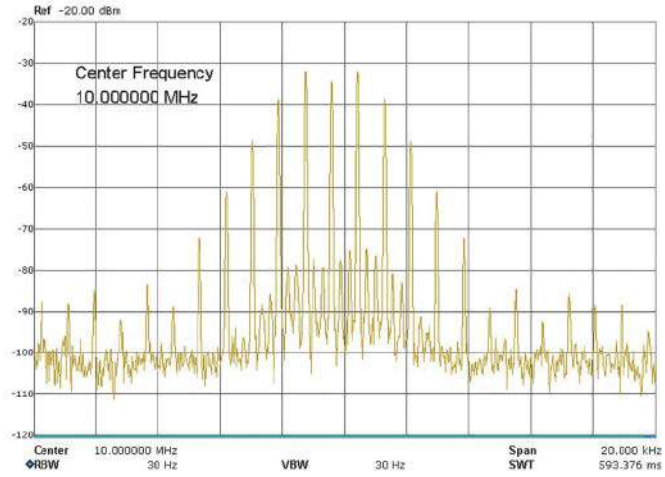
Ponowne naciśnięcie przycisku Mode spowoduje wybranie startowego trybu CW (sygnał niemodulowany), powtórnie wraz ze standardową treścią wyświetlacza ekranu.

Tryb skanowania częstotliwości

Jeśli wybrany jest tryb SCAN, wyświetlacz zmienia się pokazując aktualnie zapisaną częstotliwość początkową i końcową skanowania oraz liczbę wybranych kroków. Po włączeniu standardowo jest to 200 kroków [Steps 200]. Jeśli generator jest uruchomiony pierwszy raz, po włączeniu zasilania wybrane będą domyślne ustawienia częstotliwości (od 1 MHz [S: 1.000] do 30 MHz [E: 30.000]). W przeciwnym razie zostaną wyświetlone ostatnio używane ustawienia (Red. patrz zrzuty ekranowe w poprzednim numerze).

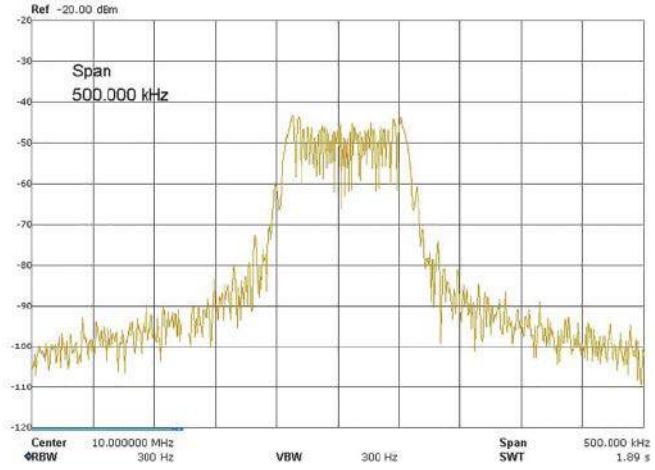
Ponowne naciśnięcie przycisku SCAN umożliwia regulację każdego wybranego parametru – pojawia się symbol ➔ przy oznaczeniu wybranego parametru.

Użyj enkodera TUNE/STEP, aby ustawić początek i koniec zakresu skanowania; przycisk STEP wybiera jak zwykle krok strojenia.

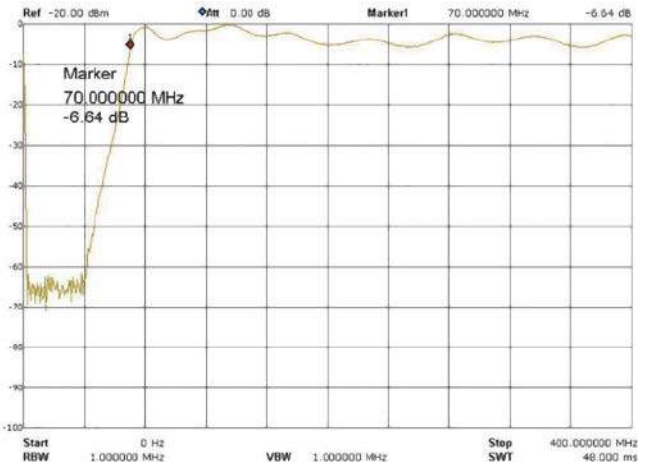


Rysunek 11. Tryb „wąskiego pasma" (NB – narrow band) FM z dewiacją 1,75 kHz @ 1 kHz (60%), sygnał z nośną 10 MHz, zakres widma 20 kHz. Charakterystyczne równo rozmieszczone pasma boczne 1 kHz standardowego sygnału FM są dobrze widoczne. Równie dobrze widoczny jest fakt, że nastawa generatora sygnału i odczyt analizatora widma różnią się. 10,000 000 MHz generatora to wg analizatora widma 9,999 600 MHz, sygnał modulujący 1 kHz wg analizatora to jakieś 900 Hz.

eprasa.pl b8c17d8a95



Rysunek 12. Tryb „szerokopasmowy" (BC – broad cast) lub publiczny radiowy styl FM, z dewiacją 50 kHz @ 1 kHz (60%) sygnał ponownie z nośną 10 MHz, przechwycony zakres widma 500 kHz. To jasno ilustruje, że większość energii sygnału mieści się w paśmie kanału o szerokości 200 kHz dozwolonego dla nadawania radiowych programów FM.



Rysunek 13. Zmierzona charakterystyka filtra górnoprzepustowego składającego się z cewek L1...L3 i czterech małych ceramicznych kondensatorów. Jak widać, odpowiedź jest dość płaska od 70 MHz do 400 MHz, ale częstotliwości 0...40 MHz są stłumione o 60 dB. Zmiana tłumienia jest płynna i ostra, około 75 dB/oktawę lub 2 dB/MHz.

Gdy parametr kroki [Steps] skanowania jest wybrany za pomocą przycisku SCAN, obrotowe sterowanie TUNE enkodera nie działa, ale naciśnięcie przycisku STEP enkodera pozwala wybrać liczbę kroków (10, 20, 50, 100, 200 lub 500 na skan).

Na koniec ponowne naciśnięcie SCAN zapisuje wybrane wartości i rozpoczyna skanowanie. Wyświetlacz pokazuje teraz SCAN w miejsce liczby kroków [Steps] oraz wybrane częstotliwości początku [S:] i końca [E:] skanowania.

Przyrost częstotliwości skanowania jest obliczany przez procesor przy użyciu wprowadzonych wartości. Skanowanie jest zaskakująco szybkie.

Skanowanie można przerwać i wznowić za pomocą przycisku SCAN. Po zatrzymaniu, częstotliwości Start i End, a także liczbę kroków skanowania można ew. zmienić i ponownie uruchomić skanowanie.

Aby wyjść z trybu skanowania, naciśnij klawisz MODE. To także zatrzymuje skanowanie i resetuje generator sygnału do ostatniej częstotliwości skanowania i trybu CW.

Na każdym etapie sygnał na wyjściu można sprawdzić za pomocą odpowiedniego oscyloskopu lub innymi przyrządami testowymi RF.

Parametry

Typowe sygnały wyjściowe z generatora są pokazane na rysunkach 9...12. Zostały one zarejestrowane za pomocą analizatora widma Siglent 3 GHz. Szczegółowe informacje znajdują się w podpisach rysunków.

Rysunek 13 pokazuje jak skuteczny jest filtr górnoprzepustowy, pomimo tego, że jest wykonany z samonośnych cewek z rdzeniem powietrznym. Widmo pokazuje, że filtr zapewnia tłumienie 60 dB dla sygnałów poniżej 40 MHz z praktycznie płaskim pasmem przepustowym od 70 MHz w górę. Tłumienie filtra jest bardzo strome i wynosi około 75 dB/oktawę (zakres od 40 MHz do 70 MHz obejmuje około 0,8 oktawy).

Przyszłe możliwości

Możliwe jest dodawanie kolejnych funkcji do oprogramowania. Dostarczone oprogramowanie używa mniej niż 30% pamięci IC1.

Na przykład, linearyzacja poziomu wyjściowego RF byłaby możliwa dzięki użyciu końcówki wyjścia 11 PWM, która steruje stykiem RSET modułu AD9850 (obecnie używanym do dostarczania AM), aby zrównoważyć spadek sinX/X dla częstotliwości aż do około 50 MHz, kosztem nieco obniżonego maksymalnego poziomu wyjściowego przy niższej częstotliwości.

Możliwe jest również rozszerzenie zakresu częstotliwości poprzez zastosowanie alternatywnych filtrów górnoprzepustowych i/lub przez wymianę modułu AD9850 na kompatybilny stykami moduł AD9851.

Wymagane byłyby drobne dodatkowe zmiany oprogramowania aby użyć AD9851. AD9851 może być taktowany do 180 MHz, co pozwoliłoby na pracę generatora na jednym zakresie do 100 MHz oraz ewentualnie do 300 MHz ze zmodyfikowanym HPF. Odpowiednie moduły AD9851 są dostępne z tych samych źródeł co moduł AD9850.

Dodanie innych trybów modulacji, takich jak FSK i BPSK jest również możliwe, ale dodanie na przykład QPSK może być poza zasięgiem tego projektu.

Przejście na jeszcze bardziej zaawansowane urządzenie DDS, takie jak te stosujące bardziej nowoczesne układy z serii AD99xx, może być zrealizowane. Jednakże znacznie zwiększyłoby to całkowity koszt i skomplikowało urządzenie.

Istnieje również możliwość wymiany podstawowego pasywnego wyjścia na układzie zmiennych tłumików na bardziej elegancki układ z diodą PIN.

Wiąże się to z użyciem komponentów trudniejszych do uzyskania, ale pozostało wystarczająco dużo miejsca na PCB dla takiego dodatku.

Na koniec możesz rozważyć dodanie klawiatury numerycznej na panelu przednim, aby umożliwić bezpośrednie wprowadzanie częstotliwości, kroku przestrajania i ustawień skanowania, plus opcja pamięci ustawień dla często używanej konfiguracji.

Jednak prawdopodobnie wymagałoby to zmiany mikroprocesora, lub potencjalnie nawet dodatkowego mikrokontrolera do obsługi klawiatury, aby dysponować odpowiednimi portami I/O.

Powiedziawszy to wszystko, prezentowany projekt jest dobrym kompromisem między niewielką złożonością i kosztami, a użytecznym zakresem częstotliwości i dobrym zestawem funkcji. To świetny podstawowy generator sygnału RF – „konieczny" dla wszystkich zainteresowanych radiotechniką na każdym poziomie! ■

Andrew Woodfield

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

eprasa.pl b8c17d8a95

Prośby nie działają! **Potrzebujesz tego odstraszacza/ eliminatora**



Materiały dodatkowe – płatne: https://bit.ly/3yQNppe

Czy Twoja skrzynka na listy jest pełna śmieci, mimo że masz napis BEZ ULOTEK PROSZĘ? Jeśli tak, musisz zbudować nasz odstraszacz/eliminator niechcianej poczty. Może to niecałkowicie uniemożliwi wrzucanie niechcianej poczty do Twojej skrzynki... ale powinno przynajmniej pomóc. I będziesz się dobrze bawił, obserwując reakcje niedoszłego mistrza spamu!

Spójrzmy prawdzie w oczy, ludzie, którzy dostarczają niechcianą pocztę, muszą być całkowicie ślepi (lub być analfabetami!), ponieważ wydają się nie rozumieć drukowanych wielkimi literami plakietek „NIE DLA ULOTEK" lub „BEZ MATERIAŁÓW REKLAMOWYCH" na Twojej skrzynce pocztowej. Ale miejmy nadzieję, że oni nie są przynajmniej głusi; właśnie tam pojawia się ten gadżet. Za nieco ponad dwa dolary (plus kilka drobiazgów, które prawdopodobnie już masz), możesz zbudować ten cyfrowy rejestrator dźwięku/urządzenie do odtwarzania.

Wyobraź sobie, że kiedy wpychają kolejną ulotkę do twojej skrzynki na listy, głos krzyczy do nich: „HEJ TY! NIE WRZUCAJ ŚMIECI!" To tylko jedno z wielu jego zastosowań! Ale zasadniczo jest to po prostu zabawny projekt, do którego prawdopodobnie mógłbyś wymyślić setki zastosowań.

Może przełącznik na drzwiach sypialni i głos mówiący „siostry niemile widziane!"? Nawiasem mówiąc, nawet z napisem „BEZ ULOTEK PROSZĘ", umieszczenie ulotki w Twojej skrzynce pocztowej przez firmę lub osobę fizyczną nie jest nielegalne (nawet jeśli jest to sprzeczne z branżowym kodeksem postępowania).

Problem tkwi w psychologii narcyzmu roznosicieli: śmieci, które Ci dostarczają, nie są śmieciami – to ważne wiadomości, których nie otrzymałbyś żadną inną drogą.

Dlatego żaden znak nie ma do nich zastosowania. I tak do następnego gościa ze śmieciami!

Więc ludzie, którzy wpychają spam do twojej skrzynki, nie mogą zostać aresztowani! Ale tym urządzeniem można ich zniechęcić (i pewnie zirytować).

Jeśli rzeczywiście lubisz i chcesz otrzymywać niechcianą pocztę (i jest to jedyna poczta, jaką otrzymujesz w dzisiejszych czasach), nie realizuj tego projektu.

A może powinieneś go zbudować i użyć, aby podziękować ludziom, którzy dostarczają Ci darmowe katalogi?

Jak to działa?

Za każdym razem, gdy ulotka lub katalog trafia do Twojej skrzynki na listy, dodatkowa waga powinna wystarczyć do uruchomienia mikroprzełącznika – i roznosiciel witany jest komunikatem – np. „Prosimy wrzucać tylko adresowane przesyłki... jesteśmy – obserwujemy Cię!".

Następnie baw się dobrze, obserwując ich reakcje! (Pech, jeśli to twoja poczta dostarcza śmieci, jak to się czasem zdarza!).

Możesz umieścić dowolną wiadomość w dowolnym języku. Odradzamy nagrywanie tyrady przekleństw, chociaż byłoby to oczywiście możliwe, ponieważ może trafić do nieodpowiednich uszu.



Projekt nie opiera się na module ISD1820... to moduł JEST projektem!

Płytka nie ma zbyt wielu elementów; składa się z gotowego, niedrogiego dyktafonu cyfrowego, który jest zainstalowany w plastikowym pudełku wraz z mikroprzełącznikiem i baterią. Następnie staje się wymiataczem niechcianej poczty!

Opis

Używany przez nas dyktafon/moduł odtwarzania zawiera układ scalony ISD1820, który może nagrać do 11 sekund dźwięku.

Wybraliśmy tę konstrukcję, ponieważ (a) jest to ładna, niewielka płytka, mierząca zaledwie 38×42,5 mm; ale (b) co ważniejsze, jest tania i naprawdę łatwa do zdobycia.

Sugerujemy, aby zachować ostrożność w Internecie – najlepsza cena, jaką znaleźliśmy, wynosiła 1,74 USD, w tym opłata pocztowa. Ale inny dostawca zażyczył sobie 10,58 USD PLUS 73,83 USD opłaty pocztowej! Uff... myśleliśmy, że tradycje Janosika poszły już w zapomnienie...

Nasz moduł przyszedł gotowy, w komplecie z maleńkim głośnikiem. Głośnik kosztowałby cię więcej niż zapłaciliśmy za całość, jeśli kupiłbyś go w sklepiku za rogiem!

Moduł może być zasilany napięciem 3 V (maksymalnie 7 V) z dwóch ogniw AA połączonych szeregowo. Pobór prądu podczas czuwania wynosi 220 µA, a podczas odtwarzania około 38 mA. Bateryjki powinny wystarczyć na miesiące, w zależności od ilości niechcianej poczty!

Zwróć uwagę, że dostępna jest również nieco inna płytka niż ta, której używaliśmy, która ma 10-szpilkową listwę i dwa przełączniki suwakowe zamiast listwy 12-szpilkowej.

Ta również nadaje się do wykorzystania w tym projekcie, ale trzeba wprowadzić kilka

eprasa.pl b8c17d8a95

drobnych zmian. Są one na tyle proste, że zostawimy je Tobie. Ten alternatywny moduł jest opisany jako działający przy zasilaniu od 2,4 V do 5,5 V, co nie przeszkadza, ponieważ nasze baterie mają razem około 3 V.

Schemat

Schemat naszego modułu pokazano na rysunku 1. ISD1820 (IC1) odpowiada za wszystkie działania związane z nagrywaniem i odtwarzaniem dźwięku. Kondensator 100 nF odsprzęga zasilanie 3 V (z dwóch ogniw AA).

Wbudowany mikrofon elektretowy MIC1 jest sprzężony zmiennoprądowo z wejściem różnicowym (styki 4 i 5). Napięcie zasilania MIC1 jest filtrowane przez rezystor 1 kΩ i kondensator 220 µF, natomiast szeregowe rezystory 4,7 kΩ zapewniają odpowiednią polaryzację. Dźwięk z mikrofonu przekształcany jest na postać cyfrową metodą próbkowania.

Kondensator 4,7 µF ustawia stałą czasową dla wewnętrznego automatycznego regulatora poziomu wzmocnienia IC1 (AGC – Automatic Gain Control), używanego podczas nagrywania w celu automatycznej regulacji wzmocnienia mikrofonu. Nagrywanie jest inicjowane przez styk REC (styk 1) przełączany w stan wysoki i trwa tak długo, jak długo pozostaje on aktywny. Podczas nagrywania styk RECLED (styk 13) jest na niskim poziomie, więc dioda LED1 świeci.

Dodatkowo wyjście RECLED jest pulsacyjnie przełączane na niski poziom pod koniec odtwarzania, powodując krótkie mignięcia diody LED1.

IC1 ma mały wewnętrzny wzmacniacz audio pozwalający bezpośrednio wysterować głośnik 8 Ω przez szpilki listwy CON2. Moduł jest dostarczany z odpowiednim kablem i wtykiem do podłączenia głośnika do tego złącza. Odtwarzanie jest inicjowane przez ustawienie końcówki 2 (PLAYE) lub 3 (PLAYL) w stanie wysokim.

Różnica między końcówkami 2 a 3 polega na tym, że nagrana wiadomość będzie odtwarzana do końca, nawet jeśli PLAYE ponownie przejdzie w stan niski, podczas gdy PLAYL musi być pozostawać w stanie wysokim, aby odtwarzanie było kontynuowane.

Innymi słowy, PLAYE jest wyzwalane zboczem, podczas gdy PLAYL jest wyzwalane poziomem (stąd nazwy). Jeśli pin 12 (FT) ma stan wysoki, dźwięk z mikrofonu jest przekazywany do wyjścia.

Moduł posiada wbudowane przyciski dotykowe, które po wciśnięciu przełączają końcówki PLAYE, PLAYL lub REC w stan wysoki.

Sygnały te są również podawane na szpilki 7, 9 i 11 CON1, skąd można je podłączyć do zewnętrznych przycisków, wyjść mikrokontrolera itp.



Zbudowaliśmy nasz wymiatacz niechcianej poczty w pudełku UB3 Jiffy, ale wystarczy prawie każda obudowa, o ile zmieści się w skrzynce na listy. Sekretem działania jest mikroprzełącznik przyklejony na zewnątrz pokrywy: uruchamia on wiadomość głosową, gdy trafi na nią coś cięższego niż koperta (np. niechciana poczta!). Przełącznik na końcu jest opcjonalny – zmienia długość (i jakość) nagrania głosowego, które Ty robisz w zależności od sytuacji.

FT jest podawany na szpilkę 5 tego złącza, podczas gdy zasilanie i masa podłączone są odpowiednio do szpilek 1 i 3.

Druga połowa CON1 została zaprojektowana tak, aby zworka mogła połączyć szpilki 2 i 4 ustawiając stałą przepustowość, lub między pinami 4 i 6 (brak połączenia) a przepustowość jest regulowana z wyjścia FT (styk 12) IC1.

Zwarcie szpilek 10 i 12 powoduje podłączenie wyjścia RECLED do wejścia PLAYE. Ponieważ RECLED pulsuje krótko pod koniec odtwarzania, po zakończeniu odtwarzania spowoduje to ponowne rozpoczęcie odtwarzania, ponieważ na wejściu PLAYE występuje przejście od stanu niskiego do wysokiego.

Dlatego odtwarzanie będzie zapętlone na stałe lub przynajmniej do momentu usunięcia zworki (można ją trzymać na szpilkach 8 i 10, gdy nie jest używana).

Wreszcie, rezystor 100 kΩ łączący ROSC z masą ustawia częstotliwość próbkowania dźwięku na 6,4 kHz, co oznacza, że maksymalna długość nagrania audio wynosi około 10 sekund (zmierzyliśmy to na styku 11).

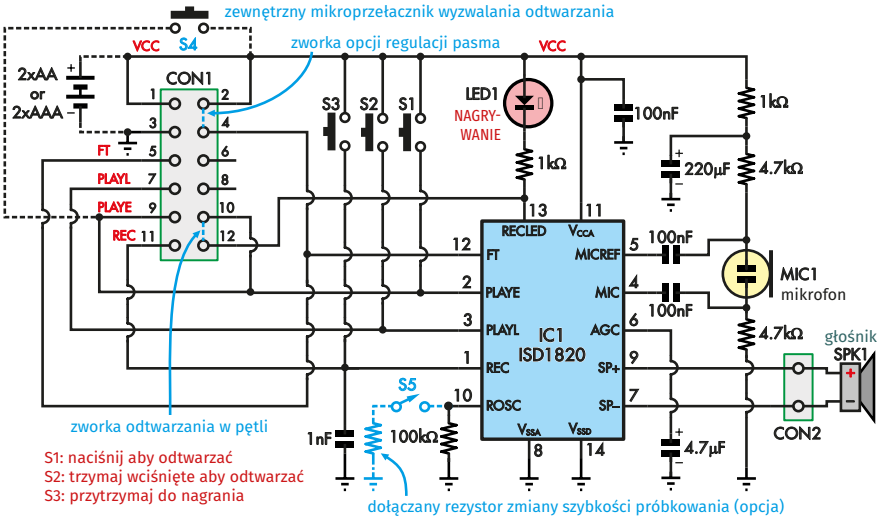
Można go zmienić, aby uzyskać dłuższy czas nagrywania z gorszą jakością lub krótszy czas z lepszą jakością.

Wewnętrzna budowa IC1

Rysunek 2 przedstawia wewnętrzny schemat blokowy układu ISD1820 IC. Składa się nań przedwzmacniacz mikrofonowy, oscylator, macierz pamięci próbek audio, przetwornik analogowo-cyfrowy, wzmacniacz audio, filtry, zasilacz i logika sterująca.

Podobno macierz pamięci przechowuje zapisane dane audio przez okres do 100 lat (lub do następnego naciśnięcia przycisku REC)!

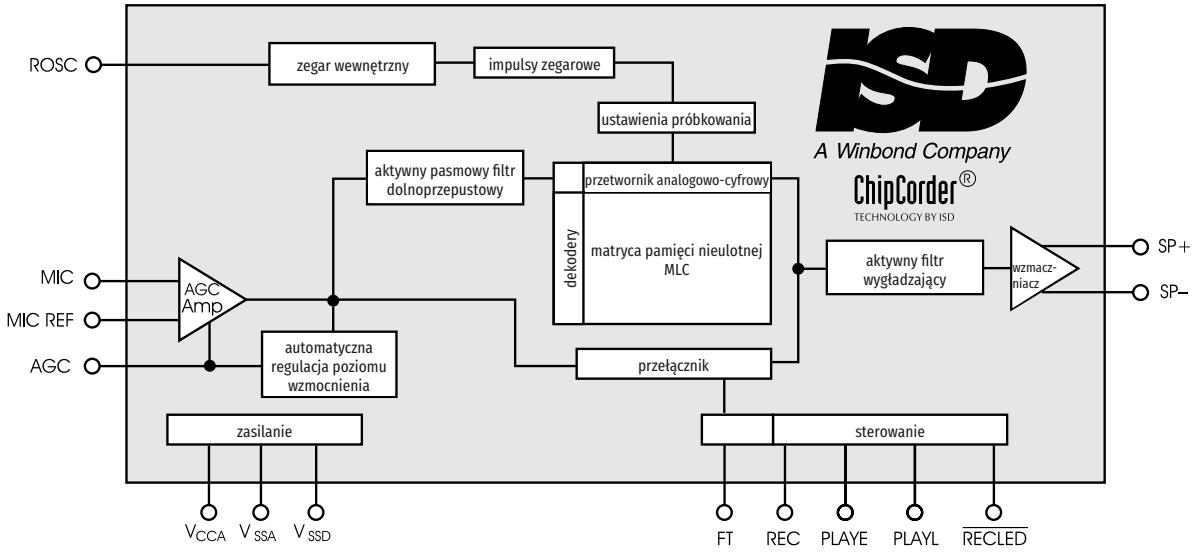
Wzmacniacz mocy może dostarczyć około 80 mW przy 8 Ω, co jest wystarczające do uzyskania całkiem sporego poziomu głośności, gdy głośnik jest zamontowany



JUNK MAIL REPELLER (ISD1820-BASED MODULE)

Rysunek 1. obwód modułu dyktafonu/odtwarzacza z IC1 zapewniający wszystkie funkcje nagrywania i odtwarzania. Ten schemat zawiera trzy dodatkowe elementy, których będziesz potrzebował, tj. dwie baterie do zasilania urządzenia, mikroprzełącznik wyzwalający odtwarzanie nagranego dźwięku i opcjonalnie dodatkowy rezystor podłączony do wbudowanego rezystora R2 100 kΩ, aby zmieniać jakość dźwięku.

eprasa.pl b8c17d8a95



Rysunek 2. Wewnętrzne działanie układu nagrywania i odtwarzania dźwięku. Zewnętrzny rezystor pomiędzy ROSC i masą ustawia częstotliwość oscylatora, która steruje częstotliwością próbkowania. Gdy nagrywanie jest włączone, wyjście przedwzmacniacza mikrofonowego jest dołączone do macierzy pamięci poprzez pasmowy filtr dolnoprzepustowy. A gdy odtwarzanie jest aktywowane, zawartość tablicy pamięci jest podawana do wzmacniacza wyjściowego, który jest w stanie wysterować głośnik 8 Ω przy rozsądnej głośności.

w pudełku Jiffy (tj. używając go jako pudła rezonansowego).

Do wyjścia można podłączyć mocniejszy wzmacniacz, a także większy głośnik, ale to może irytować sąsiadów, a ponadto zwiększy rachunki za baterie/prąd)!

Czas nagrywania a jego jakość

Przetestowaliśmy różne wartości rezystora R2 pomiędzy ROSC i masą i wykreśliliśmy wyniki na rysunku 3. Jak widać, wykres jest praktycznie linią prostą.

Minimalna zalecana wartość rezystora to 80 kΩ, co daje częstotliwość próbkowania 8 kHz i maksymalny czas nagrania osiem sekund.

Ale możesz zmniejszyć tę wartość do 18 kΩ, otrzymując nieco mniej niż trzy sekundy nagrania i przypuszczalną częstotliwość próbkowania około 35 kHz.

Maksymalna zalecana wartość to 160 kΩ, co daje częstotliwość próbkowania 4 kHz i maksymalny czas nagrania 16 sekund.

Możesz zastosować nawet 200 kΩ, ale wtedy częstotliwość próbkowania wynosząca 3,2 kHz jest za niska, dając pasmo audio zaledwie 1,3 kHz.

Chociaż domyślna częstotliwość próbkowania 6,4 kHz jest wystarczająca dla głosu, po kilku eksperymentach zdecydowaliśmy się na 82 kΩ jako najlepszy kompromis, co oznacza częstotliwość próbkowania 8 kHz i około 8,5 sekundy nagrania.

Rezystor R2 100 kΩ jest typu SMD, a ponieważ prawdopodobnie będziesz chciał zmniejszyć jego wartość, możesz po prostu przylutować do niego kolejny rezystor „na kanapkę”.

Na przykład równoległe dolutowanie rezystora 390 kΩ do istniejącego rezystora 100 kΩ zbliży cię do idealnej wartości 82 kΩ. Możesz nawet podłączyć ten rezystor za pomocą przełącznika, co daje dwie różne opcje, przełączane pstryknięciem.

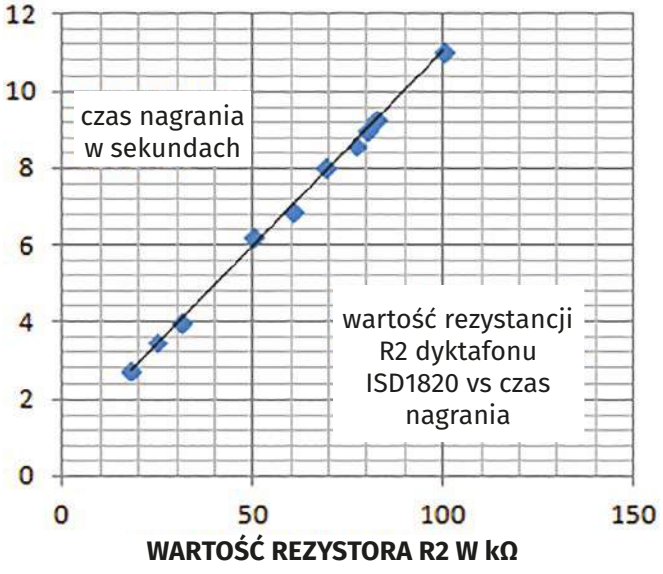
Pamiętaj jednak w takim przypadku, że jeśli nagrywasz z przełącznikiem w jednej pozycji i odtwarzasz w drugiej, Twój głos zabrzmi jak u postaci z kreskówek: Chipa, Dale’a czy Kaczora Donalda!

Chociaż zainstalowaliśmy przełącznik i dodatkowy rezystor w pudełku Jiffy, może to być uważane za zbędne – po wybraniu rezystora, którego potrzebujesz (jeśli jest), można go przylutować do R2, a przełącznik pominąć.

Budowa

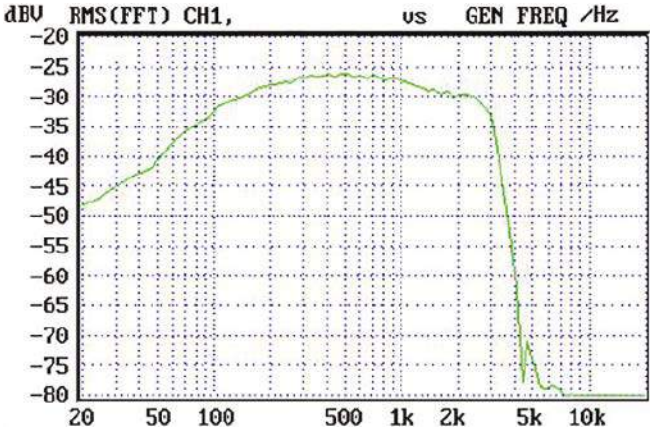
Po skompletowaniu elementów z listy części, budowa jest łatwa. Przylutuj gołe końce dostarczonego przewodu do głośnika (jeśli nie są jeszcze podłączone), a następnie podłącz je przez konektor do złącza szpilkowego na module.

Podłącz pojemnik baterii 2×1,5 V do szpilek 1 i 3 CON1, z dodatnim końcem do końcówki 1 (nie zrób tego w niewłaściwy sposób, bo możesz puścić moduł z dymem...) Możesz to zrobić całkiem łatwo przecinając żeńsko-żeński przewód mostkujący na pół, ściągając izolację i przylutowując gołe końce do zacisków pojemnika, a następnie podłączając je do CON1, uważając, aby właściwe przewody biegły do właściwych pinów. Możesz użyć też dwustykowych nasadek z przewodami stosowanych np. do okablowania komputerowych MB. Na wszelki wypadek konektor „+” możesz pomalować czerwonym lakierem do paznokci i tym samym lakierem zaznaczyć opis szpilki 1 w złączu CON1.

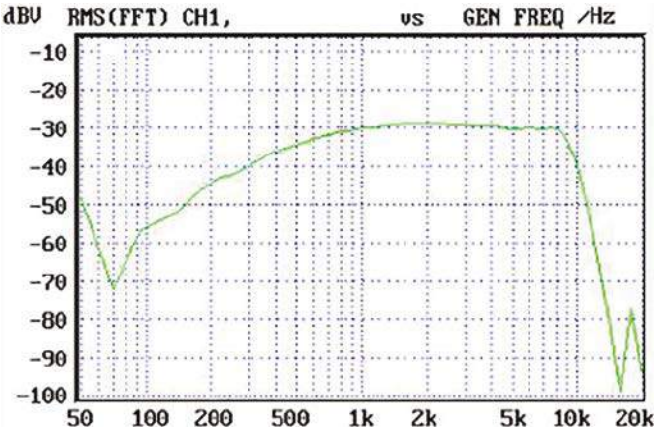


Rysunek 3. Zmieniliśmy wartość rezystora R2 ROSC i zmierzyliśmy czas nagrywania/odtwarzania. Zgodnie z oczekiwaniami (na podstawie tego, co podano w karcie katalogowej), częstotliwość próbkowania jest odwrotnie proporcjonalna do wartości rezystora, a więc czas rejestracji jest do niej wprost proporcjonalny. Częstotliwość próbkowania wynosi 640 000 podzielone przez rezystancję R2 ROSC w kiloomach, co daje 6,4 kHz przy domyślnej wartości 100 kΩ.

eprasa.pl b8c17d8a95



Rysunek 4. Zmierzona charakterystyka częstotliwościowa urządzenia od mikrofonu do głośnika, gdy zalecany rezystor 390 kΩ jest podłączony równolegle do wbudowanego rezystora R2 100 kΩ pomiędzy ROSC i masą. Daje to częstotliwość próbkowania około 8 kHz i pasmo audio nieco ponad 3 kHz. Limit Nyquista (tj. najwyższa możliwa do rejestracji częstotliwość) przy próbkowaniu 8 kHz wynosi 4 kHz, ale zakres przenoszenia filtra zmniejsza użyteczną szerokość pasma do około 3/4 tej wartości. Daje to osiem sekund czasu nagrania i uważamy, że jakość dźwięku jest odpowiednia.



Rysunek 5. Jeśli przylutujesz rezystor 33 kΩ równolegle z istniejącym rezystorem 100 kΩ, otrzymasz rezystancję 25 kΩ, a to ustawia częstotliwość próbkowania na około 20 kHz, co daje prawie 10 kHz pokazanej szerokości pasma audio. Jakość dźwięku jest lepsza, ale czas odtwarzania jest teraz ograniczony do około trzech i pół sekundy. To może wystarczyć, ale też może nie wystarczyć, w zależności od tego, jaką wiadomość zamierzasz przekazać!

Możesz użyć podobnej techniki do podłączenia mikroprzełącznika między końcówkami 2 i 9 CON1. Alternatywnie, tak jak to zrobiliśmy, przylutujesz przewody mikroprzełącznika do odpowiednich pól lutowniczych z tyłu PCB (każda metoda jest dobra!).

Następnie wywierć otwory w pudełku Jiffy, aby pomieścić głośnik i mikroprzełącznik. Po raz kolejny dokładne pozycjonowanie nie jest potrzebne.

Na głośnik wycinamy otwór za pomocą wiertła trepanacyjnego 35 mm. Mikroprzełącznik zależnie od typu może mieć różny rozmiar i końcówki do podłączenia. W naszym (13×6 mm) są wyprowadzone trzy szpilki i wywierciliśmy w pokrywie trzy otwory o średnicy 2 mm na te szpilki.

Potrzebne są trzy otwory na obwodzie otworu montażowego głośnika, aby śrubki M3 przytrzymywały go na miejscu. Wywierciliśmy trzy otwory o średnicy 3 mm, około 3 mm od krawędzi otworu głośnika, rozmieszczone co 120°.

Dzięki tym otworom tuż obok otworu, gdzie będzie osadzony głośnik, śrubki z płaskimi podkładkami i nakrętkami przymocują głośnik do pokrywy od wewnątrz. Zobacz zdjęcie obok.

Jeśli używasz przełącznika do kontrolowania jakości dźwięku/czasu nagrywania (tak jak my), również wywierć otwór i zamontuj go teraz. Umieść go z jednej strony lub na końcu pudełka Jiffy – nie chcesz, aby coś zakłócało działanie mikroprzełącznika.

W zależności od typu uchwytu baterii, którego używasz, może być konieczne wykonanie małego zacisku, aby utrzymać go na miejscu z otworem wywierconym w podstawie obudowy.

W przypadku zastosowanego przez nas pojemnika nie ma potrzeby dociskania go – wsuwa się pojrmnik między prowadnice z boku obudowy i ładnie blokuje.



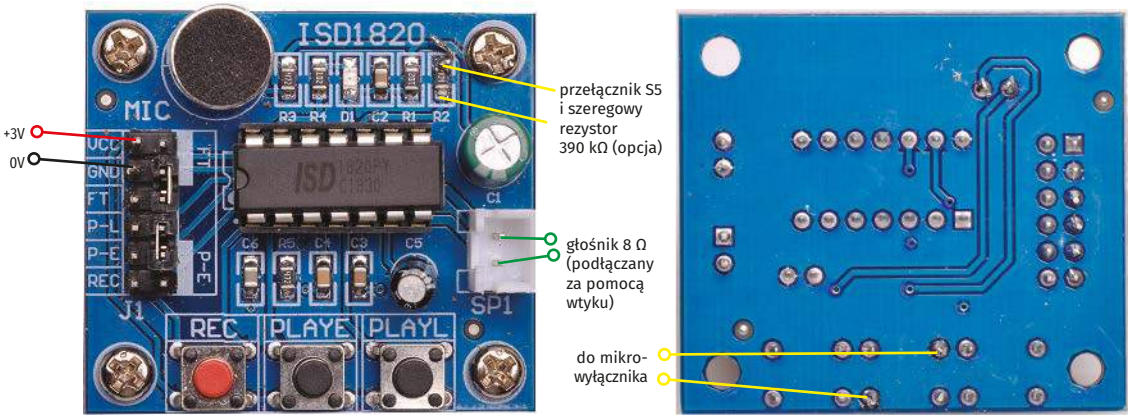
Trzy śrubki M3 z podkładkami i nakrętkami utrzymują głośnik na miejscu, jak pokazano tutaj.

Sprawdź to dwa razy!

Sprawdź, czy wszystko działa i nagraj swoją wiadomość. Upewnij się, że jesteś zadowolony z tego, jak ona brzmi, a następnie użyj neutralnego utwardzanego wilgocią silikonu, aby uszczelnić szczeliny wokół krawędzi głośnika i otworów mikroprzełącznika oraz wszelkie inne otwory, które zrobiłeś w obudowie.

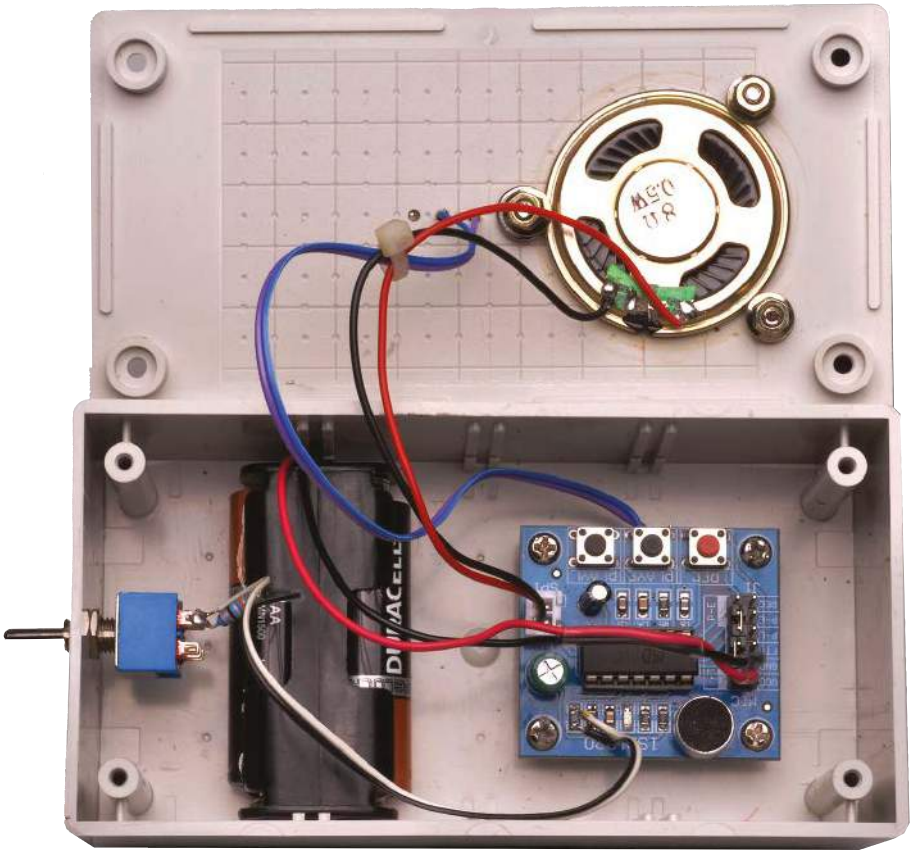
Chociaż pudełko Jiffy nie jest wodoszczelne (zwłaszcza z głośnikiem w pokrywie!), jeśli szczelnie założysz pokrywkę, powinno przetrwać ew. wilgoć, na jaką może być narażone w skrzynce pocztowej. Jeśli chcesz mieć pewność, zawsze możesz nałożyć silikon na krawędzie wieczka przed przymocowaniem go do etui.

Pozostało już tylko umieścić urządzenie w skrzynce pocztowej z mikroprzełącznikiem skierowanym do góry, aby cokolwiek na nim wyląduje, uruchomiło nagraną wiadomość.



Fotografie przodu i tyłu płytki drukowanej modułu pokazujące modyfikacje, które wprowadziliśmy. Połączenia z mikroprzełącznikiem PLAYE z tyłu płytki (pokazane na fotografii) mogą być również wykonane na stykach lutowniczych 2 i 9 CON1 (zaznaczone kółkami) lub jak w rzeczywistości konektorami do samych szpilek na górnej stronie płytki.

eprasa.pl b8c17d8a95



Oto gotowy projekt, aby odstraszyć każdego dostawcę niechcianej poczty. Użyty przez nas uchwyt na baterie AA jest dobrze dopasowany do UB3 Jiffy Box. Przełącznik na końcu (S5) jest opcjonalny – w rzeczywistości prawdopodobnie nie zawracalibyśmy sobie głowy dopasowaniem go, gdybyśmy na stałe zdecydowali się na długość i jakość naszego nagrania głosowego.

Śmiało, wypróbuj! Następnie ukryj się za drzewem i poczekaj, aż niczego nie podejrzewający dostawca spamu będzie przechodzić obok...

Jak wspomnieliśmy wcześniej, ten projekt ma wiele innych zastosowań; np. – co powiesz na zwięzłą wiadomość, gdy ktoś otworzy twój neseser?

Nie zapominaj, że większość mikroprzełączników może działać w trybie „otwarty" po przytrzymaniu i „zamknięty" po zwolnieniu – np. gdy torba jest otwarta!

Lista części – eliminator pocztowych śmieci

1 szt. moduł dyktafonu oparty na ISD1820 z małym głośnikiem i przewodami głośnikowymi
1 szt. mikroprzełącznik
1 szt. UB3 Jiffy box (np. Jaycar Cat HB6023 lub Altronics Cat H0153 lub podobne)
1 szt. pojemnik na baterie 2×AA lub 2×AAA
1 szt. rezystor SMD 390 kΩ ¼ W 5% (można zastosować inne wartości; patrz tekst)
3 szt. śrubki M3×10 z łbem stożkowym ściętym, płaskie podkładki i nakrętki (do montażu głośnika),
4 szt. słupki dystansowe z gwintem M3
8 szt. śrubki M3×5 (lub podobne) z łbem soczewkowym (do mocowania modułu wewnątrz obudowy)
1 szt. przełącznik dźwigniowy ON-OFF (opcjonalny, do przełączania jakości dźwięku)
2 szt. żeńskie-żeńskie lub 4 męskie-żeńskie przewody połączeniowe
cienki izolowany przewód połączeniowy;
neutralny uszczelniacz silikonowy utwardzany samorzutnie wilgocią

Jaka jest głośność?

Na stole warsztatowym odpowiedź brzmi „niewielka". Z pewnością wystarczająco głośno, by był naprawdę denerwujący – ale kiedy umieścisz moduł w swojej skrzynce na listy, ze wszystkimi jego rezonansami obudowy i skrzynki pocztowej, staje się on zaskakująco głośny.

Jasne, że nie na tyle, aby przestraszyć dostawcę śmieci, ale powinien być wystarczająco głośny, aby go słyszał!

Mówiąc o umieszczeniu go w skrzynce na listy, upewnij się, że jest on umieszczony tak, aby wszelkie wiadomości-śmieci (zwykle większe niż legalna poczta!) mogły uruchomić mikroprzełącznik, ale zwykła poczta może nie mieć wystarczającej wagi lub trafić we właściwe miejsce, i moduł nie zostanie uruchomiony. ■

Allan Linton-Smith

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

REKLAMA



eprasa.pl b8c17d8a95

Szkoła Konstruktorów



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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

Nadsyłajcie propozycje zadań!

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

REKLAMA



eprasa.pl b8c17d8a95

Zadanie główne 317

Pomysłodawcą zadania głównego numer 317 jest dobrze znany Czytelnikom **Rafał Orodziński** z Białegostoku, który niedawno napisał tak: *Dzień Dobry! Panie Piotrze, oto propozycja zadania do szkoły:* ***Zaproponuj układ do pozyskiwania energii z otoczenia (harvestingu) z uwzględnieniem możliwości łączenia różnych źródeł mocy i sposobów magazynowania energii zapewniających jak największą ich żywotność****. Chciałbym poznać jaki inni to robią a jednocześnie pokazać swoje rozwiązania (...)*

Cieszę się z tej propozycji, która jest jak najbardziej aktualna i w sumie bardzo szeroka.

Może najpierw podam temat zadania 317:

Zaproponuj układ elektroniczny w jakikolwiek sposób związany z pozyskiwaniem energii z otoczenia (harvesting).

A teraz kilka zdań wyjaśnienia i komentarza. Zadanie 317 na pewno obejmuje wszystko to, co jest związane z tak głośną dziś fotowoltaiką. Duże panele FV, kontrolery MPPT i falowniki nie są już nieznane i obce, bo część z nas ma takowe w swoich domach.

Przytłaczająca większość to instalacje FV on-grid, gdzie sieć energetyczna pełni rolę akumulatora. Kiepsko pełni tę rolę, czego objawem jest wzrost napięcia sieci w wielu okolicach, znacznie ponad nominalne 230 V. Nie będziemy wchodzić w szczegóły związane z kwestiami technicznymi, aktualnymi przepisami i polityką rządu w tym zakresie. W każdym razie jednym z poważnych problemów jest brak magazynów energii. Nie rozwiążemy tego w ramach zadania głównego 317, ale mamy znakomitą okazję do zastanowienia się nad problemem magazynowania energii oraz nad instalacjami off-grid i hybrydowymi.

W każdym razie w ramach zadania 317 na pewno mieszczą się duże kilowatowe instalacje fotowoltaiczne. Jednak zadanie obejmuje też inne sposoby pozyskiwania dużych lub znacznych ilości energii, na przykład za pomocą generatorów wiatrowych.

Ja jednak zachęcam do zainteresowania się pozyskiwaniem także małych, a nawet znikomych ilości energii. Mamy do dyspozycji tanie małe ogniwa fotowoltaiczne, choćby z popularnych małych ogrodowych lampek solarnych. Z takich lampek można odzyskać nie tylko panele, ale też akumulatorki (NiCd) i trochę elektroniki. W ramach zadania 317 można je wykorzystać w nietypowy sposób. Przypominam, że akumulatorki NiCd są trwałe, długowieczne, nie boją się rozładowania „do zera", ale mają duże samorozładowanie i nie nadają się do przechowywania energii przez dłuższy czas. Do tego nadają się znakomicie ogniwa litowe, które mają znikome samorozładowanie, ale nie można dopuścić do ich rozładowania poniżej 2,5 V. To jest poważne wyzwanie, bo stosowne sterowniki zabezpieczające muszą mieć znikomy prąd pracy. Zadanie jest ambitne, ale warto się tym zainteresować, bo to tematyka, która będzie coraz bardziej aktualna.

Zachęcam też do zainteresowania się jeszcze innymi możliwościami pozyskiwania i magazynowania niedużych ilości energii. Mało znana jest możliwość wytwarzania energii za pomocą przetworników piezoelektrycznych, gdzie napięcia są wysokie, a prądy – maleńkie. W grę wchodzą też zestawy termopar i oczywiście moduły Peltiera. Tu z kolei napięcie wyjściowe jest małe, a prądy – duże. W tym kontekście warto, a wręcz trzeba zainteresować się takimi układami scalonymi jak na przykład LTC3108, LTC3588 czy BQ25570, dostępnymi choćby w modułach sprzedawanych na Aliexpress. Poszukajcie materiałów na temat jeszcze innych, na przykład magnetycznych, elektrodynamicznych metod pozyskiwania energii.

Na pewno warto też wpisać w wyszukiwarkę hasło *joule thief* i po zbadaniu tematu przeprowadzić eksperymenty. To naprawdę są eksperymenty dostępne dla każdego, a potrzebny transformatorek można nawinąć na mnóstwo sposobów.

Temat *energy harvesting* omawiałem kiedyś szerzej w kilku artykułach. Warto teraz po latach poszukać w Sieci, jakie są aktualne możliwości, dostępne dla dzisiejszego hobbysty. Czekam bowiem też na rozwiązania teoretyczne, będące wynikiem poszukiwań informacji w Internecie.

Zasadniczo zadanie 317 polega na *zaproponowaniu układu elektronicznego*, ale czekam też na rozwiązania nie tylko teoretyczne, ale też opisowe. Otóż wiem, że wielu Czytelników ma praktyczne doświadczenia związane z pozyskiwaniem energii, czy to ze Słońca, czy z wiatru, czy innych źródeł. Często są to doświadczenia negatywne, a nawet bardzo mocno negatywne. Okazuje się bowiem, że informacje i zachęcające opisy z literatury bardzo często zupełnie nie pokrywają się z polską rzeczywistością, gdzie w sumie mamy i mało słońca, i mało wiatru. Czekam więc też na informacje o takich negatywnych doświadczeniach, które są ogromnie cenne, bo pokazują nasze aktualne realia.

I jeszcze jedno: w zakresie zadania 317 zmieszczą się jeszcze inne rozwiązania. Na przykład w Internecie jest sporo informacji na temat „free energy". Część takich materiałów dotyczy metod naukowych, a część to propozycje pozyskiwania „wolnej i darmowej energii", w tym także elektrycznej, w sposób rozmijający się z oficjalną nauką. Można i o tym wspomnieć.

Zachęcam do udziału w tym wyjątkowo interesującym zadaniu energetycznym! ■

Piotr Górecki

Rozwiązanie zadania głównego 312

Temat marcowego zadania 312 brzmiał: ***Zaproponuj sposób realizacji praktycznie użytecznego zasilacza warsztatowego lub laboratoryjnego***.

Zadanie wzbudziło duże zainteresowanie, bo temat zasilaczy był i jest wiecznie żywy. Nadal wielu elektroników z powodzeniem realizuje rozmaite zasilacze, które bardzo przydają się w domowej pracowni. Nie zawsze są to konstrukcje wykorzystujące najnowsze rozwiązania. Często są to klasyczne zasilacze liniowe, które jednak okazują się lepsze od zasilaczy impulsowych. Oczywiście w niektórych zastosowaniach lepsze są zasilacze impulsowe, ale to szerszy temat, wykraczający poza ramy tego zadania Szkoły. Przejdźmy do przeglądu rozwiązań.

13-letni **Jakub Jakubczyk** z Kluczborka napisał między innymi: *(...) chciałbym przedstawić moje praktyczne rozwiązanie zadania 312. Na początku chciałem stworzyć zasilacz, który miałby takie wyjścia: 5 V, 9 V, 10 V, 12 V; gdzie 5 V i 10 V miałoby służyć do zasilania symetrycznego, a gdzie te 5 V byłoby masą; całość miałaby być*

eprasa.pl b8c17d8a95

zasilana zasilaczem 15 V. Postanowiłem, że nie będą mi potrzebne duże prądy (tzn. poniżej 1 A) więc wykorzystałem stabilizatory z serii LM78xx. Niestety w sklepie, w którym kupowałem części nie było LM7812. Pomyślałem, że zamiast tego można wykorzystać moduł zasilacza AVT1976 na LM338. Zakupiłem stabilizatory 5 V, 8 V, 9 V i 10 V, trochę kabli, wejść (i wyjść) DC 5,5/2,5 mm, oraz obudowę. Po przemyśleniu postanowiłem, że w zasilaczu będą wyjścia: 5 V, 9 V, 10 V, 13 V i wyjście regulowane na AVT1976. Całość umieściłem w obudowie z wiatraczkiem (który był podłączony przez przełącznik do osobnego stabilizatora LM7805). Niestety podczas testów okazało się, że stabilizatory z serii LM78xx i, LM338 nie stabilizują napięcia po podłączeniu obciążenia do napięcia wyższego niż napięcie stabilizatora, co wykluczyło działanie zasilacza jako zasilacz symetryczny, a poza tym po podłączeniu obciążenia (które pobierało 0,5 A) do AVT1976 stabilizator LM338 wybuchnął, co oznaczało, że trafił mi się wadliwy element, ponieważ nawet gdyby obciążenie pobierało większy prąd, to LM338 powinien posiadać zabezpieczenie nadprądowe i przeciwzwarciowe.

Na **fotografii 1** pokazany jest zasilacz, a na **fotografii 2** – jego wnętrze. Nie tylko młodziutki Jakub, ale i wielu innych mniej zaawansowanych elektroników ma przed sobą praktyczną zagadkę: dlaczego z dwóch jednakowych zasilaczy stabilizowanych trudno zrobić dobry zasilacz symetryczny? A zasilacz symetryczny jest wręcz niezbędny, szczególnie jeśli ktoś chce się zajmować elektroniką analogową, w tym techniką audio. Mam nadzieję, że Jakub w przyszłości zrobi sobie dobry analogowy zasilacz symetryczny. Jeśli mógłbym coś dopowiedzieć, to proponuję wykorzystanie pary stabilizatorów LM317 i LM337, z których każdy będzie zamontowany na oddzielnym radiatorze. A jeżeli chodzi o pozycję radiatora – warto zamocować go tak, żeby strumień powietrza z wentylatora przepływał wzdłuż żeber radiatora.

W praktyce o możliwościach zasilacza zadecyduje właśnie radiator współpracujący ze stabilizatorem. Brak radiatora i radiator zbyt mały nie spowodują wprawdzie uszkodzenia, bo zadziała wbudowane w scalony stabilizator zabezpieczenie termiczne, jednak będzie to oznaczać niekontrolowany spadek napięcia wyjściowego. W zasilaczach, gdzie chłodzenie stabilizatora jest niedostateczne jest to częste niestety zjawisko, które przysparza mnóstwa kłopotów. Dlatego warto przede wszystkim zadbać o dobre radiatory, a jeszcze lepiej dodać obwody kontroli napięcia wyjściowego. W przypadku zasilacza o niezmiennym napięciu wyjściowym można to zrobić prosto. Wystarczy do kontrolki LED dodać nie tylko rezystor ograniczający, ale i odpowiednio dobrane diody Zenera. Diody Zenera trzeba tak dobrać, żeby spadek napięcia na rezystorze ograniczającym był mały i wynosił około 1 wolta. Wtedy zmniejszenie napięcia wyjściowego o 1 wolt spowoduje silne przygaśnięcie takiej kontrolki. Napięcie diod Zenera można modyfikować, włączając z szereg zwykłe diody krzemowe lub diody Schottky'ego.

A swoją drogą... czas płynie, elektronika się zmienia, napięcia zasilania są coraz niższe, więc dobrym pomysłem jest zasilacz o napięciu wyjściowym +3,3 V, a ewentualnie także mniejszym. Może tam pracować stabilizator LDO, np. LM1117, zasilany napięciem 5 V.

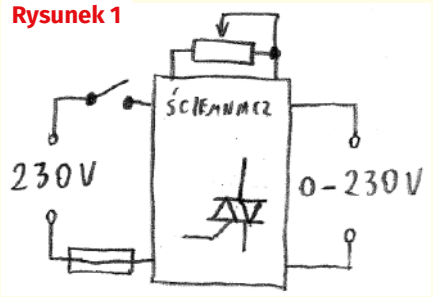
Łukasz Olszok z Tarnowskich Gór napisał: *(...) Moja propozycja to zastosowanie klasycznego ściemniacza na triaku do ograniczenia napięcia i prądu zasilania urządzeń zasilanych z sieci 230 V. Używam takiego zasilacza do uruchamiania świetlówek z elektronicznym statecznikiem lub wzmacniaczy audio po naprawie, do ograniczenia ewentualnego prądu zwarcia. Jest to alternatywa do włączania żarówki w szereg z zasilanym urządzeniem podczas uruchamiania. Takiego ściemniacza można także użyć do ograniczenia mocy wyjściowej jakiejś grzałki. Przy okazji zastosowań ściemniacza mogę wspomnieć o zasilaczu do kolejki elektrycznej, gdzie ściemniacz zastosowany przed transformatorem i prostownikiem służył do regulacji prędkości obrotowej silnika lokomotywy. Jeszcze lepszą alternatywą dla ściemniacza byłby prosty falownik*

Fotografia 1



Fotografia 2

Rysunek 1





Fotografia 3

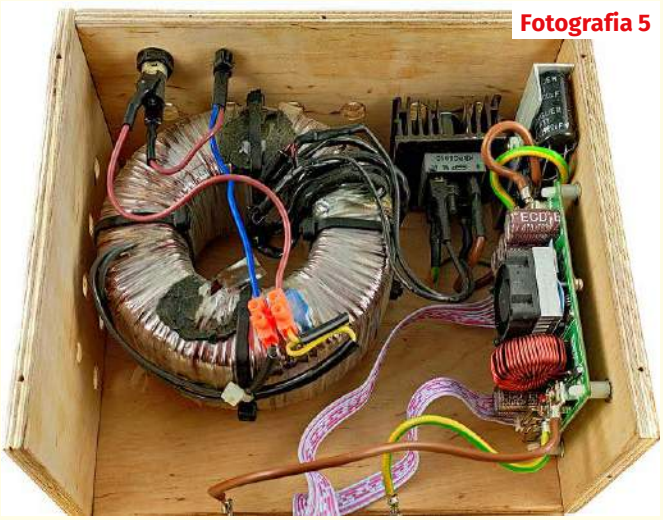
eprasa.pl b8c17d8a95

z regulowanym napięciem wyjściowym od 0 do 230 V działający jak autotransformator z regulacją napięcia wyjściowego. Mógłby dodatkowo posiadać ograniczenie prądu wyjściowego. Zaletą byłaby możliwość osiągnięcia przebiegu sinusoidalnego napięcia wyjściowego. Dla uproszczenia konstrukcji można by generować napięcie w zakresie 0–12 V lub 0–24 V, a następnie podnieść je za pomocą transformatora podłączonego „odwrotnie". W załączniku schemat ***[rysunek 1]*** *i* ***fotografia*** *[3] zrobionego przeze mnie zasilacza ze ściemniaczem. Użyty ściemniacz pochodzi z odkurzacza, gdzie służył do regulacji prędkości obrotowej silnika szczotkowego. Został on zmodyfikowany tak, aby umożliwić regulację napięcia wyjściowego od 0 V. Pozdrawiam*

Rzeczywiście, lepszą alternatywą dla ściemniacza byłby porządny falownik z wbudowanymi elektronicznymi zabezpieczeniami, ale to nieuchronnie wiąże się z kosztami. Ściemniacz na triaku w wielu sytuacjach spełni oczekiwaną rolę – na pewno w przypadku obciążeń o charakterze rezystancyjnym, w tym klasycznych żarówek. Jednak ściemniacz ściemniaczowi nierówny – konstrukcja wewnętrzna może być różna, a to wpływa na właściwości. Niestety, wielu chętnych przekonało się, że przy „trudniejszym" obciążeniu, zwłaszcza o dużej składowej indukcyjnej, niektóre takie ściemniacze przestają sobie radzić i występują dziwne zjawiska, które w najlepszym przypadku powodują zadziałanie bezpieczników. Właśnie z uwagi na różne właściwości tego rodzaju ściemniaczy należy liczyć się z wystąpieniem dziwnych przypadków. To jest też powód, dla którego liczni praktycy nadal stosują zwykłe żarówki w roli ograniczników prądu.

Rafał Orodziński z Białegostoku zaczął tak: *Opracowany przeze mnie zasilacz laboratoryjny pokazany jest na* ***fotografii 4****. Układ składa się z zasilacza regulowanego i dwóch kaskadowych zasilaczy nieregulowanych. Zasilacz regulowany ma możliwość ustawiania napięć od 0,1 do 30 V o wydajności do 3 A. Część analogowa zasilacza regulowanego rozwiązana jest typowo, na uwagę zasługuje zastosowanie źródła prądowego stale obciążającego wyjście zasilacza co poprawia jego parametry dynamiczne. Zasilacz nieregulowany napięcia dodatniego wytwarza napięcia +12, +9, +5 i +3,3 V; zasilacz napięcia nieregulowanego ujemnego wytwarza napięcia –12, –9 i –5 V. Zasilacze kaskadowe wykorzystują stabilizatory scalone serii 78 i 79. Oba zasilacze kaskadowe mają niezależnie regulowany próg zadziałania zabezpieczenia nadprądowego. W celu ograniczenia mocy wydzielanej w radiatorach maksymalny czas trwania przeciążenia na wyjściu zasilacza został ograniczony do 3 s – po tym czasie następuje odłączenie wyjścia zasilacza. Stan alarmowy sygnalizowany jest zmianą koloru cyfr na wyświetlaczu. Układ mierzy temperaturę radiatorów i uzależnia obroty wentylatora od ich temperatury. Obsługa urządzenia odbywa się za pomocą dwóch enkoderów i dwóch przycisków służących do szybkiego włączania/wyłączania wyjść zasilacza. Dane pomiarowe wyświetlane są na wyświetlaczu kolorowym o przekątnej 1,8 cala. Napięcia odniesienia dla zasilacza regulowanego wytwarzane są przez przetworniki 12-bitowe procesora z rodziny ATxmega. Wszystkie parametry zasilacza można ustawić w menu serwisowym, w tym maksymalne napięcie wyjściowe i maksymalny prąd wyjściowy, przez co układ sterownika może sterować dowolnym zasilaczem regulowanym. Układ sterownika procesorowego sam wylicza nastawy kalibracyjne dla zasilacza, dzięki czemu nie ma konieczności stosowania w układzie elementów regulacyjnych, musimy tylko ustawić zadane napięcia wyjściowe i potwierdzić je w sterowniku procesorowym, a o resztę zadba już sam mikrokontroler. Jedyną wadą układu jest pozostawianie drobnych artefaktów na wyświetlaczu gdy następny znak ma mniejszą szerokość w pikselach niż poprzedni – zastosowana biblioteka obsługująca wyświetlacz nie jest pod tym względem najlepsza, w praktyce nie przeszkadza to jednak w eksploatacji zasilacza. Układ doczeka się w najbliższym czasie modernizacji, zasilacz regulowany otrzyma wstępny stabilizator impulsowy dający o około 2,5 V wyższe niż właściwy zasilacz liniowy co pozwoli zredukować straty mocy w układzie, a jednocześnie pozwoli zachować niski poziom tętnień na wyjściu zasilacza i jego dobre parametry dynamiczne. (...)*

Fotografia 5



Mamy tu interesujące połączenie techniki analogowej i cyfrowego sterowania. Rozwiązanie ze stabilizatorami liniowymi na wyjściu w wielu zastosowaniach okaże się znacznie lepsze, niż na pozór idealny regulowany zasilacz impulsowy, który na wyjściu zawsze ma mnóstwo „śmieci".

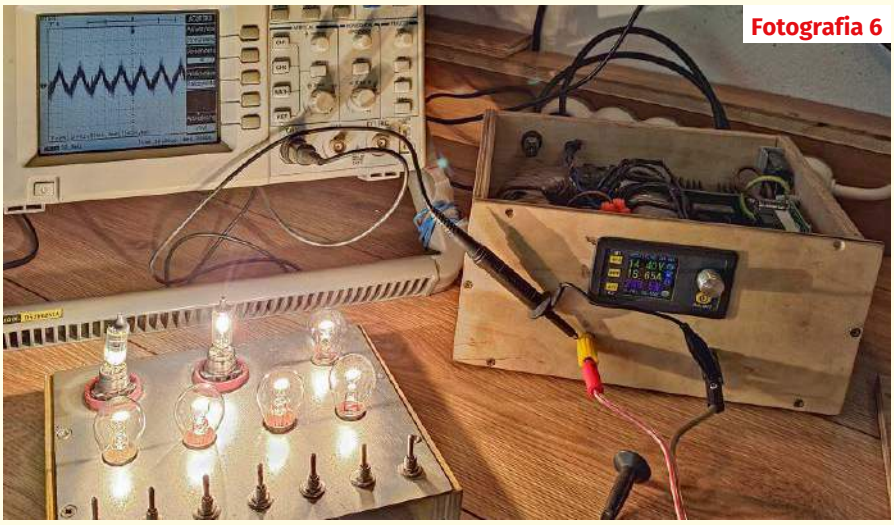
Artur Rolewski z Żydowa napisał tak: *(...) Jako rozwiązanie zadania Szkoły Konstruktorów, przedstawiam wykonany przeze mnie zasilacz warsztatowy. Jego konstrukcja jest bardzo prosta, schemat w zasadzie nie jest wymagany, a* ***fotografia 5*** *przedstawia wnętrze. Podstawą jest transformator toroidalny o napięciu wyjściowym 2×30 V i mocy około 400 VA, pochodzący z odzysku, najprawdopodobniej z ładowarki akumulatorów trakcyjnych 24 V. Jego uzwojenia połączyłem równolegle, przez co po wyprostowaniu na kondensatorach filtrujących otrzymuję napięcie 42 V. Filtr składa się z pięciu kondensatorów 2200 uF. Wygładzone napięcie trafia na wejście gotowego modułu przetwornicy step-down typu DPS5020. Przetwornica ta dysponuje prądem wyjściowym do 20 A, a maksymalne napięcie wejściowe (i wyjściowe) to 50 V. Pozwala ona na bardzo prostą realizację regulowanego zasilacza dużej mocy, z ograniczeniem prądowym, zabezpieczeniem przed przekroczeniem nastawionej mocy wyjściowej, który posiada intuicyjne sterowanie oraz wyświetla*

Fotografia 4

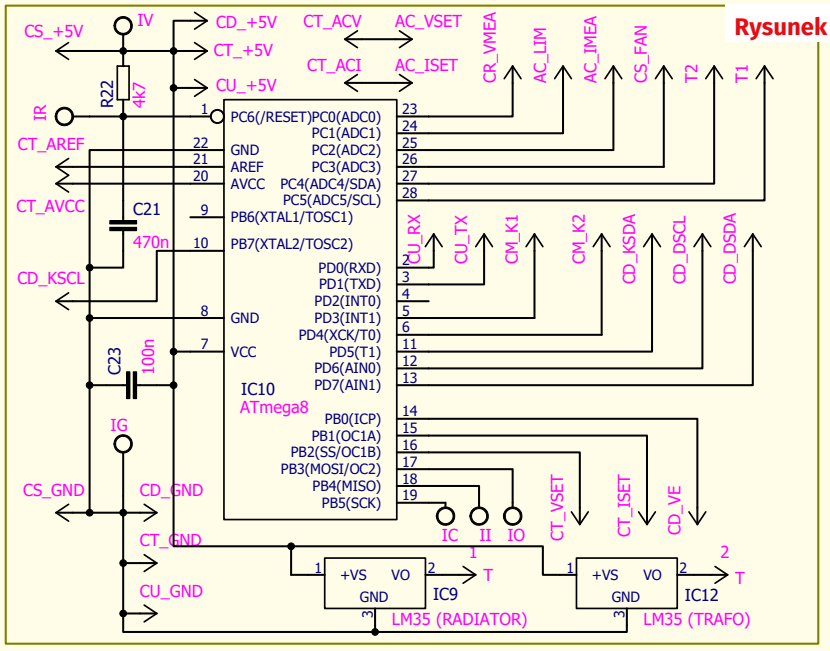


eprasa.pl b8c17d8a95

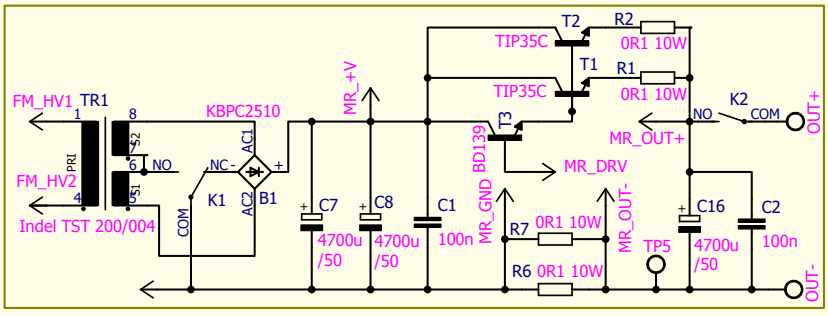
Firma Piekarz Sp. J.
Hurtowania Części Elektronicznych
Tel.: 22-835-50-37
Tel.: 22-835-50-41



Fotografia 6



Rysunek 2



parametry pracy zasilacza. A to wszystko na małym – a przez to dającym się łatwo zabudować – panelu sterującym.

Tak wykonany przeze mnie zasilacz wykorzystuję głównie do ładowania akumulatorów samochodowych 12 V, a także do zasilania uruchamianych prądożernych urządzeń, gdzie nie jest wymagane „czyste" napięcie zasilające. W moim warsztacie mechatronika taki zasilacz stał się wręcz niezbędnym przyrządem. W zależności od pojemności i rodzaju akumulatora, mogę dowolnie ustawić ograniczenie prądowe (faza ładowania CC), oraz napięcie końcowe ładowania – dla akumulatorów żelowych: 14,4 V, AGM: 14,7 V, akumulatory z ciekłym elektrolitem nawet do 16,2 V, a gdy nie chcę odłączać akumulatora od instalacji samochodu, ustawiam napięcie 14,9 V. Kilka kliknięć na panelu, i już można ładować ogniwa Li-ion – spokojniej lub szybciej, z wyższym prądem. Oczywiście w tym przypadku wymagana jest szczególna ostrożność.

Zmierzona przeze mnie częstotliwość pracy przetwornicy to około 70 kHz. Bez obciążenia wyjścia, napięcie tętnień na wyjściu wynosi około 52 mV, przy prądzie 1,9 A tętnienia wynoszą ok. 38 mV, a przy 18,7 A – ok. 26 mV, co jest przedstawione na ***fotografii 6****.*

Praca zasilacza z mocą 270 W przy 14,4 V powoduje, że tranzystor kluczujący przetwornicy jest jedynie lekko ciepły (niewątpliwie to zasługa wentylatora). Transformator także pozostaje letni. Najbardziej grzeje się mostek prostowniczy, dlatego został wyposażony w radiator. Obudowę zasilacza wykonałem ze sklejki, z niezbędnymi otworami wentylacyjnymi. Dzięki temu, nie obawiam się zostawić zasilacza w upalny dzień podczas ładowania akumulatorów.

Zasilacze impulsowe mają ogromne zalety, przede wszystkim wysoką sprawność. Nie można ich polecać do roli zasilaczy laboratoryjnych. Jednak jak widać, w wielu zastosowaniach warsztatowych sprawdzają się bardzo dobrze. Interesująca jest uwaga, że w zasilaczu najbardziej grzeje się mostek prostowniczy. Tu widzimy powód, dla którego w prostownikach stosowane są nie tylko diody Schottky'ego, ale też bardziej zaawansowane rozwiązania z „idealnymi diodami", czyli z MOSFET-ami w roli diod.

CircuitChaos z Warszawy przysłał obszerny schemat, którego trzy kluczowe bloki pokazane są na **rysunku 2**, a pełna oryginalna wersja dostępna jest w Elportalu (*312circuitChaos.zip* 720kB). Autor napisał: *(...) Tak się składa, że ładnych parę lat temu zbudowałem taki zasilacz i używam go na co dzień obok drugiego, prostszego zasilacza,*

eprasa.pl b8c17d8a95

zbudowanego w oparciu o otrzymany od redakcji kit AVT-1976. Zasilacz ma sterowanie cyfrowe, jest w stanie podać do 25 V napięcia lub 20 A prądu (przy mniejszym napięciu, ok. 11–12 V; samej wydajności prądowej nigdy nie testowałem, bo nie potrzebowałem aż takich prądów, ale do ok. 15 A działa dobrze), ma także regulowane ograniczenie prądowe i podaje na bieżąco podstawowe parametry: napięcie, prąd, dostarczana moc, rezystancja obciążenia, temperatura radiatorów, ustawienia. Jest też przygotowany do tego, żeby raportować je do komputera przez USB, ale nigdy nie dokończyłem tej funkcjonalności. (...) Zanim omówię mój układ, zwrócę uwagę na kilka błędów i wad. Po pierwsze, w obecnej formie obwód pomiaru prądu przekłamuje odczyt prądu (i wyzwala ograniczenie prądowe) przy zasilaniu układów wysokiej częstotliwości (nadajniki, transceivery). Z tego powodu zdarzyło mi się szukać nieistniejącego zwarcia w przestrajanym swego czasu radiotelefonie. (...) najprawdopodobniej winne jest połączenie rezystorów pomiarowych do wejścia wzmacniacza IC8. Sygnał ten idzie dosyć długą drogą, przechodząc od płytki głównej przez płytkę regulatora do płytki wzmacniaczy (...) i podejrzewam, że droga ta, wraz z drogą masy (choć połączenia masy starałem się przemyśleć, separując masę mocy od sygnałowej, a tę od cyfrowej), działa jak antena, co wraz z wysoką rezystancją wejściową IC8 powoduje taki właśnie efekt. Należałoby dodać jakiś rezystor (lub nawet filtr RC) między wejściem IC8 i masą, jak najbliżej tego wejścia.

Tu warto zwrócić uwagę na ważną rzecz – podczas projektowania układów często traktujemy ścieżki sygnałowe z uproszczeniem. Na schemacie ścieżka to ścieżka, rezystancja dołączona do wejścia wzmacniacza jest niska (dwa boczniki), więc wszystko powinno być OK tym bardziej, że zasilacz nie jest układem radiowym, więc wysokich częstotliwości tam nie będzie. Tymczasem w rzeczywistości żaden element ani nie jest idealny, ani nie działa w próżni, i dotyczy to także przewodów i ścieżek, które nie stanowią po prostu połączenia dwóch punktów o identycznym potencjale. (...)

Po drugie, podłączenie enkoderów przez ekspander I^2C nie było najlepszym pomysłem. Procesor nie daje rady odczytywać wejść dostatecznie szybko i przy szybszym obracaniu enkoderami gubi impulsy. Enkodery albo powinny być podłączone bezpośrednio do procesora, albo powinienem wykorzystać wyjście przerwania z ekspandera i odczytywać stan enkoderów po nadejściu przerwania, a nie w formie pollingu.

Trzecią, drobną wadą jest podłączenie buzzera w taki sposób, że piszczy on bez zainicjalizowania go przez procesor. Początkowo miało to być sygnalizacją błędnego działania sterownika lub komunikacji, ale szybko okazało się, że nie mogę wyciszyć buzzera – nawet gdy wyciszę go przyciskiem na panelu, to i tak przy włączaniu zasilacza (gdy procesor jeszcze nie pracuje) oraz przy jego wyłączaniu (gdy napięcie zasilające ekspander spada i pojawiają się na wyjściach stany nieustalone) buzzer wydaje krótkie piski. Obecność stanów nieustalonych przy załączaniu i wyłączaniu zasilania to kolejne często niedoceniane zjawisko, o którym podczas projektowania układów warto pamiętać.

Kolejna rzecz to regulacja kontrastu wyświetlacza z procesora. Chciałem dorobić regulację kontrastu z panelu, ale w końcu nie dorobiłem i nie mam regulacji kontrastu w ogóle (bez przeprogramowania procesora). Przekombinowałem to. Zamiast tego trzeba było zrobić zwykły, prosty PR-ek.

Wreszcie jedna z poważniejszych wad. Ponieważ zasilacz jest liniowy (zależało mi na minimalizacji zakłóceń impulsowych na wyjściu), słabo sprawdza się, gdy chcemy uzyskać duży prąd przy małym napięciu. Ma wprawdzie ręczny przełącznik trybów (wysokoprądowy i wysokonapięciowy – zmienia to konfigurację uzwojeń transformatora (...) Niby wiem, niby pamiętam o tym, gdy projektuję zasilacz, ale potem staję się użytkownikiem, a szczegóły ulatują z pamięci i z uwagi. Zdarzyło się, że chciałem pociąć styropian i nie myślałem o zasilaczu tylko o tym, jak to zrobić, żeby było równo. W efekcie zasilenia zrobionego z drutu oporowego noża (w trybie wysokonapięciowym, bo zapomniałem go przestawić) musiałem wymienić spalone tranzystory, które przy okazji podały pełne napięcie i prąd na drut. Warto byłoby dodać zabezpieczenia przed pracą tranzystorów poza bezpiecznym dla nich obszarem (...)

Ostatnią wadą tego zasilacza jest sama konstrukcja mechaniczna. (...) Zrobiłem wprawdzie uproszczony rysunek 2D, żeby umieścić elementy w obudowie i na panelu przednim, ale nie myślałem o ich połączeniach, o kolejności rozmontowywania, o wysokości zmontowanych płytek (odstających przecież od panelu przedniego), itd. Przez to zmiany i naprawy tego zasilacza bywają karkołomne, o czym przekonałem się, wymieniając wspomniane tranzystory. Nie tylko elektronikę trzeba starannie projektować – warto zaprojektować także wzajemne ułożenie modułów w przestrzeni, a nie tylko na płaszczyźnie, i przemyśleć dostęp do nich przy ewentualnych zmianach i naprawach.

Po tym niezbyt zachęcającym wstępie pora na omówienie bloków. Zasilacz ma budowę modułową i jest to odzwierciedlone zarówno na schemacie, jak i w samej jego konstrukcji (...) Ułatwiło mi to zaprojektowanie zasilacza i jego uruchamianie (...), ale utrudniło jego złożenie. Tak czy inaczej, powstała tylko jedna, prototypowa sztuka, która pomijając wspomniane wady, spełnia swoje zadanie, więc taki podział jest OK. (...) Na schemacie nazwy sygnałów łączących moduły poprzedzone są literami odpowiadającymi wybranym przeze mnie nazwom modułów (w kolejności alfabetycznej), np. sygnał AC_ISET jest to sygnał ISET (odpowiadający wartości ustawionego prądu), płynący między modułem kontrolera (C – controller) i modułem wzmacniaczy (A – amplifiers). Celowo nie ma tu zaznaczonego kierunku, w którym dany sygnał płynie. Moduły są następujące:

C (Controller) – cyfrowe serce zasilacza, które zawiera mikrokontroler i wejście na dwa czujniki temperatury (radiatora i transformatora).

R (Regulator) – zawiera regulator na kostce LM723, otrzymuje sygnały o aktualnym napięciu (z płytki mocy), ustawionym napięciu (z płytki wzmacniaczy) i sygnał do włączenia ogranicznika prądu (też z płytki wzmacniaczy). Podaje też sygnał o aktualnym napięciu do płytki sterownika. To ten moduł steruje tranzystorami wykonawczymi na płytce głównej.

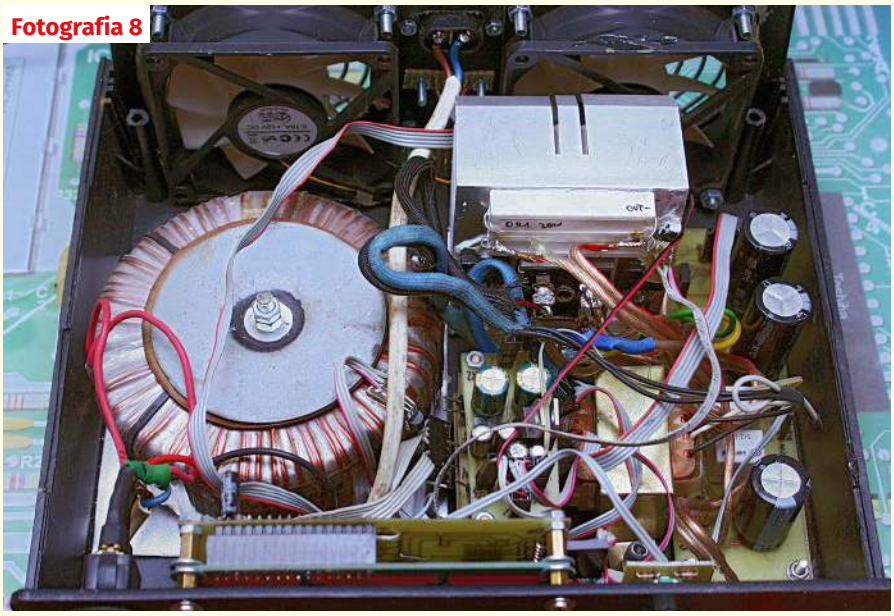
M (Main) – główny moduł mocy, zawierający transformator, przełącznik trybów (przekaźnik), mostek, kondensatory filtrujące, tranzystory, które regulują napięcie na wyjściu, rezystory do pomiaru prądu i przekaźnik włączający wyjście (domyślnie wyjście jest wyłączone; wyłącza się też dla

Fotografia 7



eprasa.pl b8c17d8a95

Fotografia 8



bezpieczeństwa po wybraniu któregoś z zapamiętanych presetów).

[Tylko te trzy pokazane są na rysunku 2, a oto kolejne:]

A (Amplifiers) – moduł wzmacniaczy. Zawiera wzmacniacze operacyjne i filtry RC, które odpowiadają za konwersję sygnałów PWM ustawiających napięcie i prąd na napięcie stałe, odczyt i wzmocnienie sygnału z bocznika pomiaru prądu, wytworzenie sygnałów ustawiających napięcie i aktywujących ogranicznik prądu dla płytki regulatora oraz wytworzenie sygnałów informujących o zmierzonym prądzie i o działaniu ogranicznika prądu dla płytki sterownika.

T (TL431) – tworzy stabilne napięcie odniesienia dla przetwornika ADC, robi też za bufor dla sygnałów PWM, zapewniając ich stałe napięcie, zależne od napięcia odniesienia a nie od napięcia 5 V, zasilającego część cyfrową (które może się przecież zmieniać, bo obciążenie linii 5 V też jest zmienne – czy to przez klawiaturę i enkodery, czy przez buzzer, czy przez aktualny pobór prądu przez procesor, nie wspominając o cyfrowym szumie, bo ten akurat powinien zostać odfiltrowany w płytce A).

S (Supplementary) – dodatkowy, mały zasilacz, który tworzy niezbędne pozostałym modułom napięcia (5 V, 12 V dla przekaźników i wentylatorów, niskoszumne 12 V i –5 V dla wzmacniaczy). Zasila również same wentylatory, gdy kontroler poda sygnał ich włączenia.

D (Display) – płytka wyświetlacza, która komunikuje się z płytką kontrolera przez dwie osobne magistrale I^2C (ze względu na planowaną współbieżną obsługę obu ekspanderów w programie tak było mi łatwiej, niż umieszczając oba ekspandery na wspólnej magistrali, choć finalnie program komunikuje się z ekspanderami sekwencyjnie, więc mogłyby być na jednej), zawiera wyświetlacz 20×4 i dwa ekspandery I^2C, które zapewniają porty dla wyświetlacza, buzzera, klawiatury i enkoderów. Otrzymuje również i wygładza sygnał PWM, który steruje jasnością wyświetlacza.

K (Keyboard) – zawiera klawiaturę matrycową i dodatkowo wejście dla enkoderów. Z powodu podpięcia enkoderów do tych samych linii, co przyciski, trzeba było zastosować diody sygnałowe. Bez nich zachodziłby ghosting.

E (Encoders) – jak nazwa wskazuje, zawiera enkodery i wspomniane wyżej diody. (...) Pozdrawiam.

Szczegóły budowy zasilacza dobrze widać na **fotografiach 7...9**. Warto też ściągnąć z Elportalu kompletny schemat i przeanalizować budowę i działanie takiego rozwiązania. Wprawdzie dziś chyba nie należałoby doradzać stosowania wiekowej, a wręcz już archaicznej kostki LM723. Była ona rewelacją kilkadziesiąt lat temu i wykorzystywaliśmy ją na najróżniejsze sposoby, nie tylko według zaleceń producentów. Jednak dziś są już inne układy i inne rozwiązania. Najcenniejsze w przedstawionym opisie są nie tyle zalety, co wady tej konstrukcji. Warto je wszystkie wziąć pod uwagę nie tylko przy projektowaniu zasilaczy – właśnie za ten opis przydzielam Autorowi w nagrodę kupon do sklepu AVT.

Michał Stach z Kamionki Małej tym razem napisał: *(...) Przesyłam rozwiązanie zadania tylko po części związane z zasilaczem laboratoryjnym, bardziej jako propozycja nowego tematu do SzK. Podczas pandemii COVID czas na chwilkę zwolnił. Sam odkurzyłem leciwego Commodore C64 i z radością odkryłem, że nadal działa. Radość była tym większa, że mój C64 ma zasilacz, który sam wykonałem około 30 lat temu. Wnętrze zasilacza przedstawia* ***fotografia 10****. Każdy fan C64 wie, jak awaryjny był oryginalny zasilacz. Do tego generował mnóstwo ciepła którego rozpraszanie pogarszała plastikowa obudowa oraz zalanie całej elektroniki żywicą. Większość awarii wywoływał ów nieszczęsny zasilacz. Podobnie było w moim przypadku; zerwanie się środkowego pinu LM7805 (masy) doprowadziło do kosztownych uszkodzeń na płycie głównej, które musiał usunąć serwis. Sam natomiast zabrałem się za przeprojektowanie zasilacza. Pozostał klasyczny – liniowy, ale najintensywniej grzejący się stabilizator powędrował na zewnątrz obudowy, a w to miejsce trafił obwód z przekaźnikiem i komparatorem okienkowym odcinający zasilanie w razie utraty stabilizacji na napięciu 5V0. Zasilacz działa do dzisiaj chociaż jak widać na fotografii, nie*

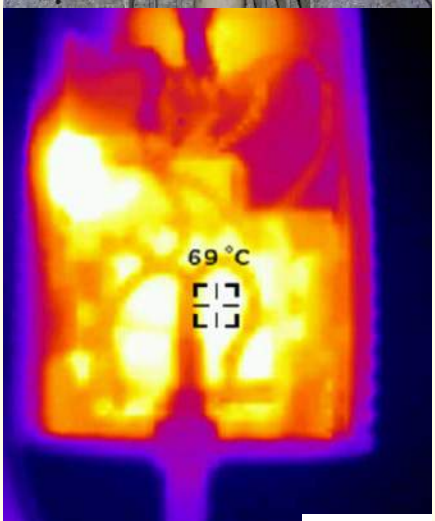


Fotografia 9

eprasa.pl b8c17d8a95

Fotografia 10





Rysunek 3

Imię	Nazwisko	Miejscowość	Punkty	Publikacja	Nagroda	Talon AVT PLN
Rafał	Orodziński	Białystok	–	–	–	100
Jakub	Jakubczyk	Kluczbork	7	–	–	150
Łukasz	Olszok	Tarnowskie Góry	3	–	U	–
Rafał	Orodziński	Białystok	4	?	–	–
Artur	Rolewski	Żydowo	6	–	–	100
Circuit	Chaos	Warszawa	7	–	–	250
Michał	Stach	Kamionka Mała	2	–	–	–

Punktacja Szkoły Konstruktorów

Sławomir Węgrzyn Dziekanowice 92
Michał Stach Kamionka 90
Daniel Turbasa Kraków 88
Łukasz Dachowski Cymbark 72
Artur Bereit Barcin Wieś 69
Aleksander Bernaczek Magnuszowice 69
Krzysztof Smoliński Poznań 68
Szymon Trygar Szczecin 66
Radosław Smalec Zabrze 64
Rafał Orodziński Białystok 63
Paweł Hoffmann Wrocław 62
Robert Szolc Bytom 58
Circuit Chaos Warszawa 55
Łukasz Olszok Tarn. Góry 54
Andrzej Herbut Siekierczyn 52
Adam Ples Jaworzno 51
Sebastian Jarmosiewicz Motwica 50
Adam Sobczyk Warszawa 50
Michał Pędzimąż Stara Słupia 48
Rafał Równiak Maciejów 46
Krzysztof Kawa Lubcza 44
Dawid Placha Rdzawa 44
Szymon Czepiel Pisarzowice 43
Piotr Gajdosz Grybów 41
Maciej Zieliński Kraków 41
Teodor Woźniak Łódź 35
Jarosław Węgliński Warszawa 34
Tomasz Zaorski Kalinówka 34
Łukasz Nowak Gdańsk 33
Andrzej Nowicki Warszawa 29
Jacek Konieczny Poznań 26
Piotr Grzegorczyk Siedlce 25
Jacek Rączka Połomia 25
Marian Gabrowski Polkowice 23
Roman Braumberger Bytom 21
Jakub Gajda Kraków 20
Jakub Jakubczyk Kluczbork 18
Marian Caruk Lubań 17
Bogdan Kosiński Szczecin 16
Łukasz Kojro Gdańsk 15
Marcin Malich Wodzisław Śl. 13
Paweł Sablik Pisarzowice 13
Szymon Wójtowicz Warszawa 13
Piotr Wyderski 13
Michał Zięba Poznań 13
Andrzej Adamczyk Ostrowiec Św. 11
Piotr Świerczek Bielsko-Biała 11
Zygmunt Flisak Opole 10
Michał Lis Gdynia 9
Maciej Skrodzewicz Szczecin 9
Paweł Błaszczak 8
Adam Sosnowski Koluszki 8
Andrzej Kubiak Rumia 7
Michał Słomkowski Poznań 7
Marcin Bambynek Kalety 6
Piotr Chrobok Piekary Śląskie 6
Wojciech Goliszewski Szczecin 6
Artur Rolewski Żydowo 6
Piotr Graffstein Warszawa 5
Michał Grzemski Grudziądz 5
Mariusz Hejto Łowczówek 5
Janusz Pańczyk Poręba 5
Tomasz Zygmunt Szczecin 5

*grzeszy urodą i nadal mocno się nagrzewa [**rysunek 3**]. Postanowiłem zbudować kolejną wersję. Ktoś być może zapyta po co, gdy do kupienia są gotowe, np. tutaj: https://allegro.pl/oferta/zasilacz-c64power-commodore-64-c64-vic20-cr-10643493697*

Fajnie, tylko że taka nowa wersja nie będzie mieć uroku pierwowzoru – lekkiego terkotu 50 Hz i zapachu grzejącego się plastiku. Do zasilacza zakupione zostały wszystkie części w tym trafo TST20, ale (jak zwykle) wpadły inne tematy... (...)

Podsumowanie

Nadal sensowna i przynosząca mnóstwo satysfakcji jest samodzielna realizacja zasilacza do domowej pracowni. Przegląd nadesłanych rozwiązań pokazuje, że także w warsztacie coraz częściej stosowane są zasilacze impulsowe. Jednocześnie widać, że do laboratorium wciąż zdecydowanie lepsze są klasyczne zasilacze liniowe, które nie wytwarzają zakłóceń impulsowych, a tym samym nie przeszkadzają w pomiarach. Wielu elektroników już się przekonało, że jeden kiepski zasilacz impulsowy może wręcz uniemożliwić pomiary małych sygnałów za pomocą oscyloskopu. Dlatego nadal należy zachęcać do realizacji i wykorzystywania klasycznych zasilaczy liniowych. Najbardziej uniwersalne są zasilacze o płynnie regulowanym napięciu wyjściowym, choćby z kostkami LM317 (1,5 A), ewentualnie „silniejszymi" LM350 (3 A), LM338 (5 A). Przy próbie realizacji zasilacza napięć symetrycznych warto zainteresować się kostkami „ujemnymi", jak choćby LM337. Nie ma chyba dziś sensu szukania scalonych stabilizatorów napięcia ujemnego o większej wydajności prądowej, jak LM333, LT1033. Zasilacz symetryczny z LM317/LM337 o prądzie wyjściowym do 1...1,5 A z powodzeniem wystarczy w ogromnej większości przypadków.

Aktualne informacje o punktacji oraz rozdziale nagród, upominków i kuponów podane są w tabelkach. Znak zapytania oznacza, że ewentualna publikacja nastąpi dopiero po nadesłaniu ostatecznych materiałów. Osoby nagrodzone kuponami otrzymują z AVT stosowny e-mail z informacją i wskazówkami, a dopiero potem zamawiają w sklepie AVT (wrzucają do koszyka pod adresem ***www.sklep.avt.pl***) towary za przydzieloną sumę, a w uwagach piszą, że jest to kupon ze Szkoły Konstruktorów. Kupony za zadania z kolejnych miesięcy można sumować, by kupić sprzęt o większej wartości. Istnieje też możliwość dopłaty różnicy cen w przypadku zamówienia na sumę większą niż przydzielony kupon. Ale ***uwaga: kupon ważny jest tylko 12 miesięcy – po tym terminie traci ważność i przepada***.

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

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

Piotr Górecki

eprasa.pl b8c17d8a95

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

Co tu nie gra? Zadanie 317

Zadanie 317 jest kontynuacją zadania 312. Na **rysunku A** przedstawiony jest schemat ulepszonego przedwzmacniacza mikrofonowego najwyższej klasy. Chcemy uzyskać jak najlepsze właściwości, więc wykosztujemy się na legendarny ultraniskoszumny wzmacniacz AD797.

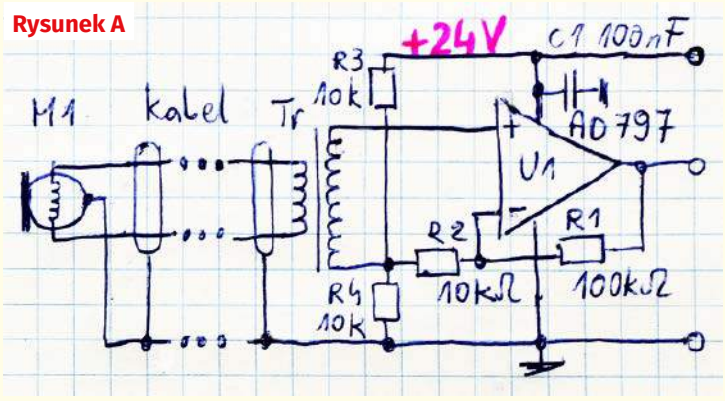
Jak zwykle pytanie brzmi:

Co tu nie gra?

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

Odpowiedź oznacz **NieGra317** i nadeślij w terminie 60 dni od ukazania się tego numeru EdW. Od razu podaj też swój adres pocztowy, żebym nie musiał pytać, gdy przydzielę upominek. Możesz jeszcze przysłać

Rysunek A



rozwiązania zadania *NieGra* z poprzedniego miesiąca. Uczestnicy konkursu otrzymują upominki, a najaktywniejsi uczestnicy są co rok nagradzani bezpłatnymi prenumeratami EdW lub innego wybranego czasopisma AVT.

Co tu nie gra? Rozwiązanie zadania 312

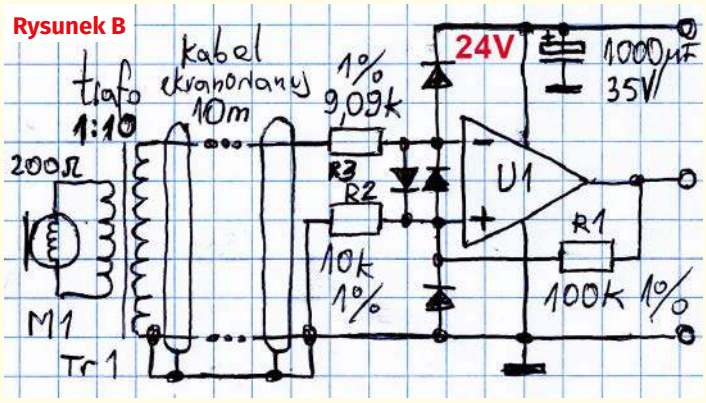
Na **rysunku B** pokazany jest zamieszczony w EdW 3/2022 schemat *planowanego ultraniskoszumnego przedwzmacniacza do mikrofonu dynamicznego (z kostką AD797, LT1115, LT0128 lub LT1128)*. Także i tym razem to ja wymyśliłem i narysowałem ten schemat wyłącznie na potrzeby tego zadania *Co tu nie gra?*.

Na rysunku zawarłem jeden ewidentny błąd, który z jednej strony dawał szansę mniej zaawansowanym na udział w tym zadaniu, ale z drugiej strony błąd ten przykrywał inne poważne błędy. Prawie wszyscy uczestnicy słusznie zauważyli, że zamienione są oznaczenia wejść wzmacniacza operacyjnego. Nie wszyscy jednak zauważyli dalsze konsekwencje, jakie wystąpią w tak zmodyfikowanym układzie według **rysunku C**.

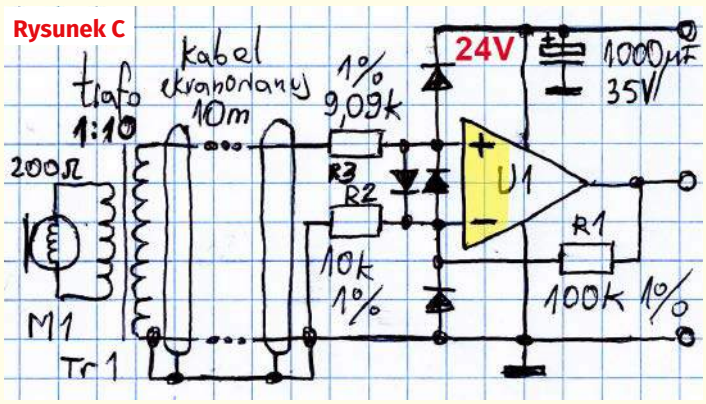
Mianowicie ewidentnie mamy tu wzmacniacz operacyjny w konfiguracji nieodwracającej, zasilany napięciem pojedynczym +24 V. Masą jest ujemny biegun tego pojedynczego napięcia zasilania. I do tej masy dołączony jest rezystor R2, a w sumie także R3 przez uzwojenie wtórne transformatora. Gdybyśmy na chwile pominęli obecność R3, to otrzymujemy wzmacniacz według **rysunku D**, który ma wzmacniać sygnały zmienne, występujące na poziomie masy.

A to się oczywiście nie uda! Nawet gdyby wejścia i wyjścia samego wzmacniacza operacyjnego mogły pracować na poziomie ujemnej

Rysunek B



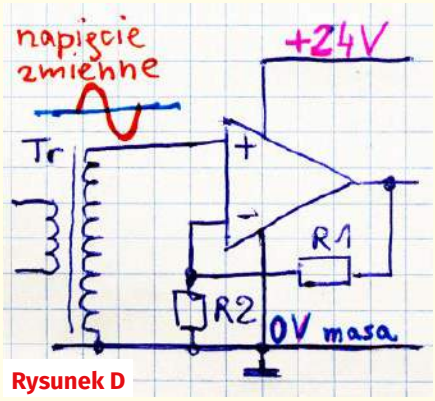
Rysunek C



szyny zasilania, jak na przykład LM358. A już tym bardziej w przypadku wymienionych w treści zadania wysokiej klasy wzmacniaczy AD797, LT1115, LT0128 lub LT1128, które na wejściu mają tranzystory NPN.

Rozwiązania są dwa: albo trzeba przejść na zasilanie symetryczne względem masy, np. ±12 V, albo przy pojedynczym zasilaniu +24 V dodać obwód sztucznej masy, na przykład na poziomie połowy tego napięcia zasilania. Gratulacje należą

eprasa.pl b8c17d8a95



Rysunek D

się wszystkim uczestnikom, którzy dostrzegli ten problem! A szczególnie tym, którzy zaproponowali sposób poprawy sytuacji.

To były dwa proste, ewidentne, najłatwiejsze błędy. Ale oprócz tego były inne, dyskwalifikujące tego rodzaju wzmacniacz. I właśnie tu mogę stwierdzić, że zadanie *NieGra312* okazało się bardzo trudne. Techniką audio mniej lub bardziej interesuje się praktycznie każdy elektronik, ale wzmacnianie małych sygnałów z mikrofonu to niełatwa sztuka. Bardzo mało znana młodszym elektronikom. Dowodem tego jest charakterystyczna nietrafna odpowiedź. Otóż jeden z młodych uczestników napisał: *(...) Zdecydowanie nie gra to, że brakuje rezystora od napięcia zasilania do mikrofonu lub do początku tego ekranowanego kabla (...).*

Wprawdzie w treści zadania była wzmianka, że chodzi o *mikrofon dynamiczny*, jednak młody miłośnik elektroniki jak widać o takich mikrofonach nie słyszał. Niewątpliwie do tej pory miał do czynienia tylko z *mikrofonami elektretowymi*, które nie do końca słusznie nazywane są też *mikrofonami pojemnościowymi*. I rzeczywiście, mikrofony elektretowe (pojemnościowe też) wymagają zasilania. Natomiast mikrofony dynamiczne zewnętrznego zasilania nie potrzebują – są stosunkowo prostymi przetwornikami energii fal akustycznych na przebiegi elektryczne i same z siebie wytwarzają małe napięcia i prądy zmienne. Są to bardzo małe napięcia, które trzeba wzmocnić. Jednym z występujących tu problemów są zakłócenia, o których warto przypominać.

Otóż w praktyce występują bardzo silne zakłócenia, związane z tak zwaną elektrycznością statyczną. Chodzi o zjawisko rozdzielania i gromadzenia się ładunków pod wpływem tarcia (m.in. pod wpływem tzw. zjawiska tryboelektrycznego). Doświadczamy tego stosunkowo często – nasze ciało i ubranie elektryzuje się, a podczas dotknięcia do przewodzących przedmiotów, np. klamki, czujemy ukłucie i lekki wstrząs elektryczny. Wcześniej pojemność naszego ciała naładowała się do napięcia rzędu tysięcy woltów i następuje gwałtowne rozładowanie tej pojemności, czemu towarzyszy wyładowanie elektryczne – przeskok iskry, widoczny w ciemności. Podczas takiego wyładowania może płynąć prąd o stosunkowo dużej wartości, ale głównym problemem jest ilość energii zgromadzonej w pojemności naszego ciała ($E = 0{,}5 * C * U^2$). Są to poważne problemy praktyczne, z którymi spotkała się większość elektroników. Producenci sprzętu oraz elementów elektronicznych starają się zabezpieczyć swoje produkty przed elektrycznością statyczną. W katalogach często podawane są odpowiednie informacje, w których występuje skrót HBM (Human Body Model), CBM oraz MM (Machine Model). Omawiane szczegółów zdecydowanie wykracza poza ramy tego zadania Szkoły Konstruktorów. Wspominam o tym dlatego, że obecność na rysunku B czterech diod można, a wręcz należy uznać za próbę zabezpieczenia przez problemem ładunków statycznych. Za obwód zabezpieczający przed udarami należy uznać nie tylko diody, ale też współpracujące z nimi rezystory R2, R3. Najprościej biorąc, rezystory te mają ograniczyć wartość prądu, a diody mają skierować ten prąd tak, żeby nie nastąpiło uszkodzenie delikatnych wejść wzmacniacza operacyjnego.

Tu powinna zacząć się kolejna wnikliwa analiza, której jednak nie będziemy przeprowadzać. Najprościej biorąc – pokazane na rysunku B obwody zabezpieczające przed elektrycznością statyczną są po pierwsze mało skuteczne, po drugie należałoby się zastanowić, czy w ogóle, a ewentualnie na ile są rzeczywiście potrzebne. I tu trzeba zgodzić się z tymi uczestnikami, którzy napisali, że diody nie są konieczne, a nawet z tymi dwoma, którzy stwierdzili, że nie są w ogóle potrzebne. Diody można usunąć, a rezystory R2 i R3?

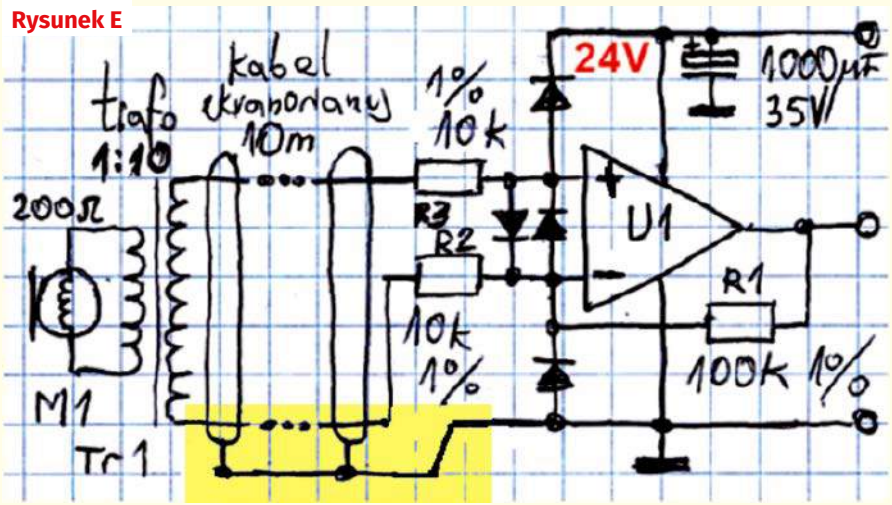
Znów trzeba zgodzić się z tymi, którzy zaproponowali usunięcie R3 słusznie stwierdzając, że tego rodzaju rezystor bywa stosowany do skompensowania wpływu prądu polaryzacji wejść. Owszem, bipolarne wzmacniacze AD797, LT1115, LT0128, LT1128 mają duże prądy polaryzacji wejść, ale w tym wypadku nie zależy nam na precyzji dla napięć stałych, ponieważ mamy tu wzmacniacz sygnałów zmiennych, a nie stałych. Niezbyt duże przesunięcie napięcia spoczynkowego na wyjściu nie ma znaczenia. Rezystor R3 można więc usunąć, a wręcz jest to konieczne ze względu, o którym nikt nie napisał.

Kolejny problem też związany jest z zakłóceniami. Sygnał mikrofonowy jest niewielki, często ma poziom rzędu 1 miliwolta. Jeżeli niewielkie nawet zewnętrzne zakłócenia przejdą do toru mikrofonowego, to zostaną wzmocnione wraz z sygnałem użytecznym. Częstym problemem jest tak zwany przydźwięk – przydźwięk sieci energetycznej. W Europie częstotliwość sieci energetycznej to 50 herców. Problem są więc przede wszystkim przebiegi o częstotliwości 50 Hz, które mogą przenikać do toru mikrofonowego przez pole magnetyczne i przez pole elektryczne. Chodzi nie tylko o przebiegi 50-hercowe, ale także przebiegi o częstotliwościach harmonicznych, przede wszystkim 100 Hz i 150 Hz.

Najprościej biorąc, aby bronić się przed zakłóceniami przenoszonymi przez pole elektryczne, stosujemy ekranowanie, a ekrany zwykle łączymy z masą (ale nie zawsze). Prawidłowe ekranowanie usuwa wpływ niepożądanych pól elektrycznych, praktycznie nie tłumi jednak pola magnetycznego o częstotliwości 50 Hz. Aby je skutecznie stłumić potrzebny byłby gruby ekran – 1-milimetrowy z tak zwanego mumetalu albo ekran stalowy o grubości kilku milimetrów. Ekranowanie zwykle nie zmniejsza zakłóceń przenoszonych przez pole magnetyczne, ale można z nimi łatwo walczyć inaczej, minimalizując wielkość pętli prądowych, a w szczególności wykorzystując przewód sygnałowy w postaci najzwyklejszej skrętki. Na rysunku B jest informacja, że chodzi o 10-metrowy ekranowany kabel dwużyłowy, wiec najprawdopodobniej jest to kabel mikrofonowy, gdzie dwie wewnętrzne żyły tworzą skrętkę. Tu błędu nie widać.

Problem jest z dołączeniem ekranu i prowadzeniem obwodu masy

Rysunek E



eprasa.pl b8c17d8a95

od wzmacniacza aż do mikrofonu. Część uczestników o tym wspomniała, ale mogę powiedzieć – nieśmiało. Otóż tylko tanie mikrofony dynamiczne mają dwa zaciski wyjściowe, z których jeden to masa. Natomiast wszystkie lepsze mikrofony dynamiczne mają trzy zaciski wyjściowe, z których jeden to masa – wewnętrzny ekran w mikrofonie, a dwa pozostałe to symetryczne względem tej masy (pływające) końcówki cewki mikrofonu.

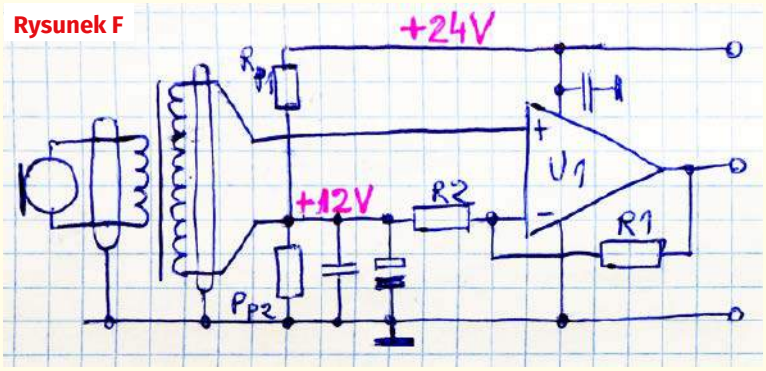
Na pewno na rysunku B występuje problem z dołączeniem do masy mikrofonu. Jeżeli jest to tani mikrofon dwukońcówkowy, to jedna końcówka powinna być na stałe dołączona do masy. A jeżeli jest to mikrofon dynamiczny trzykońcówkowy, to trzeciej końcówki (masy – ekranu) nie wolno pozostawiać „wiszącej w powietrzu", tylko obowiązkowo dołączyć do masy wzmacniacza. Dobre mikrofony dynamiczne mają rezystancję wewnętrzną 200 omów, jak na rysunku B, a to wskazuje, że na pewno jest to mikrofon trzykońcówkowy – gorsze i tańsze mikrofony mają większą rezystancję, często 600 omów.

To jeszcze nie wszystko. Dwóch Kolegów nieśmiało wspomniało o innym prowadzeniu ekranu, a jeden ze stałych uczestników przysłał **rysunek E**, gdzie żółtym kolorem wyróżniona jest propozycja tego rodzaju zmian. Znów musielibyśmy omówić bardzo obszerny i ważny temat. Najprościej biorąc, ekran ma chronić przez zakłóceniami, a sygnały powinny być przesyłane przez wewnętrzne, najlepiej symetryczne żyły, a nie przez ekran. W wersji z rysunku B tak nie jest i jest to ewidentny błąd. Jednak na rysunku E występuje inny fatalny błąd, uniemożliwiający pracę układu.

Jeżeli chodzi o przesyłanie małych sygnałów, to najlepiej jest, jeżeli sygnał jest przesyłany w pełni symetryczne od mikrofonu do (przed) wzmacniacza, co zresztą wymaga użycia przedwzmacniacza z wejściem symetrycznym – najprościej wzmacniacza różnicowego z wejściem w pełni symetrycznym względem masy. Można też wykorzystać wzmacniacz z wejściem niesymetrycznym, a jedną z żył toru symetrycznego dołączyć do masy tuż przy wejściu wzmacniacza. Jedną z możliwości, poprawiającą też błąd z rysunku E, pokazuje w pewnym uproszczeniu **rysunek F**. Inną możliwością jest zastosowanie zasilania symetrycznego i wtedy nie potrzeba obwodu sztucznej masy.

Idźmy dalej. Na rysunku B mamy transformator podwyższający o przekładni 1:10. Tu problemu nie ma – takie transformatorki rzeczywiście stosowane są w wielu profesjonalnych torach mikrofonowych i to co najmniej z dwóch ważnych powodów. Aby omówić kolejny poważny błąd, musimy przypomnieć, że transformator, zgodnie z nazwą transformuje rezystancje, a ściślej impedancje. Potocznie mówi się, że „transformuje

Rysunek F



z kwadratem przekładni". Tu mamy transformator o przekładni 10 (1:10), więc rezystancję przetransformuje on w stosunku 1:100.

Oznacza to, że wartość rezystancji wewnętrznej mikrofonu (200 Ω) zostanie przetransformowana, zwiększona 100-krotnie, czyli do 20000 Ω. Teoretycznie transformator 1:10 zwiększy napięcie sygnału 10-krotnie, ale tylko pod warunkiem, że uzwojenie wtórne nie zostanie obciążone. Jednak wiele, jeśli nie większość tego rodzaju transformatorów wymaga obciążenia uzwojenia wtórnego rezystancją kilkudziesięciu kiloomów, między innymi po to, by uzyskać płaskie pasmo przenoszenia. Takie obciążenie zmniejsza zauważalnie wzmocnienie transformatora, z 10× zwykle do około 7x...9x.

Na rysunku B takiego rezystancyjnego obciążenia nie widać, co może być istotnym błędem. Nie widać rezystancji obciążającej uzwojenie wtórne, ale występuje kolejny poważny błąd, którego niestety nikt nie zgłosił – mianowicie występuje bardzo silne obciążenie pojemnościowe takiego wysokoimpedancyjnego źródła sygnału! Mianowicie według rysunku B do uzwojenia wtórnego transformatora 1:10 dołączony jest 10-metrowy kabel, który ma znaczną pojemność między żyłami i ekranem. Nawet jeśli przyjmiemy ostrożnie pojemność kabla 100 pF na metr

REKLAMA

KEY PRODUCENT AUTOMATYKI GRZEWCZEJ
11-200 Bartoszyce ul. Bohaterów Warszawy 67 pwkey@onet.pl
tel. (89)7635050 fax (89)7635051

TANIE REGULATORY
DO KOTŁÓW WĘGLOWYCH I NA DREWNO
z wbudowanym termostatem pokojowym
zapewniającym komfort i oszczędność



REGULATORY DO KOTŁÓW Z PODAJNIKIEM
REGULATORY POGODOWE

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

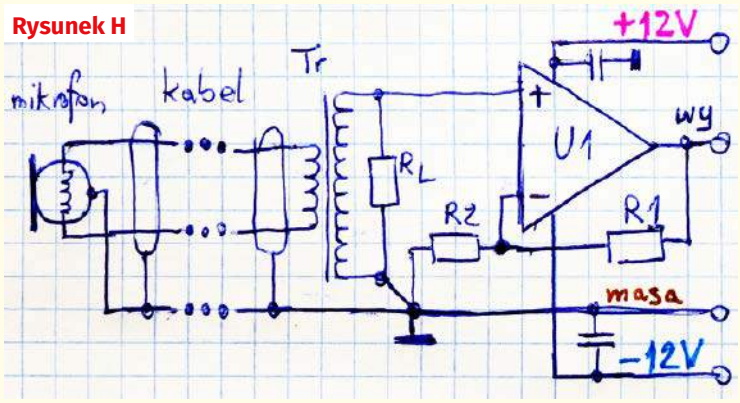
www.pwkey.pl

eprasa.pl b8c17d8a95

Rysunek G



Rysunek H



długości kabla, uzyskamy pojemność 1 nF. Taka pojemność, niewidoczna na rysunku B, jest dołączona do uzwojenia wtórnego o dużej indukcyjności. Łatwo obliczyć, że przy częstotliwości 10 kHz reaktancja pojemnościowa kabla będzie znacznie mniejsza od przetransformowanej rezystancji mikrofonu (20 kΩ). Co jeszcze gorsze, ta duża pojemność kabla stworzy z dużą indukcyjnością uzwojenia wyjściowego transformatora obwód rezonansowy, co pokazuje **rysunek G**! Tak duża pojemność kabla fatalnie wpłynie na charakterystykę częstotliwościową!

I to jest bardzo ważny, absolutnie niedopuszczalny błąd! Konkretnie błędem jest dołączenie długiego kabla po stronie wysokoomowej transformatora. Tu kabel powinien być możliwie krótki żeby podwyższyć częstotliwość rezonansową powyżej granicy pasma akustycznego. Dlatego długi kabel bezwzględnie musi być włączony po stronie niskoomowej transformatora, jak pokazuje przykład z **rysunku H**, bowiem tam jego pojemność nie będzie miała tak fatalnego wpływu – tam rezystancja i zastępcza indukcyjność są małe.

To nie są jeszcze wszystkie błędy w układzie z rysunku B, dlatego w ramach dogrywki wzmacniaczem mikrofonowym zajmiemy się w ramach zadania NieGra317.

Jeżeli chodzi o nadesłane rozwiązania, to prawie wszystkie mogłem uznać za prawidłowe, bo zawierały zgłoszenie co najmniej jednego rzeczywistego błędu. Niektórzy uczestnicy zastanawiali się nad jeszcze innymi szczegółami. Na przykład nad tym, jaką wielkość będą mieć sygnały z mikrofonu. Jeden ze stałych uczestników znalazł informacje, że *zakres jest różny dla różnych mikrofonów i mieści się w przedziale napięć 0,017 mV – 85 mV*. Najmniejsze napięcia, na przykład z mikrofonów wstęgowych, wymagałyby większego wzmocnienia i obowiązkowej obecności transformatora podwyższającego. Kłopot mogłyby sprawić największe napięcia. Podana górna granica 85 mV to zapewne wartość skuteczna, która dla sinusoidy oznacza amplitudę międzyszczytową 240 mV, co po przejściu przez transformator podwyższający dałoby sygnał o wartości międzyszczytowej rzędu 2 woltów podawany na wejście wzmacniacza, który go jeszcze znacznie wzmocni. Tu widać także, dlaczego dobry przedwzmacniacz mikrofonowy powinien mieć możliwość płynnej lub skokowej regulacji wzmocnienia.

Dwóch uczestników zastanawiało się nad pasmem przenoszenia takiego wzmacniacza – czy nie należałoby go w jakiś sposób ograniczyć za pomocą obwodu RC. To kolejny szeroki temat. Jeżeli mikrofon miałby przetwarzać tylko głos człowieka, to pasmo przenoszenia mogłoby wynosić nawet 100 Hz...10 kHz. Dla dźwięków z nielicznych źródeł potrzebne byłoby pełne pasmo 20 Hz...20 kHz. A w wersji z rysunku B o paśmie zadecyduje transformator i tu można się spodziewać niespodzianek, zwłaszcza w górnej części pasma.

Praktycznie wszystkie nadesłane odpowiedzi mogłem uznać za prawidłowe. Nagrody-upominki za zadanie ***NieGra312*** otrzymują:

Roman W. – Warszawa,
Jakub Jakubczyk – Kluczbork,
Mariusz Domański – Tułowice.

Wszystkich uczestników dopisuję do listy kandydatów na bezpłatne prenumeraty. ■

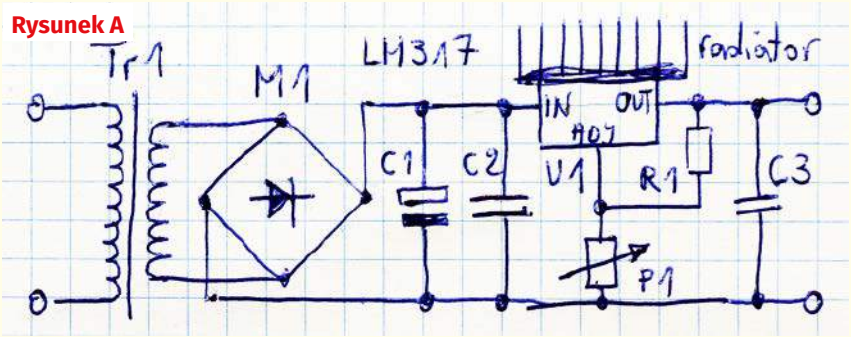
Piotr Górecki

Policz – zadanie 317

Zachęceni rozwiązaniami zadania głównego, w ramach zadania Policz317 chcemy wykorzystać kostkę nomen omen LM317 lub jej odpowiednik (LM350, LM338 lub pokrewne LDO) i z jej pomocą zrobić prosty regulowany zasilacz według **rysunku A**. Jego lustrzana wersja z kostką LM337 lub podobną będzie analogicznym zasilaczem napięcia ujemnego.

W ramach zadania *Policz317* należy:
zaproponować wartości elementów układu.

Rysunek A



Warto zacząć od transformatora. Niektórzy zechcą wykorzystać jakiś transformator już posiadany lub pochodzący z odzysku, a inni być może zaproponują zakup klasycznego transformatora. W każdym razie najważniejsze są moc i napięcie wyjściowe transformatora. Z parametrami mostka prostowniczego i kondensatorami kłopotu nie będzie. Pewną trudnością jest dobór rezystora i potencjometru. W rozwiązaniu należałoby też podać, jaki trzeba zastosować radiator. Bez radiatora moc strat układów w obudowie TO-220 to jedynie żałosne 2 waty, które nie pozwolą pracować przy większych prądach.

Osoby bardziej zorientowane, jeśli tylko chcą, mogą ewentualnie dodać jakieś elementy lub

eprasa.pl b8c17d8a95

obwody pomocnicze, np.: bezpiecznik, kontrolkę, wstępne obciążenie, ogranicznik prądu lub wskaźnik braku stabilizacji.

Zapraszam do udziału w tym praktycznym zadaniu zarówno elektroników doświadczonych, jak i początkujących, którzy jeszcze nie potrafią przeanalizować wszystkich subtelności układu. Z uwagi na specyfikę zadania proszę o podawanie swojego wieku oraz miejsca nauki czy pracy.

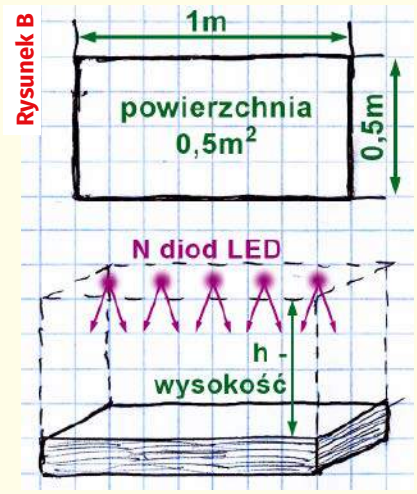
Odpowiedź nadeślij w terminie 60 dni od ukazania się tego numeru EdW. Tytuł e-maila powinien zawierać nazwę konkursu i numer zadania oraz Twoje nazwisko (**Policz317_Nazwisko**). ***Jeżeli chcesz uczestniczyć w podziale upominków, w e-mailu podaj od razu swój adres pocztowy.*** Możesz też jeszcze przysłać rozwiązanie zadania *Policz* z poprzedniego miesiąca.

Policz – rozwiązanie zadania 312

W EdW 3/2022 przedstawione było zadanie *Policz312*, które było kontynuacją zadania 307 i brzmiało: *(...) zadanie 307 (...) pokazało, że koszt sztucznego (d)oświetlenia sporej szklarni byłby nieakceptowalnie duży. Załóżmy jednak, że wczesną wiosną chcemy doświetlać małe sadzonki po wykiełkowaniu, tylko do czasu ich przesadzenia w grunt. W mieszkaniu chcemy zrealizować niedużą grządkę o rozmiarach jak na* ***rysunku B****. Okna kamienicy wychodzą na północ, a podwórko jest „studnią", wiec nie możemy liczyć na Słońce, a jedynie na lampy LED. (...) W ramach zadania* ***Policz312*** *należy:* ***zaproponować rodzaj (typ) diod LED oraz ich liczbę, moc i geometryczne rozmieszczenie nad grządką****.*

Zadanie było trudne. Jednak zaskakująco wiele osób jest zainteresowanych tematyką doświetlania roślin światłem diod LED, o czym świadczą nadesłane rozwiązania.

Jeden ze stałych uczestników napisał: *(...) Założenia: DLI dla różnych sadzonek może być od 9 do 45 moli/m²/dobę (średnia 23 mol/m²/doba), rośliny są naświetlane od 5 do 18 godzin/ dobę (średnia 11,5 h/d). Gęstość strumienia fotonów PPFD wynosi: min: 139 umol/m²/s, nom. (średnia): 290 umol/m²/s, max: 2500 umol/m²/s. Dla powierzchni uprawy 0,5 m² PPF będzie połową wartości PPFD. Licząc dla średniej, wartość w lm wynosi 3194 lm. W rozwiązaniu zadania Policz313, jeden z uczestników zaproponował rozwiązanie 12 COB LED firmy Citizens Electronics, które sumarycznie daje strumień 3120 lm, które jest bliskie podanemu wyżej. Ich sumaryczna moc średnia jest 3×12=36 W, lub maksymalna: 4,2×12=50,4 W. Te 12 lamp można by rozmieścić w 3 rzędach po 4 w rzędzie. W każdym rzędzie można je równo rozmieścić co 25 cm, a same rzędy równo rozmieścić co ok 16...17 cm. Dla roślin o wyższym DLI należałoby umieścić odpowiednio więcej takich lamp LED.*



Jeden z częstych uczestników napisał tak: *(...) Problem dobrania odpowiedniego oświetlenia LED do upraw szklarniowych wbrew pozorom nie jest prostym zadaniem. Kalkulatory internetowe oświetlenia uwzględniające parametry PAR, DLI itp. to jedno. Można je wyliczyć na podstawie założonego obszaru uprawy i czasu oświetlania. Natomiast sam dobór LED jest trudniejszy. Większość producentów nie podaje w swoich specyfikacjach wszystkich parametrów oświetlenia. W specyfikacjach są wybrane niektóre z nich, jak długości fali lub strumień świetlny, a najczęściej pobieraną moc w watach. Specyfikacje te również podają obszar m² dla którego przeznaczono dane oświetlenie, a czasami rodzaje i ilość diod emitujących wymagane światło. Do projektu przyjąłem uprawę szklarniową pomidorów z czasem kwitnienia 30 dni, wzrostu 60 dni, średnie naświetlenie 12 h/dobę i 6 h/dobę w dni słoneczne (wg statystyk 5 dni na m-c).*

Tabela 1.

Strumień promieniowania	142,87	W
PPF	600	µmol/s
PAR	116,58	W
Lumeny	7426,7	lm
Radiant Flux Density	90,951	W/m²
PPFD	381,97	µmol/s*m²
Promieniowanie PAR	74,216	W/m²
Lux	4728	lux
DLI	16,501	mol/day

Na podstawie kalkulatora ze strony https://bit.ly/3aD4JGj otrzymałem [pokazane w tabeli 1] dane (problem był tu z powierzchnią, kalkulator akceptował tylko 1,5 m²).

Na tej podstawie sprawdziłem wiele ofert i wybrałem jedną z tańszych. Ze względu na zapewnienie odpowiedniej ilości światła wg wskaźnika mocy wybrałem trzy panele (...) [pokazane na ***rysunkach C, D****].*

Panele należy zawiesić na wysokości 0,5 do 1 m nad roślinami (wg opinii różnych ogrodników).

Koszt na pozór nie jest duży ale trzeba wziąć pod uwagę fakt, że uprawa jest <1 m².

Inny stały uczestnik przysłał rozwiązanie z wnikliwą analizą i tak podszedł do zadania: *(...) Rośliny w tym okresie nie mają zbyt wielkiego apetytu na DLI. Z tabeli, jaką znajdziemy w poniższym linku wynika, że jest to zakres od 4 do 10. Na potrzeby zadania przyjąłem wartość* ***DLI = 6****.*

https://www.canr.msu.edu/floriculture/uploads/files/dli%20requirements.pdf

Tabela 2. Bilans energetyczny uprawy

Faza wzrostu	Dni	Czas oświet. (h)	Dni słoneczne oświet. (6 h)	Godz. oświetl. łącznie	Moc (W)	Energia zużyta kWh	Koszt zł (1 kWh=1 zł)
kwitnienie	30	12	5	330	125	41,25	41,25
wzrost	60	12	10	660	125	82,50	82,50
Koszt lamp	3 szt.						450
Razem							573,75

eprasa.pl b8c17d8a95

*(...) przyjmiemy wartość **PPFD = 100**. Sadzonki nie mają dużych wymagań i nie ma potrzeby stosowania lamp o większych wydajnościach i naświetlać z większymi wartościami PPFD. Większa wartość PPF lampy skutkować będzie krótszym czasem naświetlania, ale również większym kosztem oprawy. Większy strumień fotonów (większe PPF) może się wiązać z tym, że będziemy zmuszeni odsunąć (podnieść wyżej) oprawę od sadzonek, aby ich nie uszkodzić. Przy dużych wartościach PPF a niskim zawieszeniu oprawy również równomierność oświetlenia (...) nie jest celowe wybieranie opraw o wysokim PPF. Dla przyjętej wartości DLI = 6 i PPFD = 100 obliczymy czas potrzebny do prawidłowego doświetlenia sadzonek. Musimy przekonwertować PPFD z umol/m²/s na mol/m²/h wg zależności: (PPFD×3600)/1000000. Czyli mamy: (100×3600)/1000000=0,36, co daje DLI/0,36=6/0,36=16,66 h*

(...) pozostało nam wybrać odpowiednią oprawę. (...) nie jest to zadanie łatwe ze względu na brak pełnych danych dotyczących oprawy. Nierzadko brak jest wartości PPF oprawy (wątpliwej jakości oprawy) a o rozkładzie PPFD dla różnych wysokości zawieszenia to możemy tylko po marzyć. Nawet w poważnych ofertach. Ale udało mi się coś znaleźć co powinno rozwiązać problem naszego zadania. Proponuję na początek oprawę:

https://www.growbox.pl/pl/products/lampa-do-roslin-hortimol-t-led-40w-4568

Oprawa ma wartość PPF: 92 µmol/s

To pozwoli nam określić powierzchnię jaką jest w stanie oświetlić proponowana oprawa. PPF/PPFD = obszar pokrycia [m²]; 92/100=0,92 m²

W zadaniu mamy obszar 0,5 m² do oświetlenia. Wydaje się, że wybrana oprawa powinna spełnić nasze oczekiwania. Ale pytanie zasadnicze: na jakiej wysokości zawiesić oprawę i jaki jest rozkład PPFD na powierzchni oświetlanej dla przyjętej wysokości. Z pomocą przychodzi nam rozkład wartości PPFD jaki udało mi się znaleźć dla tej oprawy.

https://www.microfluo.net/img/cms/Tables_PPFDTled40.jpg

Z analizy tych rozkładów wybrałem wysokość zawieszenia 60 cm. Dla tej wysokości mamy średnią wartość PPFD=105,31 co jest bliskie przyjętej wcześniej wartości PPFD=100.

Podsumowując wyniki zadania i odpowiadając na postawione w zadaniu pytania mamy: Rodzaj oprawy – HORTIMOL T-LED 40 W. Liczba diod – 264 Osram i 8 diod IR. Rozmieszczenie nad grządką – centralnie na wysokości 0,6 m. Moc – zapewne chodzi o moc pobieraną, podam tak jak w specyfikacji: Napięcie wejściowe – 220–230 V, 50–60 Hz, Prąd wejściowy – 0,3 A, co daje moc ok. 70 VA. Natomiast podana moc Input Power 40 W.



Rysunek C



Rysunek D

Nawet z takimi informacjami jest problem, bo różnie jest to podawane. Dane te zostały zaczerpnięte ze stron:

https://microfluo.net/en/LED/2305-hortimol-tled-40w-fsg-23-molj-60cm.html

https://www.top-growshop.pl/product-pol-3769-Hortimol-T-LED-40W.html

Można porównać te trzy podane strony dotyczące tej oprawy i zobaczyć, że są różnice w podanych parametrach. Czasami nie bardzo wiadomo o co chodzi. W tym miejscu pojawia się jeden z najbardziej mylących aspektów oświetlenia LED: pobór mocy. Wiele firm reklamuje diody LED w ogrodnictwie zarówno przez teoretyczny pobór mocy systemu oświetleniowego, jak i jego rzeczywisty pobór mocy. Teoretyczny pobór mocy odnosi się do całkowitej ilości mocy możliwej do uzyskania przez urządzenie.

Dla zainteresowanych podam jeszcze link do innej oprawy, która powinna się nadawać na potrzeby sadzonek. Z przewagą światła niebieskiego.

https://www.growbox.pl/pl/products/lampa-led-cosmorrow-40w-wzrost-klonowanie-4628

Z opisu wynika, że zalecane jest zawieszenie na wysokości 15 cm. Posiada 126 diod. Nie trafiłem na rozkład PPFD, ale podana jest wysokość zawieszenia, to zawsze coś. Zaletą tej oprawy jest to, że jest zasilana napięciem 24 V i kosztuje mało, bo 156 zł (w czasie pisania rozwiązania). Co jest bardzo interesującą ofertą dla Amatorów sadzonek znając inne ceny. Z tego względu osobiście zainteresowałbym się tą oprawą, a nie zmierzał w kierunku wykonania samodzielnie oprawy z odpowiednich diod ProLight Opto jakie możemy znaleźć na stronie:

https://www.tme.eu/pl/katalog/diody-led-plants-growth_113461/?s_order=desc&search=ProLight%20Opto&s_field=1000011

Ale będąc pełen obawy o zaliczenie zadania w Szkole Konstruktorów (nie chciałbym poprawki lub powtarzania klasy) spróbuję podejść do zagadnienia z innej strony. Nie jest to łatwe i na pewno obarczone błędem a może nawet błędami. Porównując koszt zaproponowanej oprawy (156 zł) i koszt diod specjalizowanych użytych do tego rozwiązania, to rachunek może być podobny. Dodać trzeba jeszcze do tego zasilacz.

Na początek zastanówmy się, jakiego koloru diod będziemy potrzebować. Wyboru tego dokonamy w oparciu o zapotrzebowanie roślin. Kolor czerwony przyczynia się do normalizacji rozwoju nasion i roślinności. Pod jego wpływem wzrasta jakość kwitnienia. Natomiast kolor niebieski odgrywa ważną rolę w regulacji wzrostu komórek roślinnych. Zapewnia rozwój mocnych kiełków. Z tego wynika, że potrzebujemy obu kolorów ze wskazaniem na kolor niebieski. Oprócz tego dołożyłbym diody w kolorze żółto-zielonym. Rośliny minimalnie pochłaniają to spektrum światła, ale poprawi nam to ogólną barwę światła czyniąc go bardziej przyjaznym dla oka. Darowałbym sobie diody, w naszym rozwiązaniu, odpowiadające podczerwieni (cherry red). Najwięcej będzie

eprasa.pl b8c17d8a95

diod niebieskich, mniej czerwonych a najmniej żółto-zielonych. Spośród diod przedstawionych na stronie TME mamy do wyboru diody 3 W i 4 W oraz o zdecydowanie mniejszej mocy 0,5 W. Powstaje pytanie: co wybrać? Spotkałem się z koncepcją aby stosować diody jak największe 5 W, ale nie obciążać ich na maksimum możliwości, co wydłuży ich czas pracy, zmniejszy utratę emisji. W naszym przypadku użyłbym diod 0,5 W. Takie rozwiązanie spowoduje użycie większej ilości diod, ale da lepszy rozkład (równomierność) światła. Większe diody będą miały zastosowanie w rozwiązaniach dla większych wysokości, przy stosowaniu do większych roślin niż sadzonki. Z przedstawionych wcześniej rozważań wynika, że oświetlenie takie (na potrzeby sadzonek) jest zawieszane na wysokości od 15 cm do 60 cm. I taką wysokość przyjmiemy dla naszego rozwiązania z diodami. We wcześniejszych rozważaniach użyta oprawa miała wartość PPF=92 µmol/s. Ta wartość posłuży nam do oszacowania ilości diod jaka będzie nam potrzebna. Użyjemy następujących diod:

- *diody niebieskie to PW2R-FFDE-A PROLIGHT OPTO o wartości PPF=0,93 µmol/s*
- *diody czerwone to PW2R-FFME-A PROLIGHT OPTO o wartości PPF=0,75 µmol/s*
- *diody żółto-zielone to PW2R-FFPE-YGA PROLIGHT OPTO brak danych dotyczących PPF*

Z podzielenia 92/0,93 = 98,92 diod. Z tego wynika, że należy się liczyć z co najmniej ilością 100 diod. Teraz spróbujemy je rozmieścić nad uprawą sadzonek i zobaczymy co nam z tego wyniknie. Moja propozycja polega na umieszczeniu na polu prostokąta 153 diod o wymiarach matrycy 17×9 = 153. Prostokąt opisany na obwodzie matrycy może mieć wymiary 80×20 cm. Wtedy przy kącie świecenia diod 120° brzegi grządki będą również pokryte światłem z wystarczającym zapasem dla wysokości oprawy ok. 14–15 cm od grządki. Liczba diod dla przedstawionego rozwiązania: 90 diod niebieskich, 36 diod czerwonych, 27 diod żółto-zielonych, Łącznie 153 diody. 90×0,93 µmol/s = 83,7 µmol/s, 36×0,75 µmol/s = 27 µmol/s. W sumie dla całej matrycy diodowej PPF = 110,7 µmol/s. Z tego widać, że są spełnione wymagania do założonej wartości PPF. Mamy 153 diody × 0,5W co daje maksymalną moc 76,5W.

W obliczeniach wybraliśmy, przyjęliśmy wartość PPFD = 100 ale do rozważenia jest wartość na poziomie 150 – 200. Więcej nie, dla tego przypadku oświetlenia sadzonek z taką powierzchnią uprawy. Albo lampa jest o większej wydajności i trzeba ją podnieść wyżej (niepotrzebnie świecimy na boki) albo nie będziemy mieli pokrycia powierzchni przy słabszej lampie.

Podobne obliczenia można przeprowadzić dla diod o większej mocy, ale obawiam się, że nie uzyskamy dobrej równomierności i trzeba będzie wysoko podnosić oprawę. Zbyt mała odległość od roślin przy zbyt silnym oświetleniu będzie szkodzić roślinom. Nie mamy przyrządów pomiarowych aby zmierzyć rozkład światła i jego parametry i przekonać się doświadczalnie o efektach naszych założeń projektowych. Dlatego moje rozważania zacząłem od gotowych rozwiązań i do nich porównałem rozwiązanie z zastosowaniem pojedynczych diod. Na ile to założenie było słuszne? O tym się dopiero przekonamy przy okazji rozwiązania zadania. Oprawy produkowane fabrycznie zawierają odbłyśniki, soczewki, które powodują ukierunkowanie światła dla poprawy efektywności, równomierności oświetlenia. Nasze rozwiązanie z diodami LED jest pozbawione takich udoskonaleń, ale może też przynieść korzyści w doświetlaniu sadzonek (...)

Jeden z uczestników zupełnie inaczej podszedł do zadania Policz312 i napisał: *(...) przyznaję, że [przedstawione dalej] rozumowanie przeprowadziłem z czystej ciekawości i jestem zaskoczony, że tak mało diod potrzeba (...) wydawało mi się, że diod będzie trzeba z tysiąc. Tylko dlatego zdecydowałem się napisać i wysłać te moje (...) [rozważania] Może mnie ktoś sprostuje, jeżeli gdzieś zrobiłem błąd w rozumowaniu. (...) dla mnie te wszystkie mole są chyba za trudne (...) i nie chce mi się wgryzać w temat (...) Nie planuję na razie budowy takiego rozsadnika, a moja lepsza połowa na szczęście nie zajmuje się takimi [pracami] (...) i nie przymusza mnie do budowy tego rodzaju wynalazku. (...) pomyślałem, że napiszę, jak ja bym podszedł do tematu, gdzie nie potrafię albo nie chce mi się przeprowadzić żmudnych obliczeń. Z Waszych informacji jasne jest dla mnie, że trzeba zastosować diody LED o różnych kolorach, w tym nie tylko czerwone i niebieskie, ale też bliski UV i IR i że koniecznie światło dla roślin ma być silne. Różne gotowe lampy i panele grow–roślinne są w sklepach, tylko jak na moje oko ciut, a nawet więcej niż ciut za drogie. Wykonanie kosztuje, producent musi zarobić, plus podatki, VAT-y i co tam jeszcze. Wychodzi mi, że gdyby to były tylko diody LED i zasilacz do nich, to by było nieporównanie taniej, niż płacenie za coś gotowego. Nie chcę się mądrzyć, może to jest bez sensu, ale ja bym wykorzystał najbardziej znane małe diody LED w zwykłych obudowach, najlepiej o średnicy 5 mm, bo takie są chyba najpopularniejsze. Propozycja konstrukcji jest taka: biorę możliwie cienką plastikową płytę, na przykład plexi, poliwęglan albo lepiej coś tańszego. Może nawet cienki poliwęglan komorowy 4 mm z komorami wzdłuż dłuższego brzegu – sztywność powinna wystarczyć (...). To ma być przezroczyste i cienkie, żeby światło naturalne mogło przez to przechodzić. To może być jedna płyta 1 m×0,5 m albo dwie 0,5 m×0,5 m dla wygody przechowywania poza sezonem. W tej przezroczystej płycie wiercę otworki wiertłem piątką i tam wetknę wszystkie diody, żeby świeciły w dół. Na górze będą połączenia cienkimi przewodami. (...) problem ile diod?*

Ja bym podszedł tak:(...) nie liczę moli, tylko coś w rodzaju odpowiednika. Jakby to było zwykłe światło, a ma być bardzo jasno, to by trzeba dać co najmniej 1000 luksów. Lepiej więcej, ale oszacujmy dla 1000 (...). 1000 lx=1000 lm/m², a ma być 0,5 m², więc wychodzi 500 lumenów. Gdyby były białe, potrzebne byłyby [diody] dające w sumie 500 lumenów. I teraz moje uproszczenie: dobre diody białe, z luminoforem mają współczynnik sprawności około 100 lumenów na wat. Czyli dla nich byłaby potrzebna moc 5 watów. Przypuszczam, że jednobarwne nie są gorsze, czyli też moc 5 W. Ale dla pewności załóżmy, że moc zasilania ma być 10 watów.

Jedna mała dioda niebieska ma 3 wolty i może pracować z prądem do 50 mA – ja przyjmuję bezpiecznie 20 mA, co daje moc 150 mW. Czerwone mają niższe napięcie, co zmniejsza moc, powiedzmy do 100 mW. Mamy mieć razem 10 watów więc przy 100 miliwatach na diodę potrzebujemy 100 diod (...) tylko stu diod czyli na przykład na przezroczystej płycie 100×50 cm siatka 14×7 otworków w module około 6,5 centymetra. A jakby się okazało za mało, to pomiędzy [nimi] wiercimy piątką kolejną siatkę otworów na kolejny zestaw diod (...) wydaje mi się, że dodatkowego chłodzenia nie trzeba. (...) wysokość ma małe znaczenie, jeżeli byłyby to diody o małym kącie świecenia. Cel jest taki, żeby całe światło padało na sadzonki pomidorów (jak mniemam) (...) najprościej otwory dla diod na obrzeżach wywiercić pod kątem, żeby światło „nie wyciekało poza akwarium" (...) w mojej prostej wersji największy problem to zasilanie (...) nie warto stosować rezystorów, bo to tylko marnowanie mocy (...) ja bym połączył po kilkanaście diod w szereg, a potem jednakowe takie łańcuch równolegle i zasilił prądowo (...) nie sprawdzałem, ale pewnie się znajdzie potrzebna przetwornica prądowa (...) tylko (...) jest kłopot z diodami niebieskimi, czerwonymi, IR i UV, bo mają inne napięcie przewodzenia i nie należy ich mieszać (...) proszę nie ujawniać mojego nazwiska (...)

Wszystkie nadesłane odpowiedzi były prawidłowe. Nagrody-upominki za zadanie ***Policz312*** otrzymują:

Anonim – Gdańsk,
Andrzej Kubiak – Rumia,
Daniel Sowa – Filipkowo.

Wszystkich uczestników dopisuję do listy kandydatów na bezpłatne prenumeraty. ■

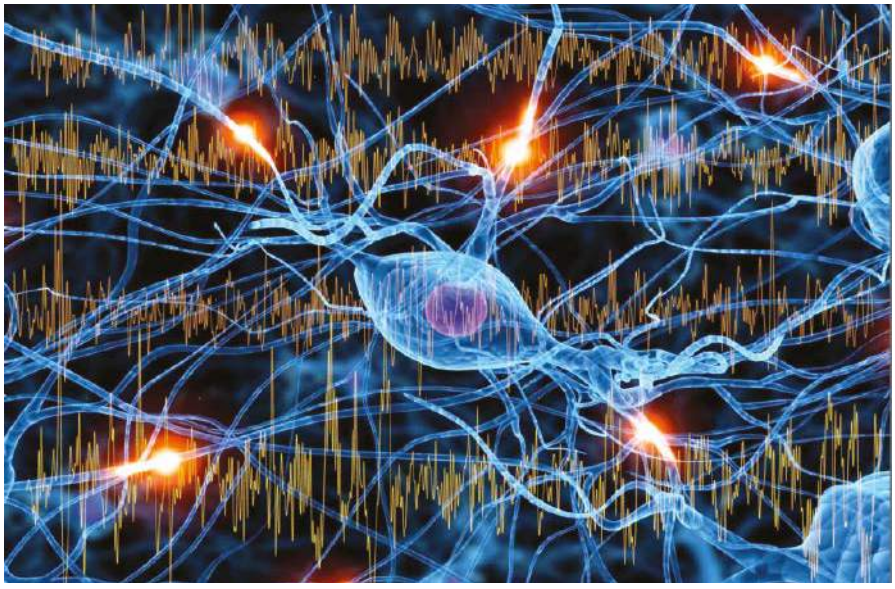
Piotr Górecki

eprasa.pl b8c17d8a95

Jak monitorować fale mózgowe

Wprowadzenie do elektroencefalografii (EEG)

Na ósmej stronie tego wydania opisujemy tani monitor fal mózgowych, który możesz zbudować, aby mierzyć i rejestrować fale mózgowe – twoje lub kogoś innego. Aby jednak używać tego urządzenia, musisz zrozumieć, czym jest EEG, jak z niego korzystać i jak interpretować uzyskane wyniki. Poniższy artykuł wyjaśnia, na czym polega EEG.



Elektroencefalografia lub krócej „EEG" polega na monitorowaniu aktywności elektroneurologicznej mózgu, za pomocą elektrod umieszczonych w strategicznych miejscach na skórze głowy. Nie należy tego mylić z EKG czyli elektrokardiografią, która monitoruje słabe sygnały elektryczne wytwarzane przez serce.

Brak sygnałów EEG i EKG oznacza, że nie żyjesz!

Pierwszą znaną osobą, która próbowała szukać aktywności elektrycznej w mózgach, był brytyjski lekarz Richard Caton, który w 1875 roku przeprowadzał eksperymenty na odsłoniętych mózgach królików i małp. Opublikował on swoje wyniki w British Medical Journal, w sierpniu 1875 roku (siliconchip.com.au/link/aakh).

Następnie w 1890 r. polski fizjolog Adolf Beck opublikował wyniki badań dotyczących pomiarów aktywności elektrycznej w mózgach królików i psów – w tym rytmu aktywności zmienianego przez światło padające na oczy zwierząt. Podobnie jak w przypadku pracy Catona, dokonano tego poprzez umieszczenie elektrod na odsłoniętych mózgach zwierząt. Beckowi powszechnie przypisuje się stworzenie pojęcia „fale mózgowe".

Niemiecki fizjolog i psychiatra Hans Berger, w 1924 roku, jako pierwszy zarejestrował ludzkie sygnały EEG, a także jako pierwszy ukuł termin „elektroencefalogram", aby opisać to, co robiło opracowane przez niego urządzenie. Jego nagrania zostały wykonane przy użyciu elektrod umieszczonych na skórze głowy badanej osoby, a nie na powierzchni odsłoniętego mózgu – co było znacznie mniej inwazyjną metodą, dzięki czemu jest ona o wiele bardziej odpowiednia do badania ludzi!

Od pionierskiej pracy Bergera nastąpił duży rozwój technologii pomiaru EEG i zastosowania uzyskanych zapisów do diagnozowania różnych problemów neurologicznych i psychicznych. Obecnie używa się go do tak różnych rzeczy, jak odróżnianie napadów padaczkowych od napadów wynikających z innych schorzeń oraz w analizie zaburzeń snu.

W 1947 roku zostało utworzone Amerykańskie Towarzystwo Elektroencefalograficzne i w tym samym roku odbył się pierwszy międzynarodowy kongres dotyczący EEG.

Obecnie podobne towarzystwa istnieją w wielu krajach, również techniki dotyczące umieszczania elektrod EEG są ujednolicone ogólnoświatowo (opis poniżej).

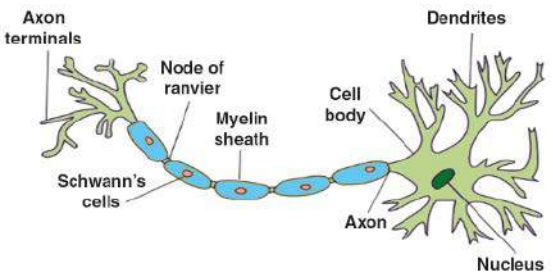
Jak działa EEG?

Nasze mózgi składają się z miliardów komórek nerwowych nazywanych neuronami, które nieustannie komunikują się ze sobą, przesyłając jony przez oddzielające je maleńkie szczeliny zwane synapsami. Na jednym końcu szczeliny synaptycznej znajduje się, podobny do macki akson (wypustka komórki neuronowej), podczas gdy miejsce odbioru jonu, po drugiej stronie synapsy, jest znane jako dendryt.

Ponieważ jony są naładowane elektrycznie, oznacza to, że przez cały czas w komórkach przepływają małe prądy elektryczne – zwłaszcza w zewnętrznych warstwach kory mózgowej, która jest zewnętrzną „szarosubstancyjną" częścią mózgu.

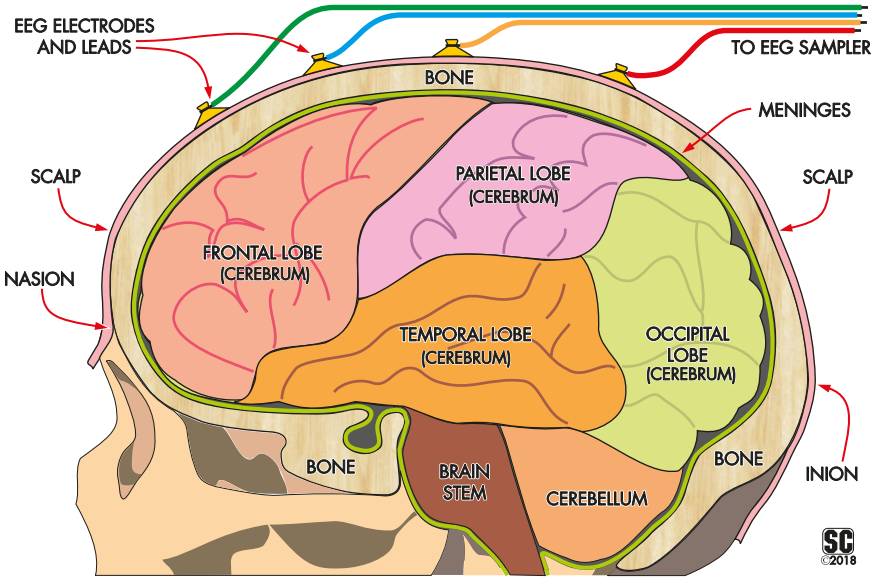
Chociaż prądy te są dość małe, to ich część przechodzi przez otoczkę oponową otaczającą mózg i wychodzi przez kości czaszki oraz skórę głowy.

W rezultacie malutkie napięcia odpowiadające tym prądom można wykryć za pomocą elektrod przymocowanych do skóry głowy, jak to pokazano na rysunku 2. Ponieważ napięcia te są bardzo małe, to aby je próbkować i rejestrować, potrzebne jest duże wzmocnienie układu pomiarowego. Oznacza to też, że konieczne jest stosowanie różnych technik w celu wyeliminowania zakłócających je sygnałów wspólnych, takich jak napięcia indukowane przez pobliskie okablowanie sieciowe 50/60 Hz, które w przeciwnym razie zagłuszyłoby sygnały EEG.



Rysunek 1. Słabe sygnały w mózgu są przesyłane od aksonu do dendrytu. Jest to wykrywane i zapisywane jako EEG.

eprasa.pl b8c17d8a95



Rysunek 2. Elektrody umieszczone na skórze głowy wykrywają małe napięcia wywołane przez prądy płynące pomiędzy neuronami w zewnętrznej warstwie kory mózgowej. Mała część tych prądów przechodzi przez opony mózgowo-rdzeniowe, sklepienie czaszki i skórę głowy.

Częstotliwości sygnałów EEG są dość niskie, wahają się od około 0,5 Hz do 16 Hz. Oznacza to, że filtrowanie dolnoprzepustowe może być również użyte do odrzucenia przydźwięku 50 lub 60 Hz bez naruszania sygnału użytecznego.

Tak więc podstawową ideą elektroencefalografii jest monitorowanie aktywności mózgu za pomocą szeregu małych elektrod umieszczonych na skórze głowy pacjenta, w celu wychwycenia na powierzchni napięć pochodzących od prądów płynących w komórkach mózgowych.

To co mierzymy nie jest oczywiście aktywnością pojedynczych neuronów, a całych ich grup liczących miliony czy setki milionów egzemplarzy wysyłających impulsy w tym samym mniej więcej czasie.

Miejsca umieszczania elektrod

Miejsce umieszczenia elektrod na skórze głowy nie może być przypadkowe. Należy przestrzegać standardowego rozmieszczenia elektrod EEG na skórze głowy pacjenta, aby pomiary i diagnozy stawiane na ich podstawie były porównywalne.

Najpopularniejszym obecnie stosowanym standardem umieszczania elektrod EEG jest Międzynarodowy System 10-20, który przedstawia się następująco.

Rysunek 3 przedstawia dwa widoki stylizowanej ludzkiej głowy, z boku i z góry. Pokazano trzy główne punkty odniesienia: „nasion” (od łacińskiego słowa oznaczającego nos), „inion” (pochodzi z greki i oznacza kość potyliczną) i „vertex” (oznaczające wierzchołek głowy).

Nasion, to zagłębienie bezpośrednio między oczami, tuż nad grzbietem nosa. Jest to punkt przecięcia kości czołowej i dwóch kości nosowych. Jest ono uważane za punkt odniesienia dla celów pomiarów EEG, punkt orientacyjny leżący na przedniej, środkowej części czaszki.

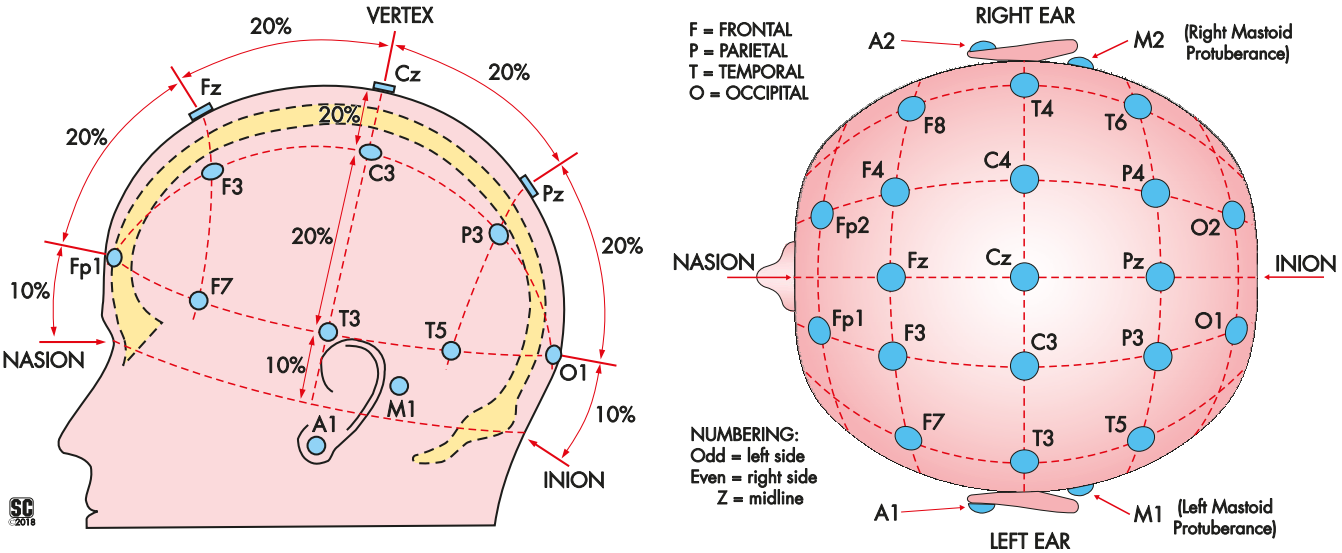
Inion, to lokalizacja niewielkiego guzka lub wypukłości na zewnętrznej powierzchni kości potylicznej czaszki, która jest wyczuwalna przez skórę głowy. Ten punkt, dla celów EEG, jest traktowany jako tylny środkowy punkt czaszki.

Vertex lub szczyt czaszki jest zasadniczo punktem w połowie linii środkowej czaszki, jednakowo odległym od punktu nasion i inion.

Punkt vertex służy do lokalizacji miejsca dla elektrody odniesienia (oznaczonej Cz) przy pomiarach EEG. Jest on używany jako punkt odniesienia dla siatki rozmieszczania elektrod w systemie 10-20.

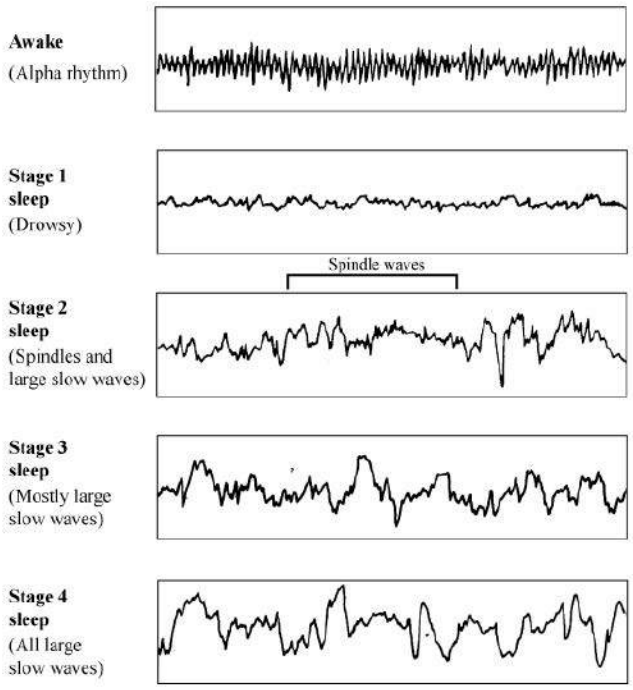
Odległość między punktem vertex a punktem nasion jest podzielona na trzy części, w proporcjach 20%, 20% i 10%, tak jak to pokazano na rysunku 3 i w tych samych proporcjach dla odległości między wierzchołkiem (vertex) a punktem inion. Podobnie, odległość między punktem vertex, a linią po obu stronach głowy między nasion oraz inion również jest podzielona na trzy części w proporcjach 20%, 20% i 10%, jak pokazano na rysunku 3. Punkty te są następnie wykorzystywane do wizualizacji siatki, na co wskazują czerwone przerywane linie na każdym widoku. Przecięcia linii siatki wyznaczają położenie elektrod pomiarowych.

Elektrody są oznaczone zgodnie z konwencją, wg której te na podłużnej linii środkowej mają przyrostek „z” (czyli mamy Fz, Cz i Pz), podczas gdy te po lewej stronie czaszki



Rysunek 3. Elektrody do EEG powinny być umieszczone na skórze głowy w miejscach określonych przez Międzynarodowy System 10-20 i pokazany na niniejszym rysunku.

eprasa.pl b8c17d8a95



Rysunek 4. Przykładowe przebiegi pokazujące jak fale mózgowe zmieniają się w różnych stanach czuwania i snu.

otrzymują numery nieparzyste (takie jak F3, C3, P3, F7, T3 i T5), a te po prawej stronie otrzymują numery parzyste (takie jak F4, C4, P4 itd.). Przedrostki literowe nadawane tym pozycjom elektrod odpowiadają nazwom płatów mózgowych pod ich pozycjami. Tak więc elektrody nad płatami czołowymi mają przedrostek „F" (od FRONTAL), te nad płatami skroniowymi mają przedrostek „T" (od TEMPORAL), nad płatami ciemieniowymi mają przedrostek „P" (od PARIETAL), a te nad płatami potylicznymi przedrostek „O" (od OCCIPITAL).

Do 19 pozycji elektrod określonych przez siatkę 10-20, dostępne są cztery dodatkowe; po dwa przy każdym uchu. Jak pokazano na rysunku 3, są to pozycje M1 i M2 zlokalizowane na lewym i prawym wyrostku sutkowatym (małe guzki tuż za i nad każdym uchem zewnętrznym) oraz A1 i A2 zlokalizowane albo na płatku każdego ucha zewnętrznego, albo na chrząstce ucha (tragus), małym spiczastym guzkiem obok otworu słuchowego (od przodu głowy). W praktyce pozycje elektrod M1 i A1 uważa się za zamienne, podobnie jak pozycje M2 i A2. Dzieje się tak dlatego, że obie są bardzo blisko środka najniższej linii siatki między nasionem a inionem, z każdej strony, tj. po dwa w pobliżu każdego ucha. Należy zauważyć, że w przypadku pomiarów i badań EEG o wyższej rozdzielczości stosuje się wiele dodatkowych pozycji elektrod. Zazwyczaj znajdują się one w połowie odległości między liniami siatki pokazanymi na rysunku 3. Dodatkowe lokalizacje elektrod są oznaczone zgodnie ze zmodyfikowaną nomenklaturą kombinatoryczną (MCN). Ale ten bardziej złożony system matryc elektrodowych nie musi nas tutaj martwić.

Jakie kombinacje położeń elektrod są przydatne?

Przy tak wielu możliwych lokalizacjach elektrod, nawet w podstawowym systemie 10-20, wybór ich par, które prawdopodobnie będą najbardziej przydatne, może być nieco przytłaczający. Na szczęście ludzie, którzy na przestrzeni lat zarejestrowali wiele zapisów EEG, wymyślili krótką listę kombinacji elektrod, które okazały się najbardziej przydatne. Są one wymienione w tabeli – Sugerowane kombinacje elektrod.

Kombinacja F4 i M1 (lub A1) jest sugerowana jako najlepsza do zapisu wolnych fal EEG, z kombinacją F3 i M2/A2 jako alternatywą.

Podobnie, kombinacja C4 i M1 jest sugerowana jako najlepsza do rejestrcji szybkich „wrzecionowych" fal EEG, z kombinacją C3 i M2 jako alternatywą.

Następnie, aby uchwycić zrelaksowany rytm alfa mózgu, sugerowana jest kombinacja O2 i M1 lub O1 i M2.

Sugerowane przydatne kombinacje elektrod

Elektroda 1	Elektroda 2	Zastosowanie
F4	M1	Fale wolne (0,5 do 2.0 Hz)
F3	M2	Alternatywa dla fal wolnych
C4	M1	Do rejestracji wrzecion (12-14Hz)
C3	M2	Alternatywa dla wrzecion.
O2	M1	Do rejestracji rytmu alfa (8-13Hz)
O1	M2	Alternatywa dla rejestracji rytmu alfa.
Uwaga: Elektroda odniesienia powinna być zawsze podłączona na szczycie czaszki		

Elektryczna stymulacja neuronów

Chociaż niniejszy artykuł dotyczy rejestrowania impulsów elektrycznych, generowanych przez mózg, to można też zrobić odwrotnie, tj. używać zewnętrznie generowanych impulsów elektrycznych do stymulacji mózgu.

W projekcie, pt. Elektrostymulacja czaszkowa (CES), zamieszczonym w numerze styczniowym z 2011 roku, (siliconchip.com.au/Article/871) opisaliśmy układ do takiej stymulacji.

Jest on przeznaczony do zmniejszenia bólów głowy i wspomagania rozluźnienia.

Oprócz opisanych wcześniej synaps do komunikacji między neuronami, istnieją również synapsy do komunikacji pomiędzy neuronami ruchowymi i włóknami mięśniowymi.

Impuls elektryczny przechodzący przez synapsę powoduje, że włókno mięśniowe kurczy się i w ten sposób mózg steruje ruchami ciała.

Wprowadzenie impulsu elektrycznego tą ścieżką może powodować mimowolne kurczenie się mięśnia.

Podobnie, odczucia takie jak: ciepło, zimno czy ból, wywołują impulsy elektryczne w odpowiednich komórkach czuciowych, docierające do neuronów w mózgu za pośrednictwem synaps.

Wcześniej opublikowaliśmy dwa projekty przezskórnych stymulatorów nerwów (TENS), które mogą służyć do łagodzenia bólu.

W celu zapoznania się ze szczegółami zajrzyj do numerów SC 8/1997 i 1/2006.

Ostrzeżenie: Jak będziesz mógł przeczytać w artykułach o urządzeniach TENS, to ich wyjście nie może być NIGDY przykładane do głowy, szczególnie w obszary, gdzie mogły by być podłączone elektrody EEG. Nigdy nie próbuj podłączenia aparatu TENS do elektrod EEG (w większości przypadków i tak nie będą pasować!)

eprasa.pl b8c17d8a95

Ale dlaczego miałbyś się męczyć?

Chociaż powinno być dość oczywiste, że EEG w rękach lekarza byłoby niezwykle cenne we wszelkiego rodzaju sytuacjach klinicznych czy diagnostycznych, należy zadać pytanie: *„dlaczego przeciętny człowiek miałby zawracać sobie głowę czytaniem swojego (lub cudzego) zapisu elektroencefalograficznego ?*

I *„czy nie potrzebujesz wieloletniego doświadczenia, aby rozszyfrować przebiegi EEG?”*

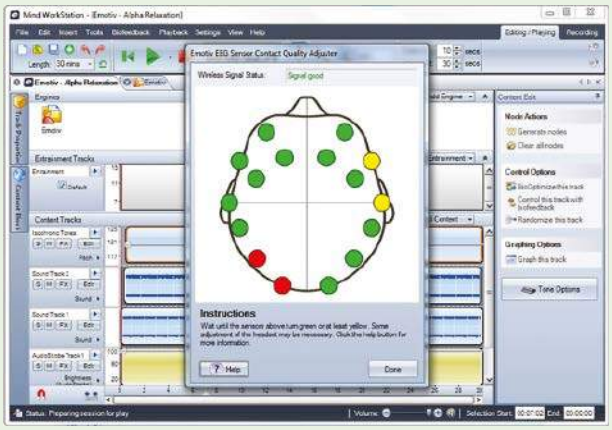
W profesjonalnym zastosowaniu odpowiedź na to ostatnie pytanie brzmi niewątpliwie – tak!

Głupotą (i to prawdopodobnie niebezpieczną!) byłoby nawet podjęcie przez niewytrenowaną osobę próby analizy fal EEG pod kątem diagnozy zaburzeń pracy mózgu.

Jednakże...

Istnieje wiele doniesień (w sieci i nie tylko) wychwalających zalety osobistego EEG w kontrolowaniu i zmienianiu aktywności własnego mózgu. Być może, przy użyciu zewnętrznej stymulacji, połączonej z praktyką, wydaje się, że możesz „wytrenować” swój mózg, aby osiągnąć pozytywne wyniki. Rzeczywiście, istnieje kilka organizacji komercyjnych, które oferują różne oprogramowanie kompatybilne z EEG, aby umożliwić użytkownikom eksperymentowanie w tej dziedzinie – poniższy przykład pochodzi z US Transparent Corporation (www.transparentcorp.com – serwer nie działa, a już w 2008 na forach skarżono się, że pomoc techniczna nie reaguje, a po jakiejś aktualizacji Windows programy tej firmy padły i ludzie są po kilkaset!! $ do tyłu. Na innym forum był jakiś spór, że to jest paranauka, a badania, na jakich oparto działanie tych urządzeń/programów, są co najmniej nierzetelne), która twierdzi, że urządzenia do EEG mogą być narzędziami do ulepszenia stanu umysłu poprzez nieinwazyjny proces stymulacji mózgu. „Terapia przez stymulację nerwów, powszechnie nazywana również porywaniem fal mózgowych (przez bodźce), wykorzystuje specjalnie zaprojektowane pobudzenia dźwiękowe lub świetlne, do korzystnego wpływania na umysł”.

Inne raporty, które widzieliśmy, sugerują, że EEG można stosować u osób silnie zestresowanych, aby zmniejszyć ich poziom stresu poprzez rozpoznanie nie tylko tych typów fal EEG, które wskazują na stres ale także tych, które sygnalizują redukcję jego poziomu.



Aplikacja Emotiv EPOC/Emotiv EEG firmy Transparent Corp. do stymulacji napędzanej przez EEG

Widzieliśmy również twierdzenia, że analiza EEG może pomóc osobom cierpiącym na zaburzenia snu.

Istnieją również doniesienia o studentach, którzy stosują EEG w celu zmniejszenia poziomu stresu przed ważnymi egzaminami. I inne, które pokazują, że ogólne poczucie dobrostanu można osiągnąć, wiedząc, co pokazują fale mózgowe.

Nie mówimy, że wszystkie te raporty są dokładne (w rzeczywistości każdy z nich!) – Sieć jest znana z dezinformacji – ale jeżeli jesteś zainteresowany tymi lub wieloma innymi „samopomocowymi” aplikacjami EEG, zdecydowanie sugerowalibyśmy, abyś przeprowadził szczegółowe badania, abyś wiedział co robisz. Rozsądne może być również omówienie ewentualnego planu działania z pracownikiem służby zdrowia, który ma doświadczenie w tej dziedzinie.

We wszystkich tych kombinacjach zakłada się, że uziemiony przewód odniesienia rejestratora EEG jest podłączony do elektrody Cz na wierzchołku czaszki (punkt vertex). Jest to niezbędne, aby uzyskać najczystsze i najmniej zaszumione nagrania.

Tak więc, nie potrzebujesz wcale dużej liczby elektrod i odprowadzeń, aby zarejestrować najbardziej przydatne zapisy EEG. W rzeczywistości, mając tylko siedem elektrod (w tym elektrodę odniesienia Cz), można jednocześnie wykonywać trzy różne zapisy EEG, używając trójkanałowego rejestratora EEG z wejściami różnicowymi.

Nasz monitor Brainwave został zaprojektowany właśnie do takiego zadania. Możliwe też jest przełączanie każdego z trzech kanałów wejściowych monitora pomiędzy dwie alternatywne pary elektrod, za pomocą małego przełącznika.

Następnie, używając tylko trzech dodatkowych elektrod i odprowadzeń (w sumie dziesięciu), można zarejestrować EEG z dowolnej kombinacji elektrod pokazanej na rysunku 4, po prostu wybierając je za pomocą skrzynki przełączającej.

Na co zwrócić uwagę?

Jakiego rodzaju fal EEG można się spodziewać podczas korzystania z monitora fal mózgowych?

W tym artykule nie możemy wyjaśnić wszystkiego co musisz wiedzieć, aby interpretować przebiegi EEG – to zadanie dla eksperta. Ale próbki przebiegów pokazane na rysunku 4 dadzą ci wyobrażenie o rodzajach fal rejestrowanych na różnych etapach relaksacji mózgu czy w czasie snu.

Fale EEG są nazywane zgodnie z ich zakresem częstotliwości.

Fale delta, mają zakres częstotliwości od 0,1 Hz do 3,5 Hz, fale theta, od 4 Hz do 7,5 Hz, fale alfa, od 8 do 13 Hz oraz fale beta od 14...40 Hz. Ich amplituda szczytowa wynosi zwykle od 10 µV do 100 µV, przy czym fale alfa zwykle są mniejsze niż 60 µV, a fale beta są zwykle w zakresie 10...20 µV. Tak więc wymagany jest współczynnik wzmocnienia toru wynoszący od około 5000 do 250000 razy, aby sygnały EEG mogły być próbkowane przez typowy przetwornik analogowo-cyfrowy.

Jak można się spodziewać, amplitudy sygnału są większe, jeśli mierzone są na powierzchni mózgu (1...2 mV). Nawet to jest mały ułamek napięcia impulsu nerwowego, który wynosi około 100 mV.

Pomimo problemów ze wzmacnianiem i przetwarzaniem tak małych sygnałów w pełnym zakłóceń środowisku elektrycznym, nasz monitor fal mózgowych sprawia, że jest to dość rutynowa procedura. Możesz podłączyć go do laptopa lub notebooka, aby przeglądać i rejestrować sygnały fal mózgowych.

Świetny pomysł na projekt elektroniki szkolnej! ■

Jim Rowe

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

REKLAMA

www.elportal.pl

eprasa.pl b8c17d8a95

Silniki prądu stałego, część 17

W poprzednim odcinku omówiliśmy część zagadnień związanych z mostkami. Kolejna sprawa to...

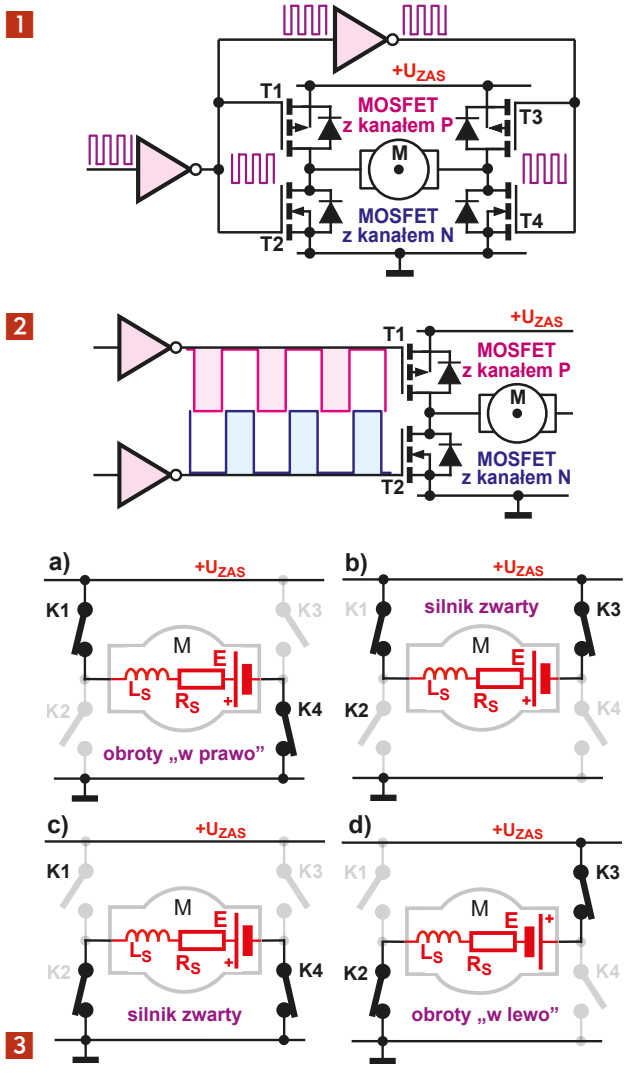
Czas martwy

Problem w tym, że jeżeli na przemian otwieramy pary MOSFET-ów jednej gałęzi (T1, T2 albo T3, T4), to musimy wykluczyć możliwość jednoczesnego przewodzenia obu nawet przez krótki czas. MOSFET-y są bardzo szybkie, mają malutką rezystancję R_{DSon}, więc ich jednoczesne otwarcie oznacza przepływ ogromnego prądu, co nazywane jest „przestrzeleniem" (*shoot through*) i grozi uszkodzeniem: przegrzaniem i przepaleniem, a w najlepszym przypadku zwiększy straty i obniży sprawność.

Dlatego nie stosuje się oszczędnego, na pozór znakomitego rozwiązania według **rysunku 1** z komplementarnymi tranzystorami MOSFET, bowiem w krótkich chwilach przełączania przewodziłyby oba tranzystory.

Sterownik pary MOSFET-ów musi mieć jakieś obwody wykluczające jednoczesne przewodzenie. W scalonych sterownikach są to obwody wprowadzające tak zwany czas martwy (*dead time*), gdy zatkane są oba tranzystory. Najpierw przewodzący dotąd tranzystor zostaje wyłączony, potem następuje chwila przerwy (rzędu 1 mikrosekundy), gdy oba są wyłączone i dopiero potem drugi zostaje otwarty – **rysunek 2**.

Dobrze, ale indukcyjność „nie lubi zmian prądu". Najprościej biorąc, w sterownikach synchronicznych z tranzystorami otwieranymi według rysunku 2, w tych krótkich chwilach przerw (*dead time*) prąd płynie przez którąś z diod. W niektórych szybkich synchronicznych przetwornicach impulsowych z MOSFET-ami z tego względu włącza się diody Schottky-ego, jak w mostku z tranzystorami bipolarnymi. Jednak w sterownikach silników przełączanych ze stosunkowo niską częstotliwością od kilku do 20 kHz raczej diod takich się nie stosuje.



Dodatkowe możliwości

Mostek H przy obrotach silnika w obu kierunkach zapewnia napęd i hamowanie według omówionych wcześniej zasad. Ale cztery tranzystory dają też inną ważną możliwość. Przy napędzaniu silnika i obrotach „w prawo" klucze muszą być włączone według **rysunku 3a**. Podczas przerwach między impulsami napędzającymi trzeba stworzyć drogę dla przepływu prądu indukcyjności L_S.

W klasycznych rozwiązaniach podczas tych przerw silnik jest zwierany według **rysunku 3b** albo **3c**, bezpośrednio lub z użyciem diody.

Prędkość silnika będzie wtedy rosła od zera stosownie do wypełnienia impulsów – maksymalna będzie przy wypełnieniu 100%. Równa zeru przy wypełnieniu 0%. Zmiana kierunku obrotów wymaga przełączenia par sterowanych tranzystorów i też prędkość będzie proporcjonalna do wypełnienia.

Ale w chwilach przerw, zamiast takiego zwierania, można silnik dołączyć do źródła zasilania „odwrotnie", według **rysunku 3d**. Można to rozumieć, że w czasie impulsów roboczych silnik będzie napędzany, a w „przerwach" będzie silnie hamowany, bo będzie tracił – oddawał energię do źródła zasilania.

Czy to w ogóle ma jakikolwiek sens? Czy aby w ten sposób nie zatrzymamy silnika i czy nie zacznie się on obracać w przeciwną stronę?

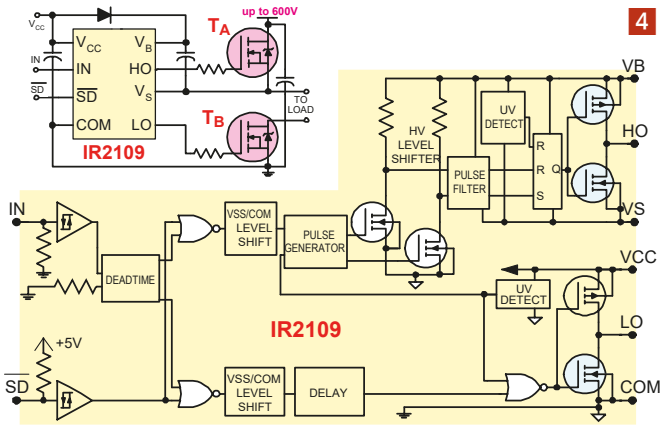
Otóż ma sens i jest stosowane w praktyce. Z zatrzymaniem nie ma problemu, bo o zachowaniu silnika zadecyduje wypełnienie impulsów.

W klasycznych zastosowaniach silników PMDC w pierwszej chwili nie widać sensu takiej pracy. Jednak jest to wykorzystywane.

Na marginesie warto wspomnieć, że scalone sterowniki mostkowe są wykorzystywane i do napędu omawianych tu silników PMDC, i do sterowania silnikami krokowymi (*stepper motors*). Otóż zgodnie z nazwą, często silnik krokowy ma realizować precyzyjne kroki (skoki), a jeśli takie skokowe zmiany mają być precyzyjnie kontrolowane, to może być przydatny właśnie sposób pracy z rysunku 3a, 3d, gdzie oprócz napędu mamy możliwość hamowania W opisach sterowników silników krokowych znajdziesz takie określenia jak *fast decay*, *slow decay*, a także *mixed decay*. To jednak odrębny temat, do którego na życzenie Czytelników możemy wrócić. Teraz nie będziemy się tym zajmować, bo najprościej biorąc, sterowanie silnikami krokowymi jest prądowe, czyli zupełnie inne niż silników PMDC.

Wrócimy natomiast do klasycznego silnika PMDC i przypadku z rysunku 3d. Otóż pozwala on zrealizować sposób sterowania niedostępny przy użyciu dwóch kluczy. Mianowicie w pierwszej części każdego cyklu na silnik podane jest napięcie o jednej biegunowości według rysunku 3a, a w drugiej części – o biegunowości przeciwnej według rysunku 3d. Przy wypełnieniu 50% silnik będzie nieruchomy.

eprasa.pl b8c17d8a95



4

Przy wypełnieniu 0...50% będzie się obracał w jedną stronę, przy wypełnieniu 50...100% – w stronę przeciwną.

W ten prosty sposób zmiana kierunku obrotów nie wymaga dodatkowego sygnału, które pary tranzystorów mają być przełączane, bo pełny zakres regulacji w obu kierunkach uzyskujemy wyłącznie przez zmianę wypełnienia impulsów.

Taki „jednozakresowy" sposób dwukierunkowego sterowania jest trochę mniej oszczędny, bo w spoczynku przy wypełnieniu 50% przez silnik płynie prąd o trójkątnym przebiegu i wartości średniej równej zeru. Jednak w niektórych zastosowaniach taki sposób regulacji okazuje się korzystniejszy.

Dodatkowe możliwości

Podane informacje mogą utwierdzić w przekonaniu, że realizacja dobrego systemu sterowania mostkowego jest bardzo trudnym zadaniem, dostępnym tylko dla bardzo zaawansowanych elektroników. I to jest prawda, jeżeli ktoś chciałby projektować od zera tego typu sterownik przeznaczony do silników większej mocy. Wtedy trzeba zadbać o każdy szczegół, i ze strony sprzętowej, i programowej.

Bardzo dobra wiadomość jest taka, że na rynku dostępnych jest mnóstwo układów scalonych, które są albo sterownikami dla mostków tranzystorowych, albo gotowymi, kompletnymi sterownikami.

I tak dostępne są scalone sterowniki zewnętrznych tranzystorów MOSFET. Przykładem może być IR2109, sterownik jednej gałęzi mostka (half-bridge). **Rysunek 4** pokazuje schematy z karty katalogowej. Sam układ scalony zasilany jest napięciem V_{CC} o wartości 10...20 V. I takie napięcie mają impulsy sterujące bramkami dwóch MOSFET-ów z kanałem N. Sterownik górnego tranzystora jest „pływający", a napięcie zasilające MOSFET-y może sięgać nawet 600 V. Taki sterownik ma obwody zapewniające wprowadzenie czasu martwego (*dead time*), a sygnał logiczny na wejściu IN (o poziomie TTL lub nawet 3,3 V) na przemian przełącza zewnętrzne tranzystory T_A, T_B. Sygnał SD (*shutdown*) dodatkowo pozwala wyłączyć oba te tranzystory.

Do budowy kompletnego systemu sterowania silnika potrzebne są dwie kostki IR2109, cztery MOSFET-y i mikroprocesor z ewentualnymi obwodami pomiaru prądu.

W następnym odcinku będziemy omawiać inne praktyczne realizacje sterowników mostkowych z rozmaitymi układami scalonymi. ■

Piotr Górecki

REKLAMA

Sięgnij po archiwalne wydania
ELEKTRONIKI dla WSZYSTKICH



Przesyłka GRATIS

Zamów wygodnie na
www.UlubionyKiosk.pl

eprasa.pl b8c17d8a95

Silniki indukcyjne, część 2

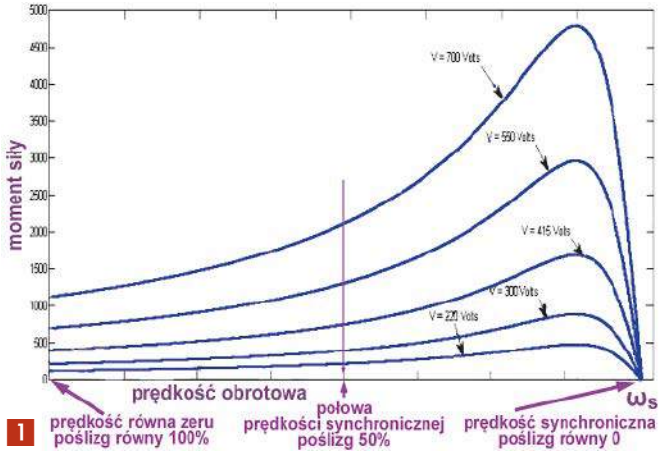
W pierwszej części artykułu omówiliśmy zasadę działania trójfazowego silnika indukcyjnego i doszliśmy do charakterystyk tego rodzaju silników, a konkretnie współzależności siły (momentu) od prędkości obrotowej oraz poślizgu.

Regulacja napięciowa

Interesuje nas przede wszystkim możliwość regulacji prędkości obrotowej przez zmiany napięcia zasilającego.

Niestety, wiadomości są złe. **Rysunek 1** pokazuje charakterystyki jakiegoś dużego silnika indukcyjnego trójfazowego, przy czym charakterystyki silników mniejszych oraz jednofazowych są podobne. Jest to współzależność prędkości obrotowej oraz wytwarzanej siły (momentu obrotowego) dla kilku różnych napięć zasilania. Widać wyraźnie, że ***niezależnie od wartości napięcia zasilania, synchroniczna prędkość obrotowa jest zawsze taka sama***, bo jest wyznaczona przez częstotliwość sieci. *Silnik zasilany obniżonym napięciem, ale nieobciążony lub lekko obciążony, będzie obracał się z prędkością bliską synchronicznej.*

Podstawowy wniosek jest taki, że ***zmniejszając napięcie zasilania, jedynie osłabiamy silnik***. Tak, ale ktoś może słusznie zauważyć, że prędkość będzie bliska synchronicznej tylko przy znikomym obciążeniu mechanicznym i że jeśli osłabimy obciążony silnik, to musi się on obracać wolniej. Tak, *osłabiając silnik, możemy zmniejszać obroty*. Tylko w przypadku silnika indukcyjnego w grę wchodzą dodatkowe bardzo ważne czynniki, które są zupełnie pomijane przez mniej zorientowanych.



1

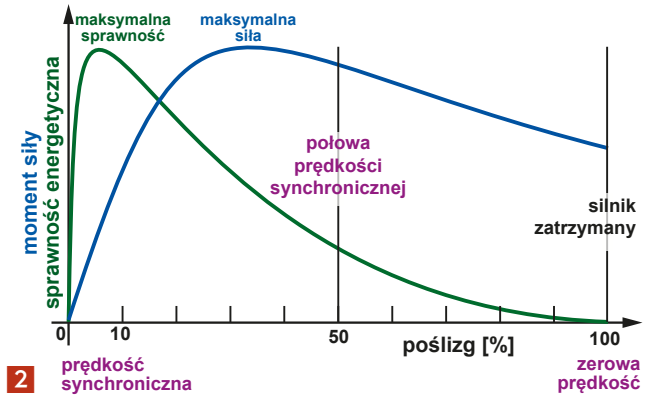
Inaczej jest w silnikach prądu stałego, ale teraz mówimy o silnikach indukcyjnych prądu zmiennego, gdzie wirujące pole magnetyczne indukuje w uzwojeniach wirnika prądy. Łatwo intuicyjnie zaakceptować wniosek, że to indukowanie napięć i prądów oraz wynikające stąd inne zjawiska zachodzą w najbardziej sensowny i uporządkowany sposób, gdy prędkość obrotowa wirnika jest niewiele mniejsza od prędkości wirowania pola stojana. A gdy te prędkości się znacznie różnią, gdy pole stojana wiruje szybko, a wirnik powoli, wtedy następuje „bałagan magnetyczny". Owszem silnik wtedy też wytwarza siłę (moment siły), ale z bardzo małą sprawnością. Bardzo ważny dla naszych rozważań jest **rysunek 2**, gdzie niebieska linia pokazuje zależność momentu od poślizgu, czyli w sumie od prędkości obrotowej. Można powiedzieć, że niebieska linia na rysunku 2 to jedna z niebieskich linii z rysunku 1, tylko narysowana odwrotnie. Na rysunku 1 na osi mamy prędkość, a na rysunku 2 w sumie też prędkość, tylko wyrażoną w postaci poślizgu, gdzie zerowy poślizg to prędkość synchroniczna, a poślizg 100% to zatrzymanie silnika.

Widzimy, że moment rośnie ze wzrostem poślizgu w zakresie poślizgu od zera do poślizgu ponad 30%, czyli do prędkości obrotowej rzędu prawie 70%. Tak więc, biorąc pod uwagę tylko niebieską krzywą z rysunku 2, moglibyśmy zdecydować się na pracę z poślizgiem nawet do 50%.

Gorzej, gdy weźmiemy pod uwagę zieloną krzywą pokazującą sprawność silnika w funkcji poślizgu. Jak widzimy, sprawność jest sensowna tylko przy poślizgu poniżej 10%! Czyli przy prędkościach 90...100% prędkości synchronicznej!

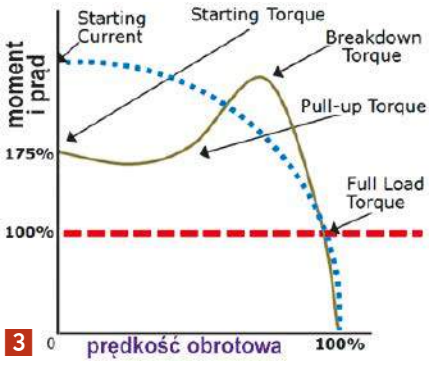
Dlatego nominalne warunki pracy silników indukcyjnych to poślizg zwykle w granicach 3...5%. Już rysunek 2 pokazuje, że wtedy moment jest znacznie mniejszy od maksymalnego, a nawet niższy od momentu wytwarzanego, gdy silnik jest zatrzymany (np. w czasie startu), co pokazuje **rysunek 3**.

Na marginesie warto wspomnieć, że tylko w przypadku dużych silników trójfazowych sprawność zamiany energii elektrycznej na mechaniczną w takich nominalnych warunkach pracy przekracza 90%. Dla silników trójfazowych o mocach rzędu 1 kilowata można przyjąć sprawność w nominalnych warunkach 80% lub trochę mniej. Sprawność silników jednofazowych jest niższa i często jest mniejsza od 70%, a w niektórych małych może być rzędu 30...40%. I wszystko to w warunkach nominalnych, przy małym poślizgu rzędu kilku procent.



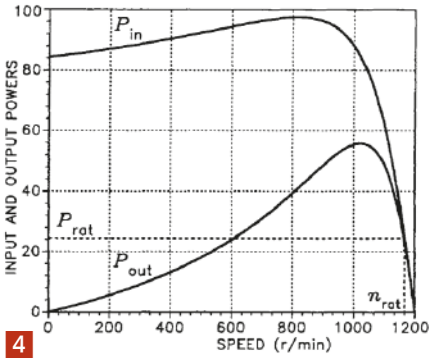
2

Zielona krzywa z rysunku 2 sygnalizuje poważny problem: owszem, możemy zmniejszać obroty przez zwiększenie poślizgu. Możemy nawet przy tym uzyskać większy moment niż nominalny, tylko dramatycznie zmniejszy



3

eprasa.pl b8c17d8a95



4

się wtedy sprawność. Czyli w silniku wydzieli się duża moc strat, silnik będzie się mocniej grzał.

Współczesne silniki ze względów konkurencyjnych są konstruowane powiedzmy, oszczędnie. Można to rozumieć w ten sposób, że budowa silnika jest taka, że przy obciążeniu nominalnym pracuje on prawidłowo, ale znaczące przeciążenie spowoduje jego przegrzanie (w praktyce uszkodzenie izolacji uzwojeń stojana). Starsi wiekiem elektrycy mogliby się tu wypowiedzieć na temat różnic między starymi i nowymi silnikami.

W naszych rozważaniach przyda się też **rysunek 4**, pokazujący zależność mocy wejściowej i wyjściowej. Takie charakterystyki są analizowane w związku z rozruchem i urządzeniami typu „soft-start", ale my rozpatrujemy możliwość regulacji przez obniżenie napięcia. Rysunek 4 pokazuje, że przy małej prędkości, czyli dużym poślizgu, moc pobierana przez silnik jest kilka razy większa od mocy nominalnej! I prawie cała ta moc wydzieli się w postaci ciepła!

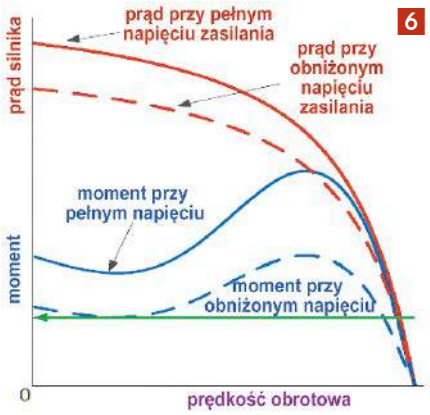
Zielona linia na **rysunku 5** pokazuje moment i prąd w warunkach obciążenia nominalnego. Przy dużym poślizgu prąd jest nawet pięciokrotnie większy od nominalnego, co jest chyba bardziej przekonujące dla elektronika.

Rysunki 2...5 wskazują, że ***silnik indukcyjny ma sensowne parametry tylko przy małym poślizgu***, powiedzmy do 10%. Teoretycznie silnik może pracować przy dużo większym poślizgu, ale jego praca jest wtedy bardzo nieefektywna. Najprościej biorąc, ***przy dużym poślizgu sprawność energetyczna silnika indukcyjnego katastrofalnie się zmniejsza i silnie rosną straty***.

W niektórych zastosowaniach, na przykład w przypadku potężnych silników, jest to nieakceptowalne przede wszystkim ze względu na spadek sprawności energetycznej i słabe wykorzystanie energii. W przypadku mniejszych silników duży poślizg i większe straty mogą być akceptowalne ekonomicznie. Jednak oznacza to dużo większe straty mocy, które będą mocniej podgrzewać silnik. Duży poślizg i znaczne obciążenie mechaniczne spowodują po prostu przegrzanie silnika.

Sytuacja nie jest jednak beznadziejna. Otóż **rysunek 6** wskazuje, że zmniejszenie napięcia zasilania wprawdzie zmniejsza moment obrotowy, ale zmniejsza też pobór prądu.

A to daje szansę! Wprawdzie duży poślizg zawsze wiąże się z nieproporcjonalnie dużymi stratami, ale może być dopuszczalny wtedy, gdy przy zredukowanych obrotach (dużym poślizgu) silnik jest mechanicznie obciążony dużo mniej niż podczas normalnej pracy. Sytuacja jest łatwiejsza, gdy w warunkach normalnej pracy silnik jest obciążony mniej, niż wskazują jego nominalne parametry. Wtedy przy obniżeniu napięcia poślizg i straty wzrosną, ale nie w stopniu zagrażającym jego przegrzaniem.



6

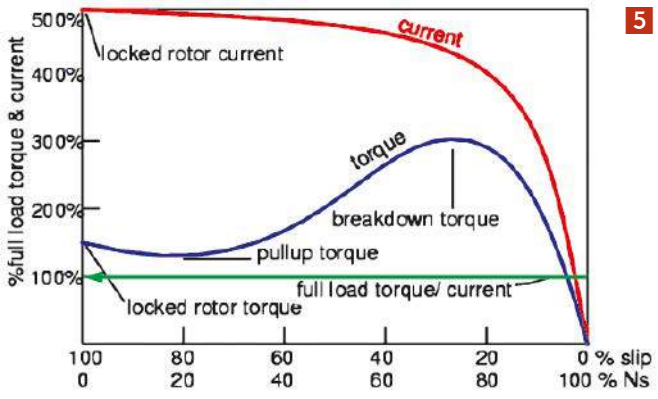
Zupełnie inaczej jest, gdy chcemy regulować prędkość przez zmianę częstotliwości (za pomocą falownika). Podczas tego rodzaju regulacji przy zmniejszeniu częstotliwości należy też zmniejszać napięcie zasilania, bo zmniejsza się reaktancja indukcyjna uzwojeń (pomijając rezystancję, trzeba zachować stały stosunek U/f). **Rysunek 7** pokazuje w przybliżeniu, jak zmieniają się charakterystyki silnika przy zmianie częstotliwości przebiegu zasilającego. Nie jest tu uwzględniona zależność napięć, poboru prądu i mocy od częstotliwości, ale na podstawie wcześniejszych rysunków można się słusznie domyślać, że zmieniając częstotliwość, możemy zachować wysoką sprawność silnika i małe straty.

Dla porządku należałoby też wspomnieć, że uzwojenia stojana można zrealizować tak, by uzyskać większą liczbę biegunów. Najprościej biorąc, prędkość synchroniczna sieci 50 Hz to 3000 RPM (obrotów na minutę). Można tak zrealizować uzwojenia, a nawet je przełączać, by uzyskać prędkość wirowania pola N-krotnie mniejszą: 1500 RPM, 1000 RPM, itd., co pozwala skokowo zmieniać prędkość obrotową. Analogicznie dla częstotliwości sieci 60 Hz mamy 3600 RPM, 1800 RPM, 1200 RPM.

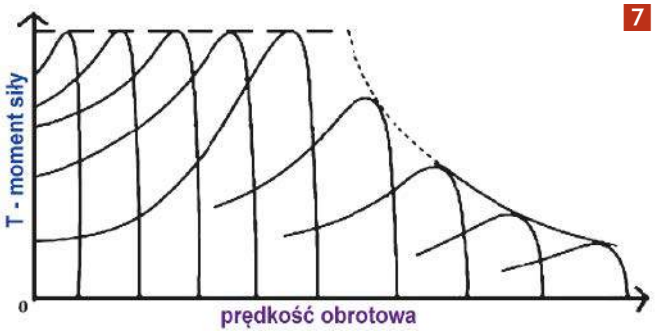
W praktyce w przypadku silników trójfazowych nie wykorzystuje się regulacji obrotów za pomocą zmian napięcia zasilania. Jeżeli chcemy regulować prędkość obrotową silnika trójfazowego w szerokich granicach, powinniśmy zastosować odpowiedni falownik, czyli zmieniać częstotliwość przebiegów zasilających.

Trochę inaczej jest w przypadku silników jednofazowych. Istnieją falowniki do takich silników, ale są one stosunkowo drogie. Pod pewnymi warunkami możliwa jest regulacja ich prędkości za pomocą napięcia. Wtedy, oprócz omówionego właśnie problemu przegrzania, w grę wchodzą też właściwości mechaniczne obciążenia, co omówimy w następnym odcinku. ■

Piotr Górecki

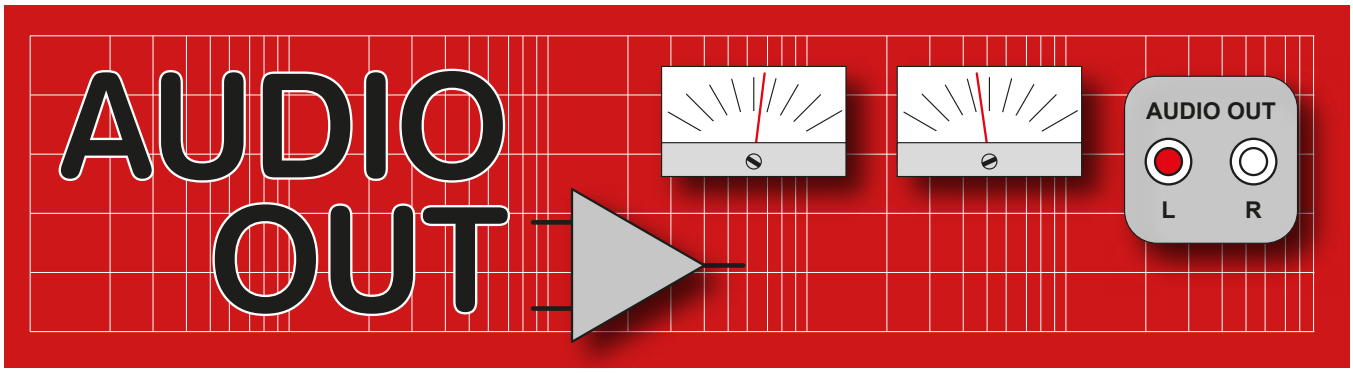


5



7

eprasa.pl b8c17d8a95



Theremin, część 1

Opublikowany w EdW06/2022 projekt mistycznego instrumentu Theremina wywołał ogromne zainteresowanie, co skłoniło nas do ponownego zajęcia się tym tematem. Oto metodyczny poradnik dla konstruktorów Theremina.



Theremin PE, który będziemy budować w kolejnych odcinkach (zdjęcie: Harvey Rothman)



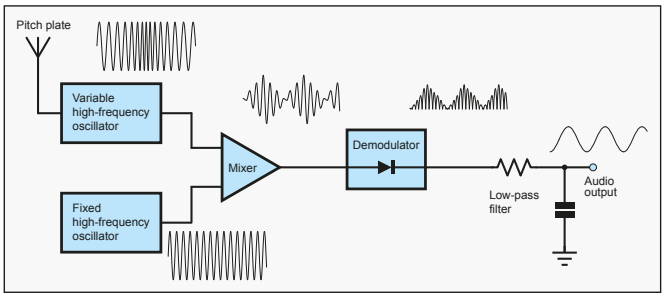
Rysunek 1. Bruce Woolley, współautor przeboju Video Killed the Radio Star, podczas gry na swoim oryginalnym Thereminie RCA z 1928 roku.

Thereminy buduję od 1993 roku, zaczynając od projektu Banabi z 1974 roku, i od tego czasu poszerzam swoją wiedzę na temat ich projektowania i budowy. W tym trzyodcinkowym poradniku zaprezentuję schematy i wskazówki dotyczące ich budowy, a jego zwieńczeniem będzie stworzenie niedrogiej konstrukcji. Niecierpliwi więc będą musieli poczekać, aż połączę wszystkie płytki na jednym PCB. Historia Theremina została dobrze opisana, ale jest też w niej nieco przesady. Sądzę, że pomysł na instrument muzyczny wziął się z efektów gwizdania powodowanych pojemnością dłoni podczas strojenia wczesnych radioodbiorników AM. Leon Theremin zaprojektował unikalny układ wykorzystujący pojemność dłoni i stworzył w 1920 roku pierwszy nadający się do użytku instrument elektroniczny, pokazany na rysunku 1. Jednakże pierwotny układ, który utorował drogę Thereminowi został zaprojektowany z myślą o pomiarze stałych dielektrycznych gazów w laboratorium fizycznym. Peter Lankshear w *Radio Bygones* z kwietnia/maja 1994 opisał ten oryginalny układ zbudowany przez firmę RCA.

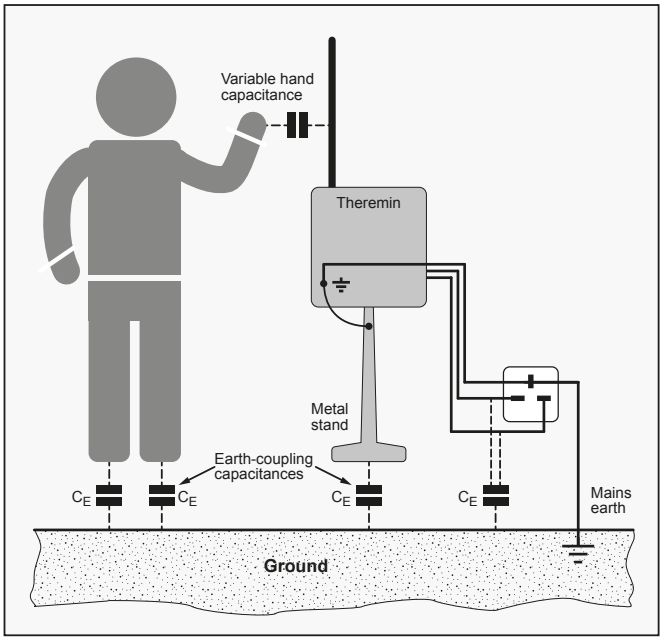
Podstawowy układ

Wszystkie „właściwe” Thereminy (w historycznym rozumieniu) działają poprzez wykrywanie bardzo małych zmian pojemności, powodujących małe zmiany w oscylatorze częstotliwości radiowej. Oscylator ten jest następnie heterodynowany lub wykorzystywany do „zdudnienia” z innym oscylatorem w celu wytworzenia różnicy częstotliwości, która jest słyszalnym dźwiękiem, jak pokazano na rysunku 2. Częstotliwości oscylatorów wynoszą zwykle od 140 kHz do 2 MHz, a częstotliwość dudnienia mieści się w zakresie audio od około 30 Hz do 4 kHz. Do jednego oscylatora podłączony jest metalowy pręt, który działa jak ręcznie sterowana okładka kondensatora zmiennego. Choć technicznie jest to sformułowanie niepoprawne, to często określa się go jako „antenę”.

eprasa.pl b8c17d8a95



Rysunek 2. Schemat blokowy przedstawiający podstawową budowę Theremina.

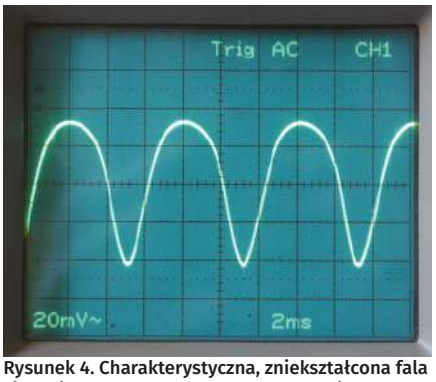


Rysunek 3. Obwód pojemnościowy obejmujący zmienną pojemność dłoni oraz sprzężenie grającego i Theremina z uziemieniem.

Nawiasem mówiąc, taki układ heterodynowania jest często stosowany w wykrywaczach metali, choć właściwością wykrywającą jest raczej indukcyjność wzajemna niż pojemność.

Niestabilność i uziemienie

Wysokie częstotliwości na jakich pracują oscylatory „wzmacniają" nawet najmniejszą różnicę częstotliwości między nimi, dając niezwykle czułą odpowiedź instrumentu.



Rysunek 4. Charakterystyczna, zniekształcona fala sinusoidalna wytwarzana przez Theremin z pewnym blokowaniem przy niskiej częstotliwości.

Niestety, wzmacniane są również wszelkie niestabilności, czyniąc obwody Theremina bardzo podatnymi na przestrajanie i dryf temperaturowy. Samo przestawienie Theremina w inne miejsce może spowodować konieczność przestrojenia. Uziemienie odgrywa także ważną rolę, stanowiąc część obwodu sprzężenia pojemnościowego pomiędzy użytkownikiem a prętem, jak pokazano na rysunku 3. (W idealnym przypadku grający powinien stać spoconymi stopami na metalowej płycie leżącej na wilgotnej ziemi). Pojemność między stopami a podłogą jest o wiele większa niż zmiana pojemności wykrywana przez pręty, ale ponieważ obie pojemności są połączone szeregowo, zmienna pojemność dominuje i układ pracuje prawidłowo. Thereminy dają szerszy zakres dźwięków, jeśli ich masa sygnałowa podłączona jest do odpowiedniego uziemienia, takiego jak uziemienie sieci elektrycznej, często poprzez wzmacniacz, do którego Theremin jest podłączony. Czasami wyprowadzam na Thereminach zacisk uziemiający, co nieraz bywało bardzo przydatne. Znałem jednego gracza, który używał paska uziemiającego przymocowanego do nadgarstka. Sam raz musiałem przypiąć uziemienie Theremina do kaloryfera w szkolnej sali z powodu słabego uziemienia w gniazdku.



Rysunek 5. Płytka drukowana wysokości tonów – właściwie jest to Theremin jedynie z prostym strojeniem (ang. pitch-only) na jednej płytce.



Rysunek 6. Najnowocześniejsza konstrukcja Thereminów – hybrydowy cyfrowo-analogowy Theremin Bollard w Science Museum w Londynie. Zaprojektowałem i zbudowałem analogowy interfejs dla tych instrumentów.

Dźwięk

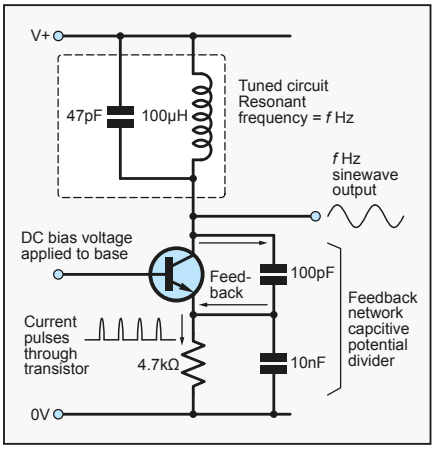
Sygnał wyjściowy Theremina jest zwykle zniekształconą sinusoidą, jak pokazano na rysunku 4. Sinusoida jest względnie czysta na wyższych częstotliwościach (około 1 kHz) ale staje się bardziej zniekształcona w dolnej części, często brzmiąc dość brzęcząco w pobliżu 100 Hz. Instrumenty akustyczne i głos ludzki robią to w sposób naturalny, więc efekt ten zwiększa tylko muzykalność brzmienia Theremina. Dzieje się tak, ponieważ kształt



Rysunek 7. Umieszczenie potencjometru strojeniowego w małej skrzynce (połączonej kablem) poza anteną znacznie ułatwia strojenie Theremina.

eprasa.pl b8c17d8a95

falisinusoidalnej ulega zniekształceniu w miarę zbliżania się do siebie częstotliwości oscylatorów. Efekt ten nazywany jest „ciągnięciem". Finalnie obie częstotliwości oscylatorów spotykają się ze sobą na tej samej wartości. Wartość ta jest nazywana „punktem zerowym", ponieważ nie jest wtedy emitowany sygnał wyjściowy audio.



Rysunek 8. Praca oscylatora w klasie C.

Przetwarzanie

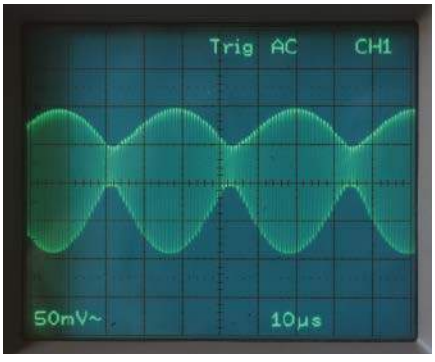
Dobrze jest dodać do dźwięku efekt cyfrowego opóźnienia lub pogłosu sprężynowego. Przygotuję więc specjalną płytkę z układem opóźniającym, wykorzystującą kostkę PT2399 firmy Princeton, kosztującą około pół funta. Układ ten był używany w syntezatorze Gen X-1, a także w syntezatorze Midi Ultimate Synthesiser opisanym w *Practical Electronics* (patrz maj 2019). Nie ma potrzeby dodawania vibrato ani tremolo – odpowiednim drżeniem rąk można uzyskać więcej niż zadowalający efekt.

Thereminy z regulacją tonów

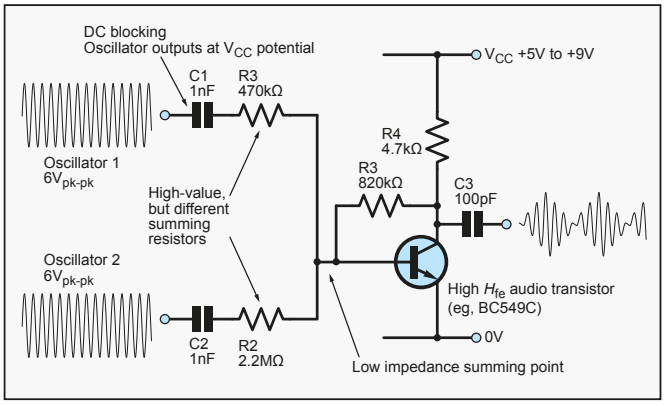
Proste Thereminy oferują tylko regulację wysokości dźwięku i polegają na ustaleniu zerowego punktu dudnienia, aby nie emitować nieustannie dźwięku. Moim bestsellerem jest *Pocket Theremin*, który po 23 latach jest nadal produkowany. Został on opublikowany w EPE we wrześniu 1995 roku, a następnie w podręczniku *Modern Amateur Electronics Manual*. Układ i wartości komponentów były udoskonalane przez lata. Obwody te nadal stanowią podstawę konstrukcji modułu tonów pokazanego na rysunku 5 i mogą być krytyczną mieszanką subtelnych rozwiązań w zakresie częstotliwości radiowych i dźwięku, a ich dopracowanie może zająć lata. Stosowana jest w tym przypadku raczej technika projektowania za pomocą lutownicy niż przy użyciu symulacji.

Gra na Thereminie

Pomimo tego, że o wiele precyzyjniej jest grać nuty na klawiaturze, gra na Thereminie ma magiczną, teatralną jakość: trzeba stać nieruchomo poruszając rękami w powietrzu, pozornie generując muzykę z niczego. Istnieją oczywiście inne bezdotykowe systemy sterowania muzyką za pomocą gestów, oparte na podczerwieni, ultradźwiękach i mikrofalach, ale to nie to samo. Theremin ma bowiem unikalną, wielokierunkową

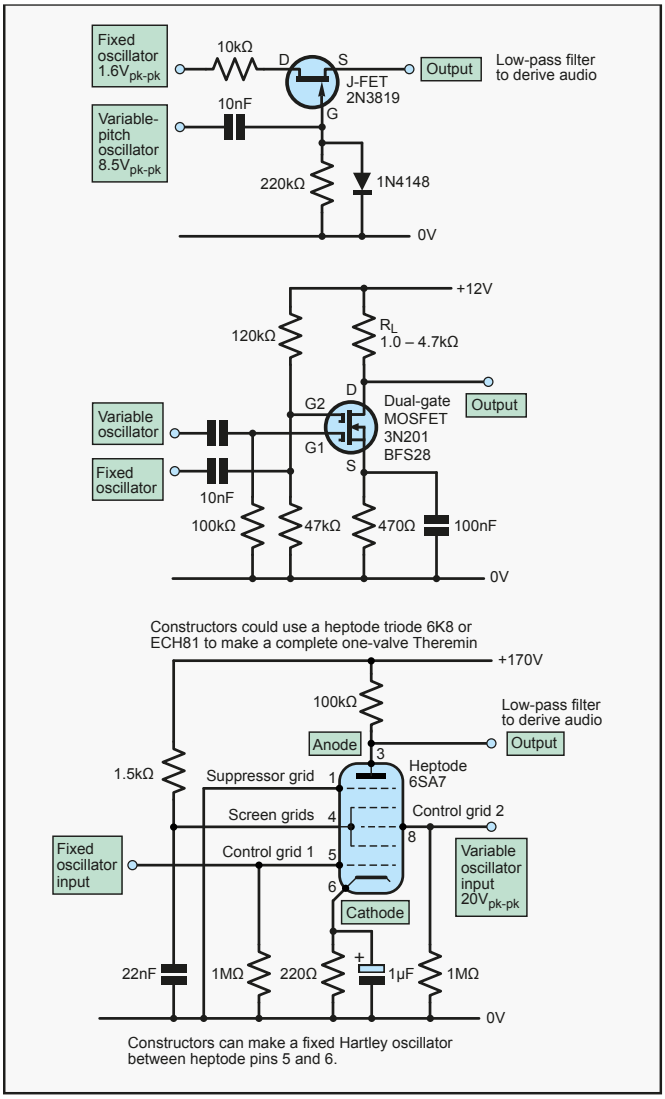


Rysunek 9. Przebieg heterodyny – obwiednia jest częstotliwością dudnienia.



Rysunek 10. Prosty stopień tranzystorowego mieszacza.

odpowiedź analogową pozbawioną opóźnień. Grając na nim mogę zamknąć oczy i poczuć, że pociągam za jakieś wyimaginowane struny. Nawet dzisiaj najlepszym rozwiązaniem jest wykorzystanie oryginalnej topologii obwodów Theremina z konwersją analogowo-cyfrową i sprytnym cyfrowym przetwarzaniem sygnału, wyzwalającym zapisane dźwięki muzyczne. Takie rozwiązanie zastosowano w urządzeniach *Theremin Bollards* na wystawie Wonderlab w Science Museum w Londynie, której pomysłodawcą jest David Young (rysunek 6).



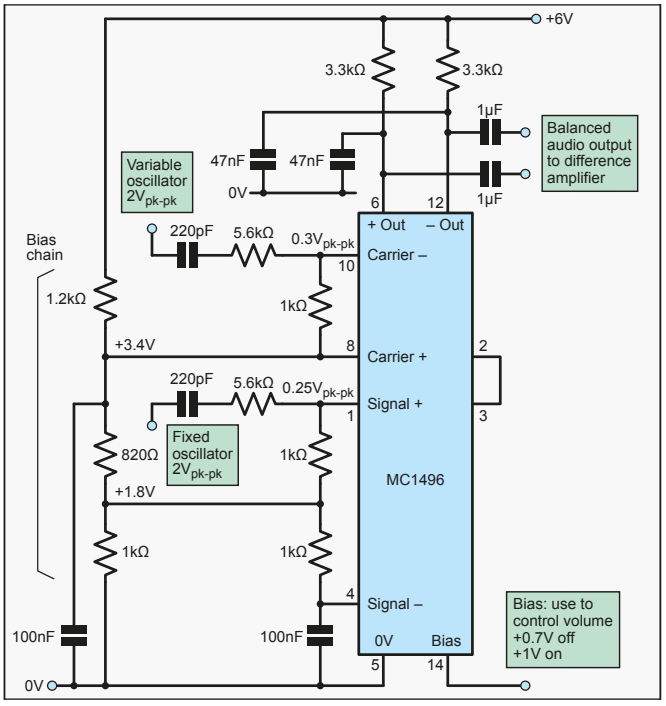
Rysunek 11. Od góry do dołu: Mieszacze – J-FET, dual-gate MOSFET, heptodowy.

eprasa.pl b8c17d8a95

Publiczność je uwielbia, ponieważ oprogramowanie usuwa wszystkie dudniące dźwięki, które są nieuniknione przy grze na Thereminie przez niedoświadczonych amatorów. Zwykle potrzeba lat ćwiczeń, aby grać zgodnie z melodią. Układ wejściowy jest taki sam jak użyty w prezentowanym tutaj układzie, ale z wyprowadzonym potencjometrem strojenia (rysunek 7) i z pulsacyjnym przebiegiem wyjściowym.

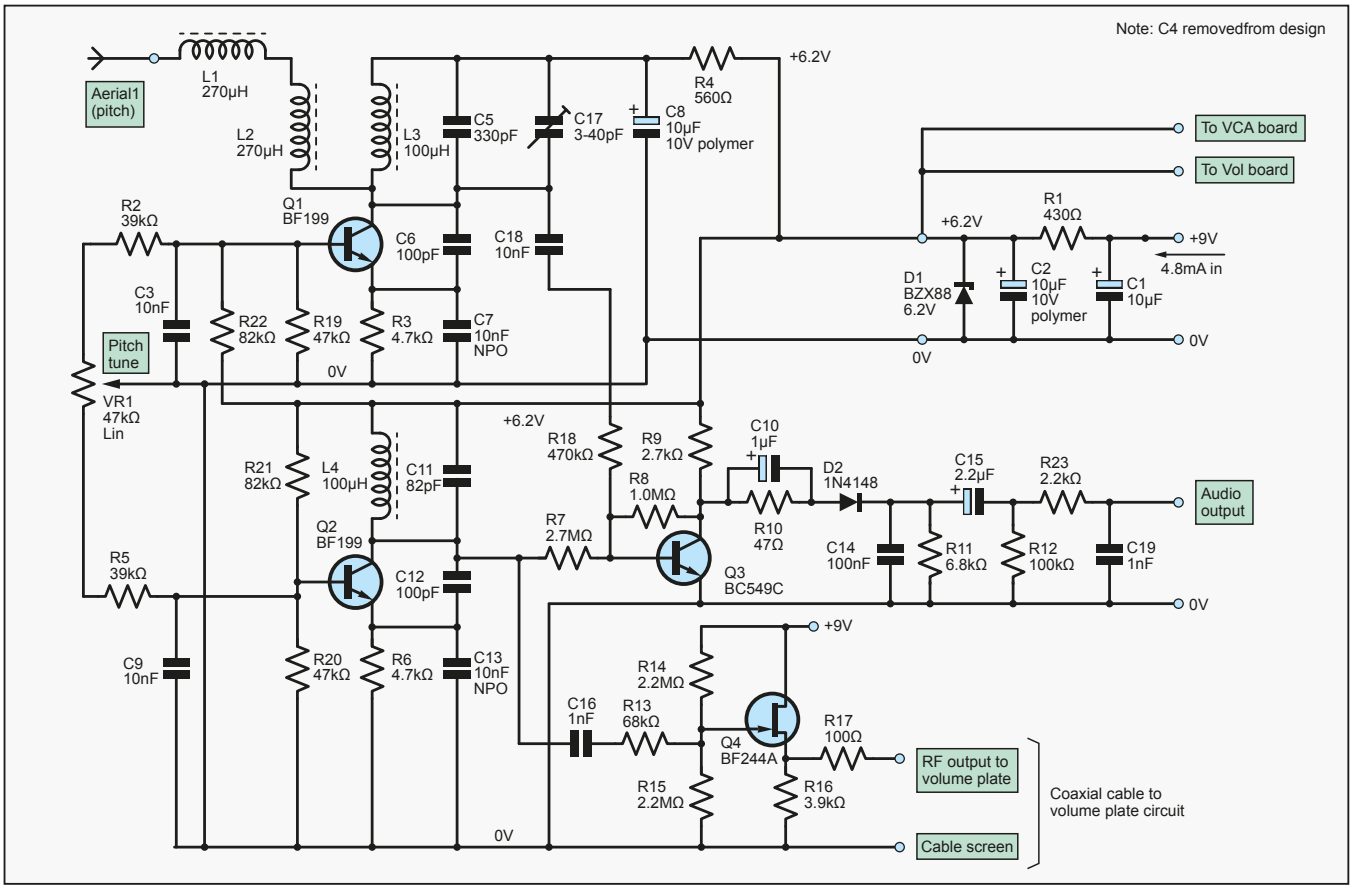
Oscylatory Theremina

Oscylatory zastosowane są w standardowych konfiguracjach oscylatorów RF. Preferowana jest topologia Colpittsa, ponieważ nie wymaga ona cewek z odczepem. „Odczep" jest bowiem realizowany przez parę kondensatorów. Zapewniają one dodatnie sprzężenie zwrotne, dzięki któremu zachodzi oscylacja. Czysty sygnał sinusoidalny jest wytwarzany dzięki rezonansowi o wysokim współczynniku Q przez dostrojony obwód. W przypadku oscylatorów indukcyjno-kondensatorowych, a w przeciwieństwie do rezystorowo-kondensatorowych oscylatorów audio, nie jest wymagany żaden skomplikowany układ regulacji amplitudy. Układ pracuje zwykle w klasie C, w którym urządzenie aktywne jest włączone tylko na mniej niż pół cyklu, co pobudza obwód rezonansowy powodując jego ciągłą generację (patrz rysunek 8). Ten tryb pracy daje nam wymierną korzyść, ponieważ zmieniając napięcie polaryzacji można kontrolować szerokość okresu przewodzenia. W ten sposób można zrealizować drobną korektę częstotliwości za pomocą napięcia, co oznacza, że prosty potencjometr może zapewnić precyzyjne dostrojenie, tak potrzebne w przypadku Thereminów. Opracowałem ten układ, aby zmniejszyć polaryzację jednego oscylatora, a zwiększyć drugiego. Dzięki temu uzyskałem dodatkowy zakres regulacji i zachowałem symetrię układu, aby zminimalizować dryft. Odpadły drogie regulowane cewki, kondensatory i diody warikapowe, których używałem pierwotnie. Osiągnąłem dzięki temu znaczne oszczędności.



Rysunek 12. Podwójnie zbalansowany mieszacz MC1496 zapewnia doskonałą czystość przebiegu.

Nie opatentowałem tego układu, ponieważ Thereminy nigdy nie będą generować dużych dochodów. Duże firmy nie tkną się tej kłopotliwej technologii, gdyż są one urządzeniami niestabilnymi i wymagają skomplikowanego strojenia przy produkcji.

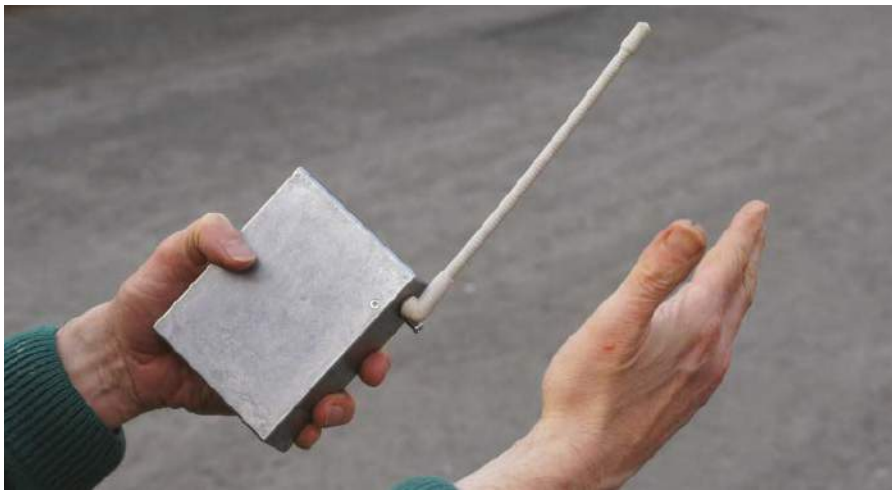


Rysunek 13. Pełny schemat generatora.

eprasa.pl b8c17d8a95

Stopień mieszacza/ demodulatora

Sygnały wyjściowe oscylatorów muszą zostać zsumowane na stopniu mieszacza. W rezultacie powstaje sygnał zmodulowany amplitudowo, tak jak w radiu AM, ze wstęgami bocznymi. Częstotliwość nośna to częstotliwość oscylatora RF, a modulacja amplitudy to częstotliwość dudnienia dźwięku, którą musimy wyodrębnić. Przebieg ten jest pokazany na rysunku 9. Odnosząc się do układu z rysunku 13, można w tym celu zastosować radiową technikę diody detektorowej (rysunek 10). Sygnał wyjściowy jest następnie filtrowany dolnoprzepustowo przez kondensatory C14 i C19, z pozostawieniem częstotliwości różnicowej. W tym przypadku, w mieszaczu zastosowano tranzystor bipolarny (Q3) z mieszaniem rezystancyjnym przez R18 i R7. Poziom jednego oscylatora jest wyższy niż drugiego. Ma to na celu uniknięcie zniekształceń spowodowanych całkowitą redukcją obwiedni do zera. Można też zastosować tranzystor FET – jeden oscylator „odcina" drugi, patrz rysunek 11. Daje to niższy poziom szumów, co tak naprawdę nie jest korzystne, gdyż odrobina szumów ubogaca brzmienie Theremina. Dwubramkowy MOSFET zapewnia dobrą izolację między oscylatorami; jeszcze lepszym rozwiązaniem jest heptoda, która posiada siatki ekranujące. W najbardziej wyrafinowanym systemie zastosowano układ modulatora pierścieniowego oparty na układzie MC1496, patrz rysunek 12. Przy odpowiednim ustawieniu poziomów poniżej 250 może dawać on na wyjściu sinusoidę o bardzo niskich zniekształceniach. Taki układ zastosował John Clark w swojej konstrukcji opisanej w Silicon Chip z sierpnia 2000 r. Chociaż taka technika jest bardzo przydatna w generatorach funkcyjnych, to w zastosowaniach muzycznych czysta fala sinusoidalna brzmi trochę nudno. Ostateczny układ płytki tonów jest pokazany na rysunku 13. Może on być użyty samodzielnie jako Theremin typu pitch-only, tak jak konstrukcja pokazana na rysunku 14. Granie na tego typu Thereminie wymaga jednak specjalnej techniki. Theremin musi być zestrojony w taki sposób, aby znajdował się w punkcie zerowym dudnień gdy ręka jest odsunięta od anteny.



Rysunek 14. Theremin typu pitch-only oparty wyłącznie na płytce wysokości tonów.

W następnym odcinku

W drugim odcinku skonstruujemy pierwszy podsystem Theremina – płytkę strojenia pokazaną na rysunkach 5 i 14. ■

Jake Rothman

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

REKLAMA



eprasa.pl b8c17d8a95

Pomiary pH wody i gleby, część 3

W ostatniej części artykułu omówimy, co i jak mierzymy za pomocą sondy pH.

Co mierzymy?

Wcześniej dowiedzieliśmy się, że sonda pH w istocie jest odmianą jednorazowej baterii (o znikomo małej wydajności prądowej), której napięcie zależy od pH roztworu, czyli od stężenia jonów wodorowych. Ściślej biorąc, jest to ogniwo stężeniowe Nernsta, za pomocą którego *nie mierzymy bezwzględnego stężenia*, tylko ***porównujemy stężenia (aktywność) dwóch roztworów***.

Dlatego w sondzie pH w jednym z półogniw musimy mieć roztwór wzorcowy/odniesienia o określonym odczynie, zazwyczaj neutralnym (pH=7,00). Jeżeli badany roztwór ma taki sam odczyn (np. czysta woda), to wytwarzane napięcie jest równe zeru.

Wytworzone napięcie będzie miało jedną (umownie przyjętą) biegunowość, gdy roztwór badany będzie kwaśny, oraz przeciwną biegunowość, gdy odczyn będzie zasadowy.

Skala pH jest *logarytmiczna* i tak się szczęśliwie składa, że w ogniwie Nernsta wytwarzane napięcie też jest wprost proporcjonalne do *logarytmu* różnicy stężeń jonów w dwóch półogniwach. Dzięki temu zależność wytwarzanego napięcia od współczynnika pH jest liniowa, co genialnie ułatwia odczyt. Ilustruje to uproszczony **rysunek 1**.

Uproszczenie polega na tym, że wartość wytworzonego napięcia zależy nie tylko od różnicy stężeń (aktywności), ale też w pewnym stopniu od temperatury.

Otóż wartość napięcia wytwarzanego przez sondę określa wzór Nernsta, pokazany na **rysunku 2** (z Wikipedii).

$$E = E^0 + \frac{RT}{zF} \ln \frac{a_{ox}}{a_{red}}$$

R – stała gazowa równa 8,314 $J \cdot K^{-1}\ mol^{-1}$
T – temperatura wyrażona w kelwinach
z – liczba elektronów wymienianych w reakcji połówkowej
a – aktywność molowa indywiduów chemicznych
F – stała Faradaya równa 96485 $C \cdot mol^{-1}$
[red] – stężenie molowe formy zredukowanej
[ox] – stężenie molowe formy utlenionej

2

Jak widać, powstające napięcie zależy od stałych fizycznych, a co istotne, także od temperatury (bezwzględnej). Dla temperatury pokojowej zależność ta upraszcza się do postaci:

$$\Delta E = -0{,}059\ \mathrm{V}\ (\mathrm{pH_1} - \mathrm{pH_2})$$

Z tego wynikałoby, że każda sonda pH, niezależnie od szczegółów jej budowy, ma jednakowy współczynnik przetwarzania wartości pH na napięcie. Owszem, ale współczynnik ten w pewnym niedużym stopniu zależny jest od temperatury, co ilustruje **rysunek 3**.

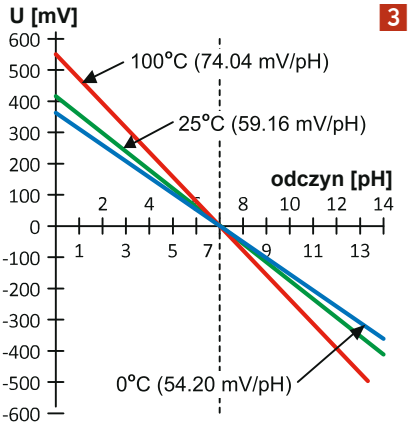
Rysunek 4 pozwala oszacować wielkość takiego błędu. Różnice 0,1...0,15 pH można pominąć w pomiarach przeprowadzanych w temperaturze pokojowej (zawsze jednakowej) oraz pomiarach mniej dokładnych.

Wpływ temperatury można też skompensować. Do tego potrzebna jest znajomość aktualnej temperatury. Zasadniczo należałoby mierzyć temperaturę sondy pH, bo to jej współczynnik się zmienia. Jednak większość szklanych sond pH nie ma wbudowanego czujnika temperatury. Wtedy kompensacja następuje na podstawie wskazań oddzielnego czujnika temperatury, który powinien być umieszczony w badanym roztworze. Jednak w rozwiązaniach mniej precyzyjnych jest on umieszczony w przyrządzie, a nie w dołączonej kablem sondzie pH.

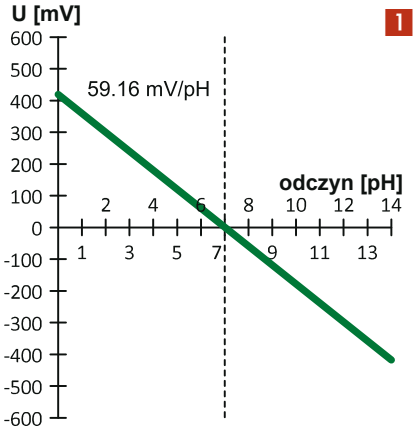
Jeżeli pomiary mają być dokładne, temperatura próbki i sondy powinna jak najmniej różnić się od temperatury przyrządu (w praktyce otoczenia). **Rysunek 5** pokazuje współczynniki przetwarzania dla różnych temperatur.

Niestety, znajomość współczynnika przetwarzania dla danej temperatury nie rozwiązuje problemu!

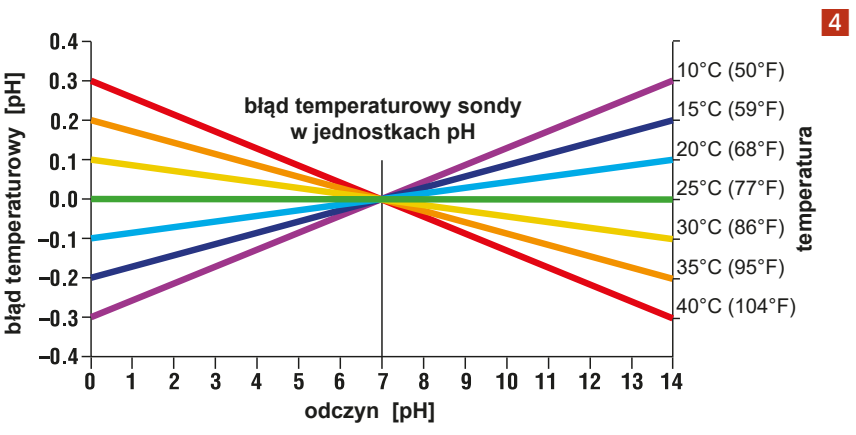
W poprzedniej części artykułu mówiliśmy, że sonda pH to skomplikowany system



3



1



4

eprasa.pl b8c17d8a95

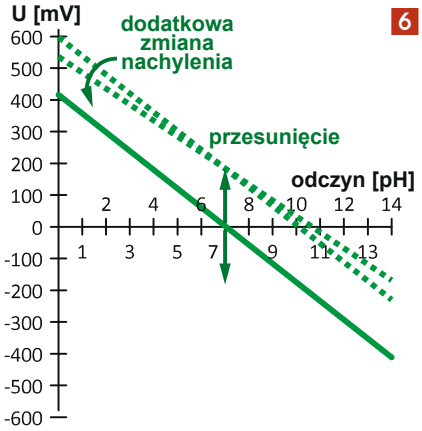
5

T °C	U_N mV	T °C	U_N mV	T °C	U_N mV
0	54.20	35	61.14	70	68.08
5	55.19	40	62.13	75	69.08
10	56.18	45	63.12	80	70.07
15	57.17	50	64.12	85	71.06
20	58.16	55	65.11	90	72.05
25	59.16	60	66.10	95	73.04
30	60.15	65	67.09	100	74.04

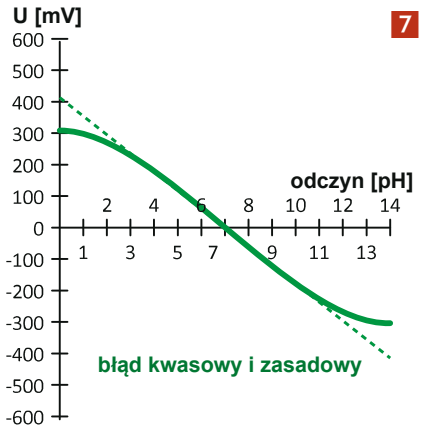
elektrochemiczny, w którym wytwarzane są dodatkowe napięcia na wszystkich granicach ośrodków (złączach) i naliczyliśmy aż sześć źródeł napięć. Na napięcie wyjściowe sondy mają też wpływ różne inne czynniki i co ważne, czynniki te zmieniają się z czasem i zależą od różnych warunków i okoliczności. W rezultacie charakterystyka sondy pH zmienia się i nie sposób dokładnie przewidzieć, jak się zmienia. Oprócz pokazanego na rysunku 3 wpływu temperatury, wspomniane dodatkowe źródła napięć mogą ją „przesuwać w pionie, ale też dodatkowo zmieniać nachylenie, co z pewną przesadą pokazane jest na **rysunku 6**.

Ściślej biorąc, przy skrajnych wartościach pH charakterystyka może ulegać znaczącemu zakrzywieniu, co (też z pewną przesadą) pokazane jest na **rysunku 7**.

Błędy „kwasowy i zasadowy" mają znaczenie tylko w pomiarach laboratoryjnych, natomiast przy pomiarach „użytkowych" zakres pomiarowy pH zazwyczaj nie jest szerszy



6



7

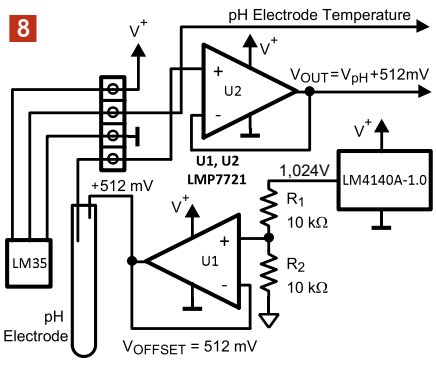
niż 4 pH...10 pH, więc można je pominąć. Ale nie można pominąć problemu zasygnalizowanego na rysunku 6. Tym bardziej że trywialnym powodem „spłaszczania charakterystyki" może być, a raczej jest wpływ rezystancji obciążenia sondy. A tą rezystancją obciążenia jest nie tylko rezystancja wejściowa układu pomiarowego (woltomierza), ale też rezystancja upływu izolacji, która może się zmieniać, choćby tylko pod wpływem wilgoci.

Podane właśnie informacje rzucają zupełnie nowe światło na kwestię pomiarów napięcia sondy pH. Z uwagi na problem pokazany na rysunku 6 rozważania teoretyczne i kompensacja temperaturowa tracą sens użytkowy.

Okazuje się mianowicie, że nawet wymyślne sposoby automatycznej kompensacji temperaturowej i tak nie zagwarantują precyzji. Z uwagi na zmienność błędów zasygnalizowanych na rysunku 6 i wpływ starzenia jedynym sposobem na uzyskanie precyzyjnych wyników jest okresowa kalibracja. Jak pokazuje zamieszczona w poprzednim odcinku fotografia 9, dostępne są roztwory (bufory) o wzorcowym pH, które są niejako chemicznym odpowiednikiem diody Zenera. Po skalibrowaniu za pomocą wiarygodnego roztworu kalibracyjnego, przez pewien czas pehametr pozwoli uzyskać znakomitą rozdzielczość, a nawet dokładność 0,01 pH. I prawie wszystkie dostępne na rynku pehametry mają możliwość kalibracji.

W warunkach amatorskich dokładność 0,01 pH nie jest ani potrzebna, ani możliwa do uzyskania z kilku dalszych, nieomówionych tu powodów „chemicznych". Ale nawet gdyby dopuścić mniejszą precyzję, samodzielnie realizowane pehametry też powinny mieć możliwość kalibracji. Zazwyczaj jest to kalibracja dwupunktowa, przeprowadzana przy pH 4 i 7 albo pH 7 i 10.

W przypadku rozwiązań analogowych najprościej jest zastosować wzmacniacz (w wejściem pojedynczym albo symetrycznym) zasilany napięciem symetrycznym co najmniej ±9 V, który ma możliwość i kalibracji zera (offset), i zmiany wzmocnienia (współczynnika przetwarzania). Wtedy



8

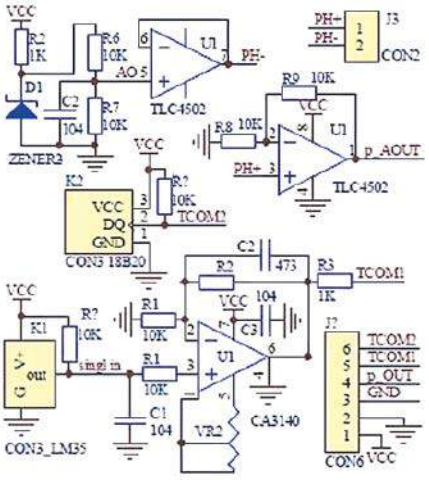
podczas kalibracji najpierw trzeba włożyć sondę do roztworu o pH=7,00 i ustawić napięcie wyjściowe wzmacniacza 0 V. Potem trzeba sondę włożyć do roztworu o pH=4 albo pH=10 i ustawić na wyjściu wzmacniacza napięcie +3 V albo –3 V. Otrzymamy pehametr o współczynniku przetwarzania 1 V/pH, na którego wyjściu napięcie mierzymy jakimkolwiek woltomierzem. Zalecana w niektórych źródłach prostsza procedura kalibracji, pomijająca roztwór o pH=7, polegająca na zwarciu wejścia i ustawieniu zera, jest gorsza, bo nie pozwoli usunąć błędu przesunięcia, który może być duży, rzędu 30 mV, co daje błąd aż 0,5 pH.

Schematy, schematy...

Obecnie większość układów zasilanych jest pojedynczym napięciem, co nieco komplikuje kalibrację. Wzmacniacz napięcia sondy pH musi mieć ogromną rezystancję wejściową, w praktyce będzie to wzmacniacz operacyjny z tranzystorami MOSFET albo JFET na wejściach. Rozwiązania układowe mogą być najróżniejsze. Przykładów można szukać w Internecie. Na **rysunku 8** pokazany jest schemat z materiałów TI. Układ ma być zasilany napięciem pojedynczym +5 V albo nawet mniejszym. Zmiany napięcia sondy nie są wzmacniane, bo U2 to nieodwracający bufor o dużej rezystancji wejściowej. Na „zimnej" końcówce sondy pH występuje napięcie +512 mV (połowa napięcia zLM4149A), więc o tyle przesunięte są zmiany napięcia z sondy.

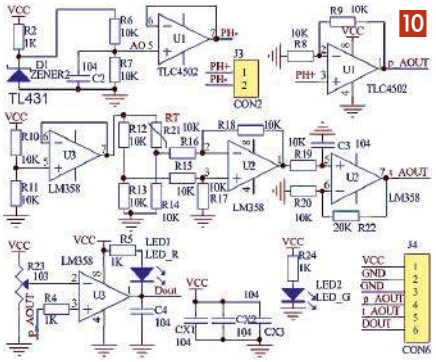
Taką samą koncepcję wykorzystano w tanich chińskich „modułach pH", które z reguły zawierają podobne rozwiązanie, tylko z mniej precyzyjnymi elementami. **Rysunek 9** pokazuje schemat jednej z kilku wersji takiego modułu (nie wiadomo po co) z dwoma czujnikami temperatury DS18B20 i LM35.

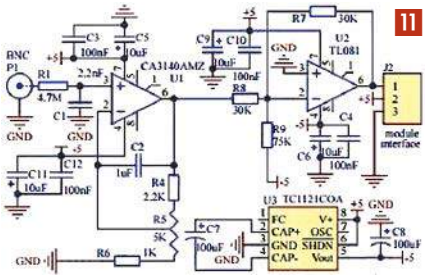
Rysunek 10 przedstawia schemat wersji z termistorem i z dodatkowym komparatorem. Te proste moduły



9

eprasa.pl b8c17d8a95



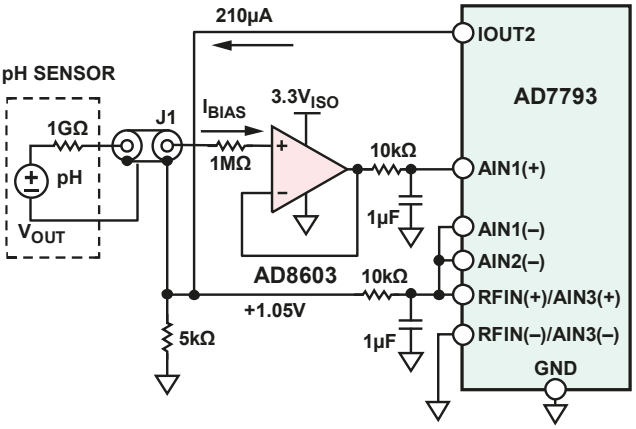


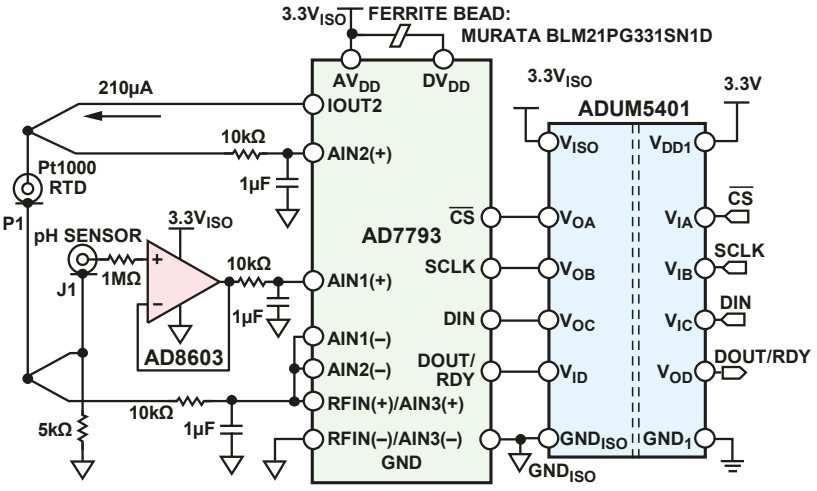
nie mają obwodów do kalibracji, a nawet gdyby miały, nie byłoby to zbyt wygodne. Są one jednak przewidziane do współpracy z mikrokontrolerem (np. z Arduino), więc kalibrację można, a nawet trzeba zrealizować programowo. Zastosowany (o ile to prawda w przypadku tanich modułów) wzmacniacz operacyjny TLC4502 ma znakomite parametry, jest to wzmacniacz CMOS z autozerowaniem (zerowy offset i dryft) i typowym prądem wejściowym 1 pikoampera. Źródłem błędów będzie przede wszystkim sama sonda pH, a w mniejszym stopniu źródło napięcia odniesienia (zazwyczaj TL431).

Rysunek 11 pokazuje znaleziony gdzieś w Internecie schemat z tanią kostką CA3140, gdzie pojedyncze napięcie zasilania jest wykorzystywane do wytworzenia napięcia ujemnego za pomocą scalonej przetwornicy pojemnościowej. **Rysunek 12** pochodzi z materiałów Analog Devices i pokazuje nieco uproszczony przykład dołączenia sondy pH do bufora w postaci kostki AD8603, gdzie sygnał analogowy zostaje podany na przetwornik analogowo-cyfrowy AD7793 i gdzie wykorzystane jest źródło napięcia odniesienia tego przetwornika.

Rysunek 13 to podobny przykład, ale z dodatkowym czujnikiem temperatury w postaci czujnika platynowego Pt1000 (nie Pt100). Na schemacie widać układ ADUM5401, który jest scalonym optoizolatorem. Zawiera nie tylko cztery kanały transmisji cyfrowej (do 25 Mbps), ale też izolowaną przetwornicę, która przekazuje energię, do 500 mW, na stronę izolowaną (zaciski V_{ISO}, GND_{ISO}).

W Internecie można znaleźć mnóstwo różnych schematów. Niektóre pochodzą

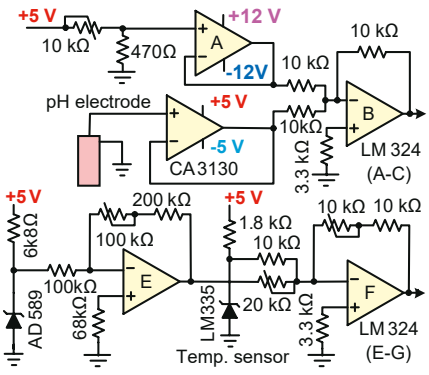




„z dobrych źródeł", inne są wytworem hobbystów o powiedzmy, umiarkowanym doświadczeniu. Na **rysunku 14** pokazany jest przykład obwodów wejściowych pehametru, gdzie trudno uzasadnić proponowane rozwiązania, w szczególności komplikację układu i obecność symetrycznych napięć ±12 V.

Jednak ogólnie biorąc realizacja obwodów wejściowych nie jest trudna. Trzeba tylko wykorzystać wzmacniacz operacyjny o naprawdę małym prądzie wejściowym, rzędu pojedynczych pikoamperów (nie nanoamperów). Najlepiej, gdyby to był układ z wejściami CMOS, ale i współczesne wzmacniacze z tranzystorami JFET na wejściach też mają małe prądy polaryzacji. Takich wzmacniaczy operacyjnych jest teraz mnóstwo.

Problemem może okazać się coś innego: na rezystancję obciążającą sondę składa się nie tylko rezystancja wejściowa wzmacniacza, ale też wszelkie upływności. Dlatego zaleca się staranne izolowanie kluczowego obwodu od sondy do wejścia wzmacniacza. Niektórzy radzą, żeby nie wykorzystywać ścieżek płytki, tylko „gorący" wewnętrzny styk gniazda BNC lutować bezpośrednia do nóżki wejściowej scalonego wzmacniacza, która nie jest przylutowana do płytki, tylko „wisi w powietrzu".

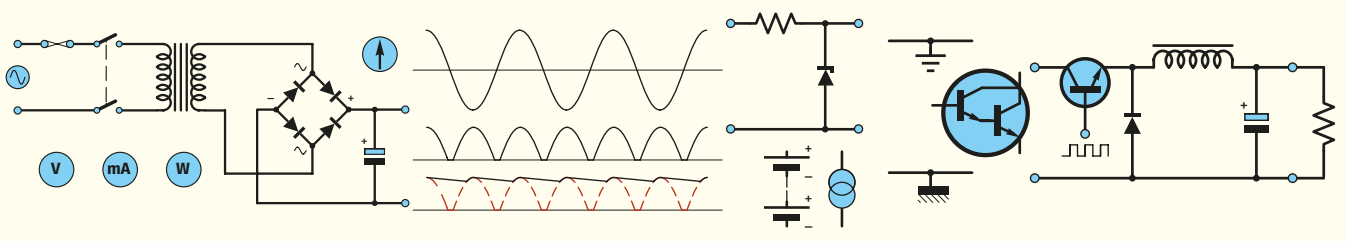


Mam nadzieję, że podane w artykule wskazówki pozwolą Czytelnikom prawidłowo zrealizować pomiary pH. ■

Piotr Górecki

REKLAMA


eprasa.pl b8c17d8a95



Zasilanie do twojego projektu, część 5. Sterowniki impulsowe

Twój projekt wydaje się być skończony i gotowy do uruchomienia, lecz zadanie nie jest jeszcze wykonane dopóki nie zastosujesz odpowiedniego źródła zasilania. Rozwiązanie tego problemu może być tak proste, jak zastosowanie gotowego zasilacza o odpowiednich parametrach, bądź też tak złożone, jak zbudowanie własnego systemu zasilania z zasilaniem impulsowym, kilkoma wyjściami oraz podtrzymaniem bateryjnym. Nasz kurs ma za zadanie pomóc w rozwiązaniu tej kwestii i dostarczyć wiedzy na temat ważnych aspektów zasilania układów elektronicznych. W zeszłym miesiącu przedstawiliśmy zasilacze impulsowe (SMPS) i wyjaśniliśmy podstawowe zasady działania stabilizatorów impulsowych typu buck (step-down) i boost (step-up). W tym miesiącu zajmiemy się szczegółowym omówieniem układów scalonych stosowanych w większości współczesnych zasilaczy impulsowych. Te uniwersalne układy oferują ciekawe rozwiązanie problemu sterowania i stabilizacji wyjścia zasilacza impulsowego. Nasz praktyczny projekt będzie miał postać wydajnego stabilizatora SMPS. Abyś mógł zbadać działanie układu na poziomie poszczególnych elementów, oparliśmy projekt na kilku elementach dyskretnych, a nie na dedykowanym stabilizatorze SMPS.

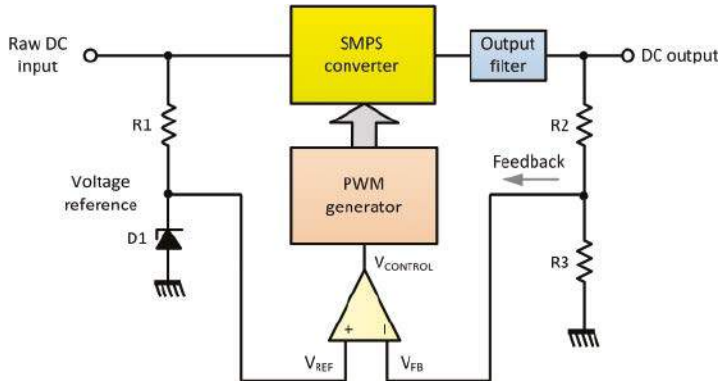
Kostki sterowników SMPS

Na rynku dostępna jest szeroka gama dedykowanych układów scalonych sterowników SMPS, co znacznie upraszcza projektowanie i budowę zasilacza opartego na technologii impulsowej. Poza poprawą niezawodności i wydajności, zastosowanie dedykowanego układu scalonego sterownika może znacznie zmniejszyć liczbę komponentów i rozmiar płytki drukowanej. Ponadto gotowe stabilizatory impulsowe są dostępne po okazyjnych cenach u wielu sprzedawców detalicznych i w Internecie (patrz rysunek 5.1). Sterowniki SMPS zwykle łączą funkcję przetwornicy (z lub bez zewnętrznego elementu przełączającego) z funkcją stabilizatora i źródła przełączającego opartego na oscylatorze z modulacją szerokości impulsu (PWM) współpracującym ze wzmacniaczem błędu i napięciem referencyjnym. W układach sterowników mogą być również wbudowane inne funkcje, takie jak wewnętrzna wartość napięcia referencyjnego, pomiar i ograniczanie prądu, miękki start i sterowanie zasilaniem w trybie czuwania. Rodzina sterowników UCx84x produkowanych przez Texas Instruments zapewnia funkcje niezbędne do sterowania pracą zasilacza SMPS. Uproszczona architektura wewnętrzna UC3842 jest pokazana na rysunku 5.2. Na rysunku 5.3 pokazano, jak

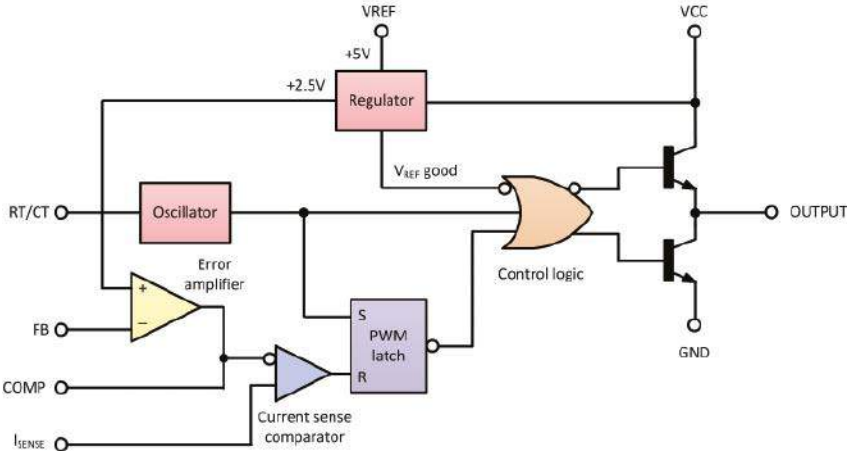


Rysunek 5.1. Niedrogie stabilizatory typu buck (L) i boost (R) są dostępne w sklepach stacjonarnych i online.

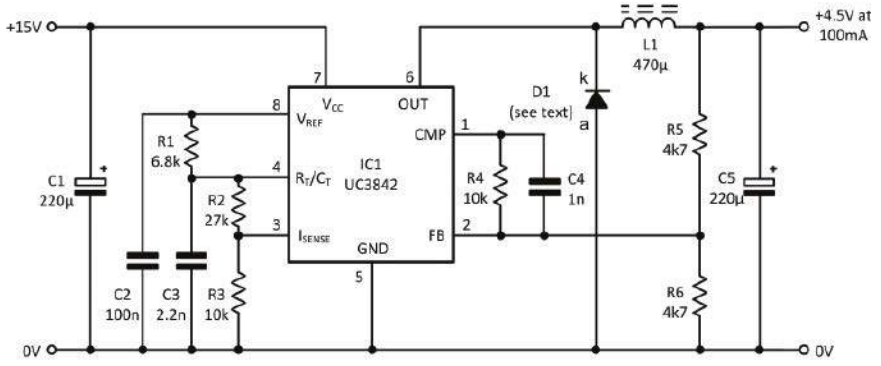
eprasa.pl b8c17d8a95



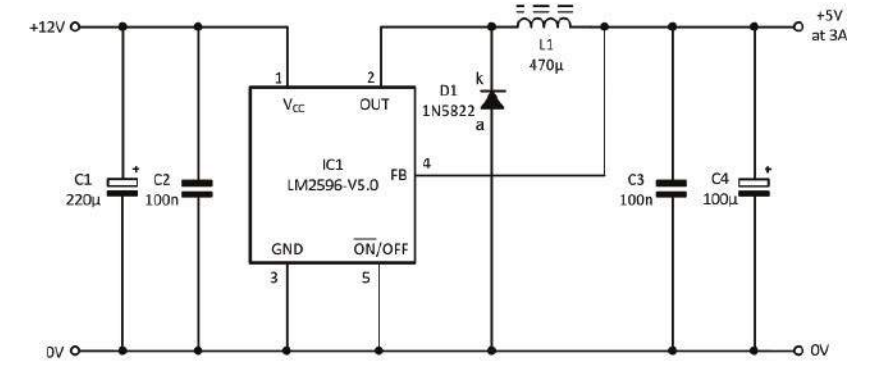
Rysunek 5.2. Uproszczony układ stabilizatora SMPS łączącego funkcje przekształtnika i stabilizatora.



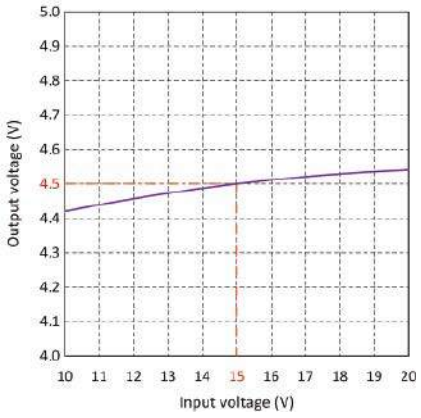
Rysunek 5.3. Uproszczona architektura wewnętrzna sterownika UC3842.



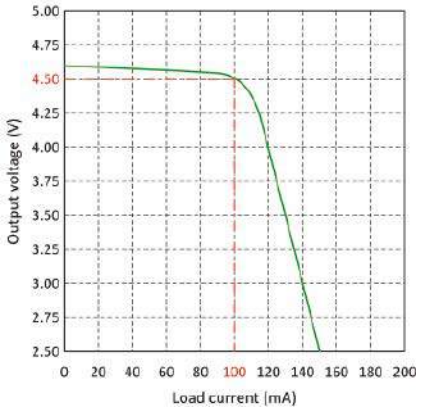
Rysunek 5.4. Stabilizator buck oparty na sterowniku UC3842. Układ dostarcza napięcie 4,5 V przy 100 mA z nominalnego wejścia DC 15 V.



Rysunek 5.7. Stabilizator buck oparty na LM2596-V5.0. Układ zapewnia stałe napięcie wyjściowe +5 V przy 3 A i może stanowić doskonały zamiennik stałego trójkońcówkowego stabilizatora liniowego napięcia.



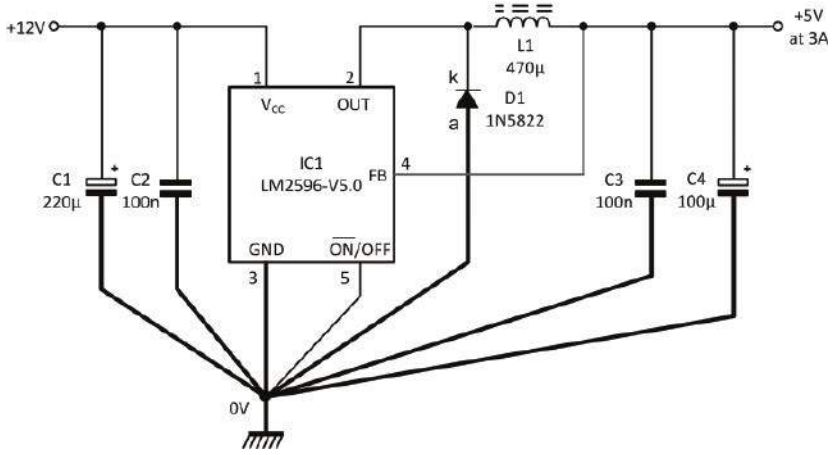
Rysunek 5.5. Charakterystyka stabilizacji liniowej dla układu z rysunku 5.4.



Rysunek 5.6. Charakterystyka stabilizacji od obciążenia dla układu z rysunku 5.4.

można wykorzystać kostkę sterownika SMPS UC3842 firmy Texas Instruments w prostym stabilizatorze buck, który wytwarza napięcie wyjściowe 4,5 V przy 100 mA bez konieczności stosowania zewnętrznego tranzystora przełączającego. Na rysunku 5.4 pokazano stabilizator buck oparty na UC3842. Urządzenie to pracuje z prądem zasilania wynoszącym zaledwie 11 mA, ale ma znacznie większą zdolność wysterowania wyjścia. Należy zauważyć, że wyjście UC3842 jest często wyposażone w dodatkowe diody Schottky'ego (nie pokazano ich na rysunku 5.4), aby zapobiec ujemnemu spolaryzowaniu podłoża układu. Inne układy należące do tej rodziny (np. UCC3802 i UCC3809) mają niskoprądowe wyjścia CMOS i dlatego nie wymagają takich środków ostrożności. Układ pracuje z częstotliwościami przełączania do 500 kHz, a częstotliwość wewnętrznego oscylatora jest ustawiana za pomocą pojedynczego rezystora i kondensatora (R2 i C3 na rysunku 5.4). Układ został zaprojektowany tak, aby zastąpić nieco nieefektywne zasilanie niskonapięciowe oparte na bocznikowej diodzie Zenera o napięciu 4,7 V. Układ dostarcza 4,5 V przy 100 mA z nominalnego wejścia 15 V DC i działa ze sprawnością

eprasa.pl b8c17d8a95

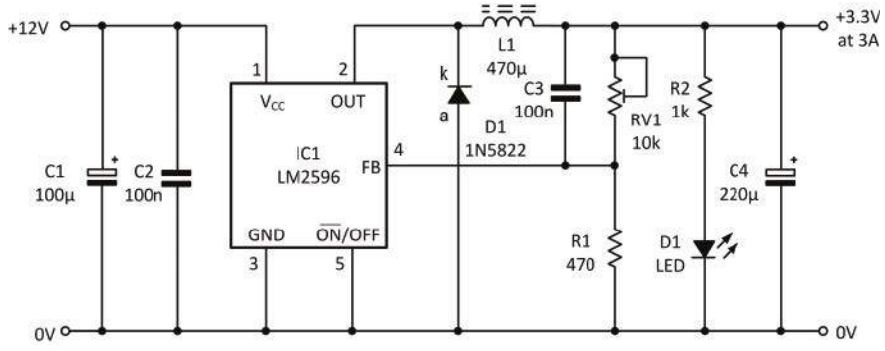


Rysunek 5.8. Praktyczne uwagi dotyczące prowadzenia ścieżek układu pokazanego na rysunku 5.7. Aby uniknąć szumów i niestabilności, grube linie powinny być jak najkrótsze i powinny mieć szerokie ścieżki na płytce drukowanej. Na wejściu i wyjściu należy zastosować wspólne połączenie common/0V (masa), a przewody sprzężenia zwrotnego (zaznaczone na czerwono) powinny być poprowadzone z dala od cewki (L1).

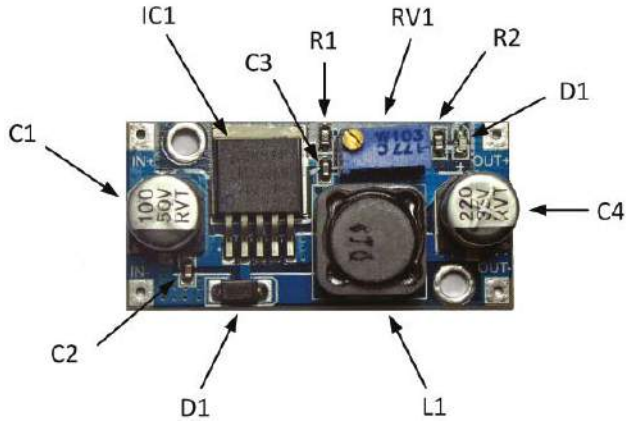
zbliżoną do 90%, podczas gdy liniowy stabilizator bocznikowy, którego zastąpił, osiąga tylko około 30%. Charakterystyki stabilizacji liniowej i w zależności od obciążenia dla układu z rysunku 5.4 są pokazane odpowiednio na rysunkach 5.5 i 5.6.

Sterownik SMPS LM2596

Sterowniki serii LM2596HV firmy Texas Instruments to monolityczne układy scalone, które zapewniają wiele funkcji gotowych do wykorzystania w różnych aplikacjach SMPS. Urządzenia te są dostępne w wersjach o stałym napięciu wyjściowym 3,3 V, 5 V, 12 V, a także w wersji o regulowanym napięciu wyjściowym. Układy są dostępne w standardowej obudowie TO-220 z 5 wyprowadzeniami, a także w obudowach TO-263 do montażu powierzchniowego oraz SOP-8 z 5 wyprowadzeniami. W przypadku większości projektów domowych zalecamy wersję 5-pinową TO-220, ponieważ obudowa ta jest najłatwiejsza w zastosowaniu. LM2596 posiada możliwość wyłączania sygnałem zewnętrznym i równocześnie charakteryzuje się bardzo niskim poborem prądu w trybie czuwania wynoszącym 30 µA. Wyjście układu posiada funkcję ograniczania prądu cykl po cyklu, a także wyłącznik termiczny. Wreszcie, sterownik LM2596 umożliwia zbudowanie w pełni funkcjonalnego zasilacza SMPS przy użyciu tylko czterech elementów zewnętrznych! Na rysunku 5.7 pokazano bardzo prosty stabilizator buck oparty na LM2596-V5.0. Układ zapewnia stałe napięcie wyjściowe +5 V przy 3 A prądu obciążenia i może stanowić wydajny zamiennik stałego trójkońcówkowego stabilizatora liniowego napięcia, takiego jak 7805 (patrz poprzednie odcinki niniejszej serii).



Rysunek 5.9. Kompletny stabilizator SMPS 3,3 V 3 A oparty na układzie LM2596 w wersji ze zmiennym napięciem wyjściowym.



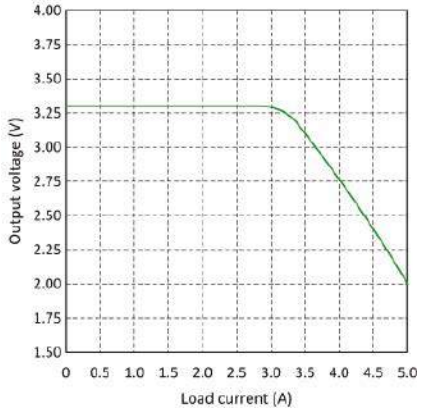
Rysunek 5.10. Tani, dostępny w handlu stabilizator buck oparty na układzie pokazanym na rysunku 5.9.

Kilka słów o ścieżkach i layoucie płytki

Prowadzenie i rozmieszczenie ścieżek na płytkach drukowanych w zasilaczach impulsowych jest o wiele bardziej krytyczne niż w przypadku większości zasilaczy liniowych. Skutkiem nieprzywiązywania wagi do rozmieszczenia ścieżek mogą być znaczne ilości zakłóceń promieniowanych z płytki i związanych z nią ścieżek, jak również przewodzonych poprzez połączenia i przewody. Zakłócenia te o wysokiej częstotliwości są efektem występowania szybkiego przełączania w zasilaczu SMPS. Można je jednak znacznie ograniczyć poprzez staranne umieszczenie kondensatorów odsprzęgających (C1 do C4 na rysunku 5.7) w pobliżu sterownika SMPS i innych elementów przełączających. Istotne jest również zapewnienie bardzo krótkiej, bezpośredniej i niskooporowej ścieżki do masy układu. Rysunek 5.8 ilustruje tę ważną zasadę.

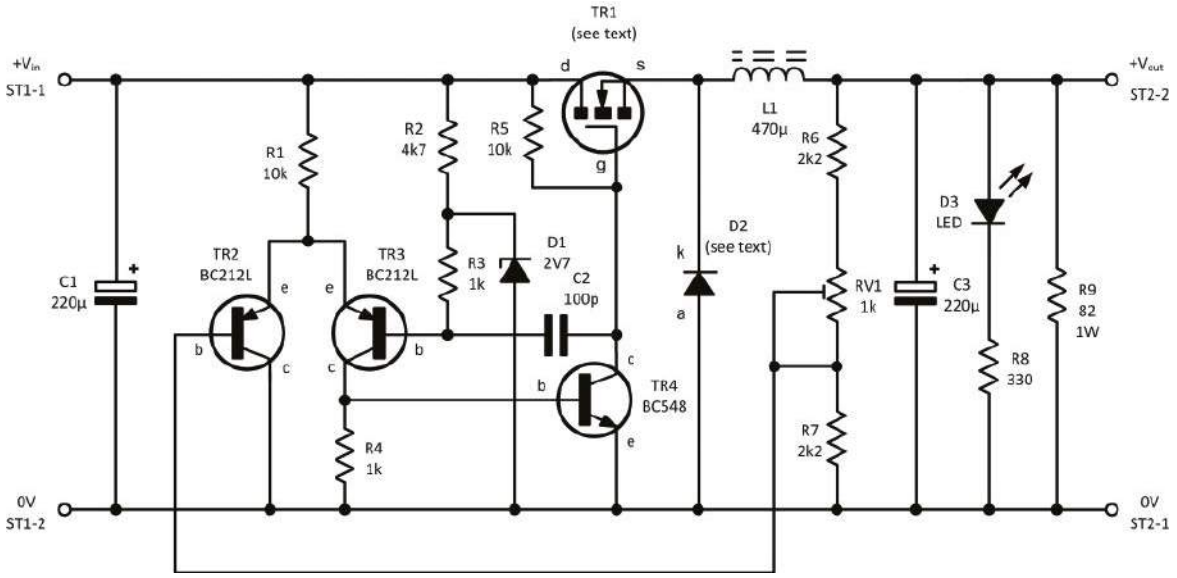
Użycie gotowych modułów SMPS

W tym miejscu należy wspomnieć, że gotowe moduły SMPS są coraz powszechniej dostępne

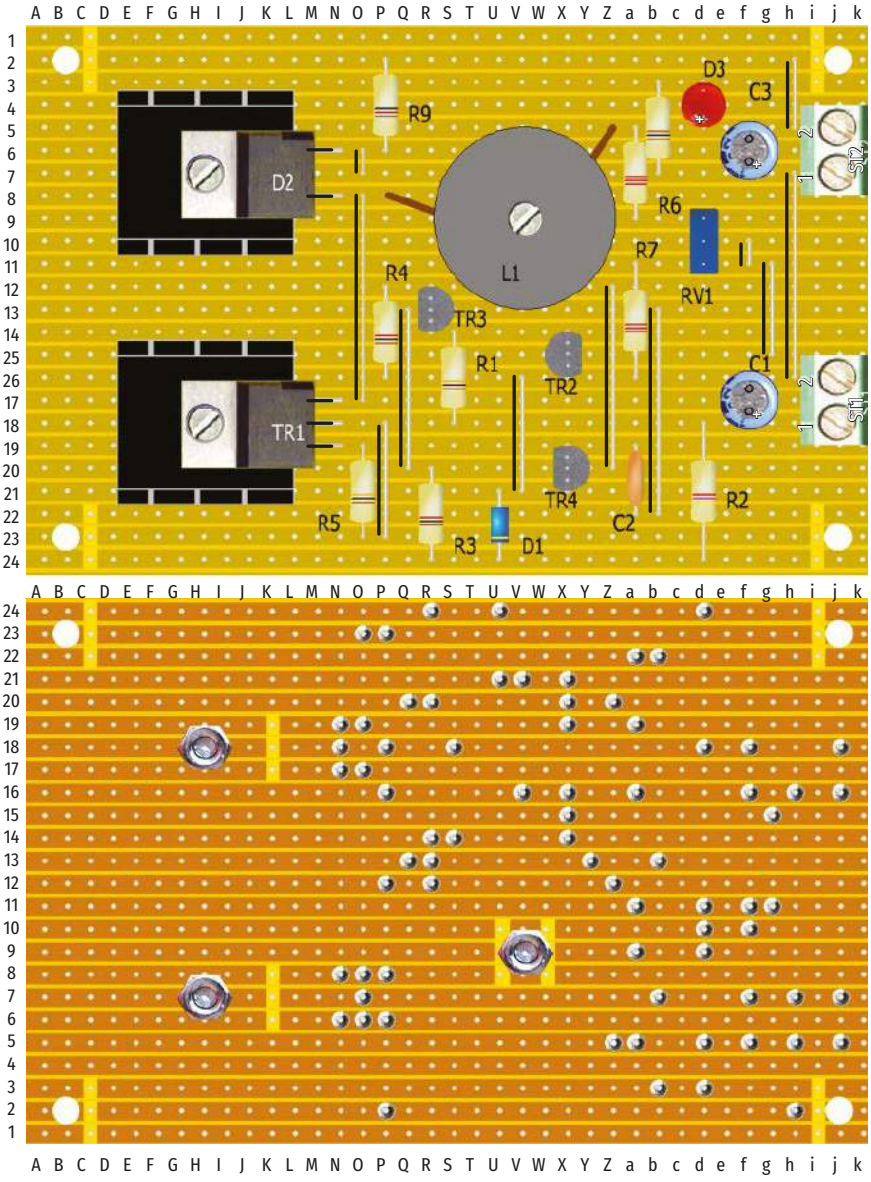


Rysunek 5.11. Charakterystyka stabilizacji obciążenia dla stabilizatora buck przedstawionego na rysunku 5.9.

eprasa.pl b8c17d8a95



Rysunek 5.12. Projektem praktycznym w tym miesiącu jest stabilizator SMPS zbudowany z elementów dyskretnych.



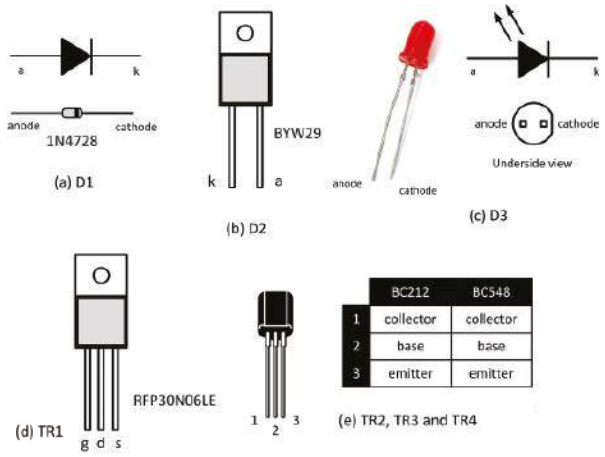
Rysunek 5.13. Schemat ułożenia elementów i połączeń stabilizatora SMPS na uniwersalnej płytce drukowanej.

po bardzo umiarkowanych kosztach i warto rozważyć zastosowanie takiego gotowego modułu, zamiast próbować zaprojektować i zbudować SMPS od podstaw. Na rysunku 5.9 pokazano obwód kompletnego stabilizatora SMPS 3,3 V 3 A opartego układzie LM2596 w wersji o zmiennym wyjściu. Wersja tego układu zamontowana na płytce drukowanej (patrz rysunek 5.10) jest łatwo dostępna w niskich cenach u wielu sprzedawców detalicznych i w Internecie (szukaj hasła „LM2596 module" w serwisach eBay, Banggood i GearBest). Kupuj uważnie, gdyż istnieje kilka wariantów. Upewnij się więc, że kupujesz to, czego potrzebujesz. Wydajność układu z rysunku 5.9 jest znakomita, co można ocenić na podstawie charakterystyki stabilizacji od obciążenia pokazanej na rysunku 5.11. Wykres ten wyraźnie pokazuje, że napięcie wyjściowe stabilizatora SMPS (3,3 V) pozostaje zasadniczo stałe w całym zakresie prądów obciążenia aż do maksymalnej mocy znamionowej 3 A.

Projekt praktyczny: stabilizator SMPS

W tym miesiącu projekt praktyczny ma postać stabilizatora SMPS opartego na technologii elementów dyskretnych. Wykorzystanie pojedynczych elementów pozwoli Ci na badanie napięć i przebiegów w obwodzie, a także na dokonywanie zmian wartości elementów, co byłoby niemożliwe, gdyby został użyty dedykowany układ scalony stabilizatora SMPS. Układ został maksymalnie uproszczony i wykorzystuje tylko cztery tranzystory i trzy diody. Stabilizator SMPS jest przeznaczony do wytwarzania stałego napięcia wyjściowego 6 V przy prądzie obciążenia do 2 A. Układ zawiera możliwość regulacji, dzięki czemu napięcie wyjściowe można ustawiać

eprasa.pl b8c17d8a95

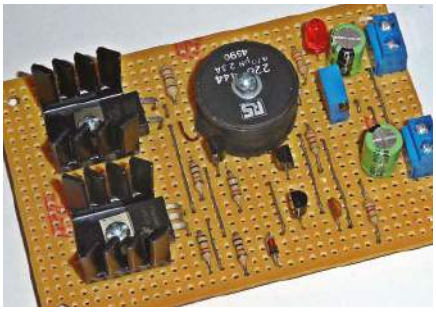


Rysunek 5.14. Opis wyprowadzeń elementów stabilizatora SMPS.

w zakresie od 5,6 V do 6,8 V. Układ idealnie nadaje się do zasilania małych mikrokontrolerów (np. Arduino lub Raspberry Pi) z akumulatora samochodowego lub z niestabilizowanego zasilacza sieciowego 12 V DC. Specyfikacja obwodu jest następująca:

Napięcie wejściowe:	10 V do 15 V
Napięcie wyjściowe:	6 V
Zakres regulacji:	około 5,6 V...6,8 V
Prąd obciążenia:	maksymalnie 2 A
Częstotliwość przełączania:	około 45 kHz
Szumy:	<50mV pk-pk przy 1 A na wyjściu
Stabilizacja liniowa:	6%
Stabilizacja od obciążenia:	lepsza niż 4%
Rezystancja wyjściowa:	0,125 Ω

Układ naszego stabilizatora SMPS jest pokazany na rysunku 5.12. Układ różnicowy utworzony przez TR2 i TR3 działa jako prosty wzmacniacz błędu z napięciem sprzężenia zwrotnego pochodzącym z dzielnika potencjału złożonego z R6, RV1 i R7. Wyjście wzmacniacza błędu jest wyprowadzane z kolektora TR3 i podawane na TR4, który steruje bramką MOSFETa przełączającego TR1. Aby zapewnić impulsy przełączające, TR3 i TR4 tworzą oscylator astabilny z dodatnim sprzężeniem zwrotnym poprzez kondensator C2, który ustala częstotliwość przełączania (około 45 kHz). Sygnał prostokątny pojawia się na drenie tranzystora TR2



Rysunek 5.15. Gotowy stabilizator SMPS.

i jest prostowany za pomocą szybkiej diody D1. Dodatnie napięcie wyjściowe ładuje kondensator C3, działający jako kondensator magazynujący ładunek. Dioda LED D2 i współpracujący z nią szeregowy rezystor ograniczający prąd (R8) sygnalizują obecność napięcia wyjściowego DC.

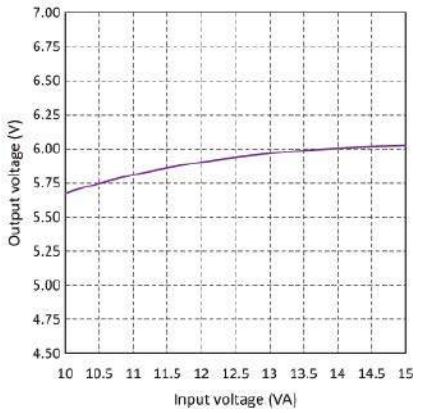
Potrzebne będą...

Płytka uniwersalna z miedzianymi paskami (24 paski po 37 otworów)
2 listwy śrubowe 2-torowe do druku (ST1 i ST1)
2 rezystory 10 Ω (R1, R5)
2 rezystory 1 kΩ (R3, R4)
1 rezystor 4,7 kΩ (R2)
2 rezystory 2,2 kΩ (R6, R7)
1 rezystor 330 Ω (R8)
1 rezystor 89 Ω 1 W (R9)
1 potencjometr 1 kΩ (RV1)
2 kondensatory 220 µF 35 V (C1, C3)
1 kondensator ceramiczny 100 pF (C2)
1 cewka indukcyjna 470 µH z rdzeniem ferrytowym (patrz tekst)
1 RFP30N06LE (TR1) (patrz tekst)
2 tranzystory BC212L NPN (TR2, TR3)
1 tranzystor BC548 NPN (TR4)
1 BYW29 (D1) (patrz tekst)
1 dioda Zenera 2,7 V
1 czerwona dioda LED (D3)
2 małe radiatory TO220 (patrz tekst)
4 podstawki i wkręty montażowe

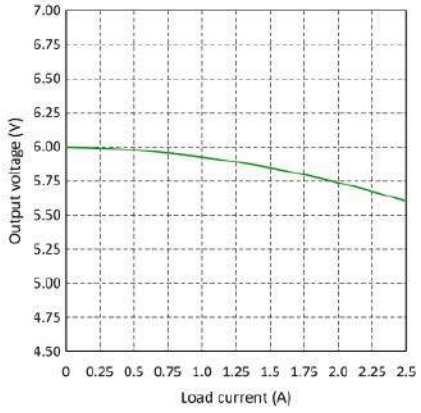
Budowa

Układ stabilizatora SMPS pokazano na rysunku 5.13. Należy zauważyć, że na dolnej warstwie płytki znajduje się 29 przerw w ścieżkach, a na górnej 11 zworek. Wyprowadzenia elementów półprzewodnikowych są opisane na rysunku 5.14. Oba radiatory TO-220 powinny charakteryzować się oporem cieplnym 9,1°C/W lub lepszym. Aby poprawić odprowadzanie ciepła, dwa półprzewodnikowe elementy mocy (TR1 i D1) powinny być zamontowane bezpośrednio na tychże radiatorach.

Nie wolno dopuścić jednak, aby dotykały one obudowy lub innych części składowych układu. Jak zawsze, po zakończeniu montażu warto przeprowadzić dokładną kontrolę płytki uniwersalnej, sprawdzając zwłaszcza połączenia poza płytką oraz połączenia ze złączami ST1 i ST2. W przypadku TR1 i D1 zastosowaliśmy elementy o bardzo typowych



Rysunek 5.16. Charakterystyka stabilizacji liniowej dla stabilizatora SMPS.



Rysunek 5.17. Charakterystyka stabilizacji od obciążenia dla stabilizatora SMPS.

wartościach znamionowych. Są one dość powszechne, ale dostępnych jest wiele podobnych elementów, które można zastosować w zamian. Na przykład TR1 może być zastąpiony dowolnym tranzystorem przełączającym MOSFET z kanałem N o maksymalnym napięciu znamionowym większym niż 50 V i rezystancji włączenia mniejszej niż 0,1 Ω. (Należy pamiętać, że złącze drenu tego urządzenia jest podłączone bezpośrednio do części mocującej, a zatem będzie ona miało taki sam potencjał jak radiator, jeśli nie zostaną zamontowane podkładki izolacyjne). Dioda przełączająca (D1) jest ultraszybką diodą prostującą zaprojektowaną specjalnie do użytku w szerokim zakresie konstrukcji zasilaczy SMPS, ale można użyć dowolnego podobnego urządzenia, pod warunkiem że jest ono przystosowane do pracy z prądem o natężeniu co najmniej 5 A i napięciu większym niż 50 V. Wreszcie cewka indukcyjna z rdzeniem ferrytowym użyta w impulsowym konwerterze boost musi być obciążalna prądem znamionowym 2 A i mieć rezystancję stałoprądową mniejszą niż 0,3 Ω. Odpowiedni element jest dostępny w firmie Murata Power Solutions (numer części 1447423C – sprzedawany przez Mouser.

eprasa.pl b8c17d8a95

co.uk jako numer części 580-1447423C). Elementy ferrytowe zostaną omówione w późniejszych odcinkach naszej serii artykułów. Na rysunkach 5.16 i Rys. 5.17 pokazano charakterystyki liniowe stabilizacji i w zależności od obciążenia stabilizatora SMPS. Zauważ, że minimalne i maksymalne zalecane napięcia wejściowe wynoszą odpowiednio 10 V i 15 V, a napięcie wyjściowe wynosi 6 V przy braku obciążenia i spada do 5,75 V przy pełnym obciążeniu. Jeśli konieczne jest utrzymanie napięcia 6 V przy pełnym obciążeniu, należy odpowiednio ustawić wartość RV1 (w takim przypadku napięcie wyjściowe bez obciążenia wzrośnie do około 6,25 V).

W kolejnym odcinku

W następnej części przedstawimy powielacze napięcia, a naszym praktycznym projektem będzie prosta przetwornica niskoprądowa z 9 V na 15 V. ■

Mike Tooley

Zrób to dobrze! – wybór przewodów i kabli

W poprzednim odcinku naszej serii opisaliśmy, jak dobrać odpowiedni bezpiecznik do projektowanego urządzenia. W tym miesiącu zajmiemy się okablowaniem i przewodami, gdyż ich odpowiedni dobór może być często kłopotliwy. Większość z nas zna takie terminy, jak „drut połączeniowy" lub „linka", ale co one oznaczają i skąd wiadomo, że można je bezpiecznie stosować przy stosunkowo wysokich prądach i napięciach występujących w większości zasilaczy? Zacznijmy od kilku podstawowych właściwości przewodów i kabli, z których najbardziej oczywista dotyczy średnicy użytego przewodnika miedzianego. Przewody zazwyczaj opisuje się za pomocą parametrów „standardowy przekrój poprzeczny przewodu" (SWG) lub „amerykański przekrój poprzeczny przewodu" (AWG). Chociaż te wartości są podobne, to nie są one dokładnie takie same, jak pokazano w tabeli 5.1, która dotyczy najczęściej spotykanych rozmiarów przewodów stosowanych w sprzęcie elektronicznym. Gdy przez przewód płynie prąd, może się on nagrzewać z powodu rezystancyjnych strat mocy w przewodzie (dlatego podaliśmy typowe wartości rezystywności (na metr) wraz z zalecaną maksymalną wartością prądu ciągłego (nie jest to tożsame z „obciążalnością prądową" podawaną przez niektórych producentów). Podany zalecany maksymalny prąd jest prądem, który może płynąć bez znaczących strat mocy i wzrostu temperatury, ale w wielu zastosowaniach konieczne może być uwzględnienie innych czynników, takich jak temperatura otoczenia, układ przewodów i długość żył. Termin „drut połączeniowy" odnosi się zwykle do zastosowań niskonapięciowych/niskoprądowych i często składa się z pojedynczego, litego, ocynowanego rdzenia miedzianego z kolorowym, izolacyjnym płaszczem zewnętrznym z PCW. Taki drut nadaje się do ogólnego zastosowania w projektach elektronicznych, ale często nie nadaje się do stosowania w zasilaczach, gdzie napięcia i prądy mogą być znaczne. Do większości zastosowań niezbędny jest miedziany rdzeń w postaci skrętki. Zwiększa to ogólną elastyczność, a ponieważ prąd jest dzielony między kilka ścieżek przewodzących, przy takim samym przepływie prądu można zmniejszyć średnicę całkowitą (w porównaniu z przewodami z rdzeniem litym). Typowa linka składa się z 16 pojedynczych rdzeni z cynowanej miedzi, każdy o średnicy 0,2 mm, ze ścianką izolacyjną o grubości 0,3 mm i średnicy zewnętrznej 1,65 mm. Takie linki (20 AWG) są odpowiednie do krótkich odcinków (tzn. poniżej 1 m), przewodzących prąd o natężeniu do 3 A i napięciu do 1 kV.

Należy pamiętać, że wszystkie zewnętrzne przewody łączące powinny być podwójnie izolowane (nie tylko poszczególne żyły powinny być izolowane, ale również zewnętrzna powłoka zapewniająca dodatkową izolację – patrz typowy przewód zasilający). Wreszcie, warto przyjąć spójny system oznaczeń kolorystycznych, aby przewody można było szybko i łatwo zidentyfikować. Schemat przyjęty przez autora opiera się na kodzie kolorów rezystorów i jest przedstawiony w tabeli 5.2.

Tabela 5.1. Porównanie wartości znamionowych przewodów SWG i AWG.

SWG	Średnica [mm]	AWG	Średnica [mm]	Przybliżona rezystywność (na metr)	Rekomendowany maksymalny prąd ciągły [A]
14	2,03	12	2,05	0,005	10
16	1,63	14	1,63	0,010	6
18	1,22	16	1,29	0,017	4
20	0,91	19	0,91	0,034	2
22	0,71	21	0,72	0,054	1,2
24	0,56	23	0,57	0,086	0,7
26	0,46	25	0,46	0,137	0,5
28	0,38	27	0,36	0,276	0,2

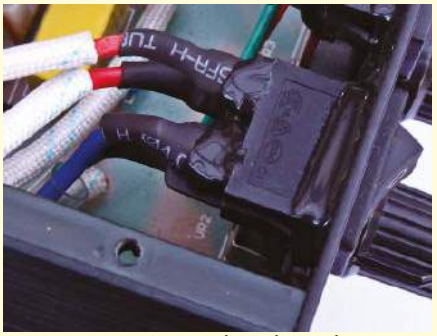
Tabela 5.2 Zestawienie znaczeń kolorów przewodów.

Kolor	Zastosowanie
Czarny	0 V (wspólny minus zasilania)
Brązowy	Masa sygnału
Czerwony	Dodatnie napięcie zasilania
Pomarańczowy	Napięcie stabilizowane (niskonapięciowe)
Żółty	AC (niskie napięcie)
Zielony	Uziemienie ochronne
Niebieski	Minus zasilania
Fiołkowy	Zasilanie w trybie czuwania
Szary	Sterowanie (sygnał „power good" – poprawne wartości zasilania)
Biały	Zasilanie wysokonapięciowe

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



Rysunek 5.18. Okablowanie zasilacza powinno być wykonane z przewodu typu linka, która jest zarówno elastyczna, jak i zdolna do pracy przy stosunkowo dużych prądach występujących w większości zasilaczy.



Rysunek 5.19. Dodatkową izolację należy stosować na przewodach przenoszących napięcie sieciowe AC.

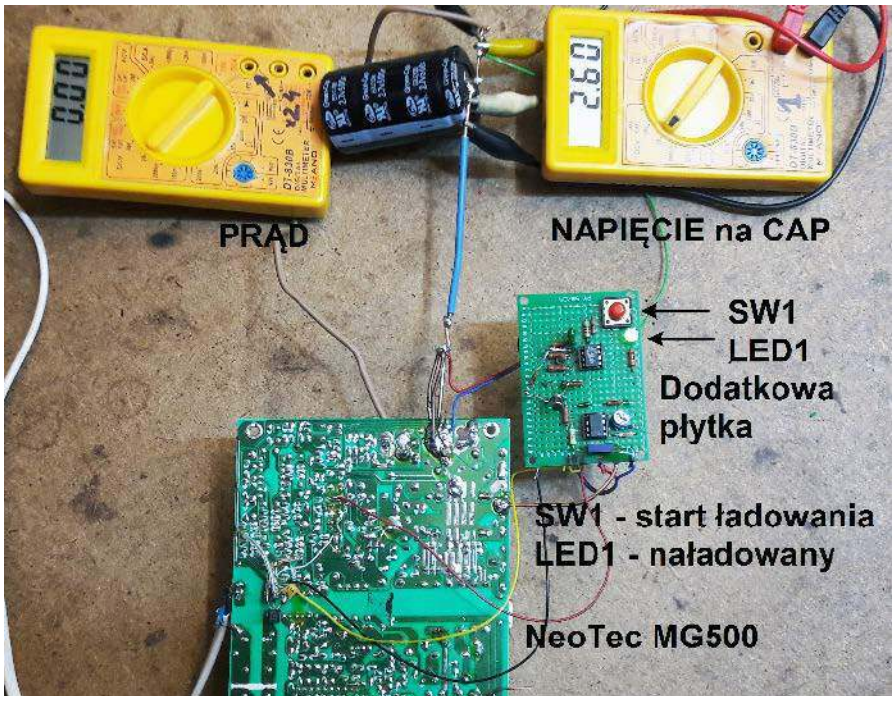


Rysunek 5.20. Oznaczenie przewodów kolorami ułatwia montaż i ewentualne poszukiwanie uszkodzeń.

eprasa.pl b8c17d8a95

Zasilacz-ładowarka superkondensatora, część 2

W pierwszej części przeanalizowaliśmy problem z jakim musimy się zmierzyć w na pozór prostym zadaniu szybkiego ładowania superkondensatora. Wybraliśmy zasilacz-kandydata na przeróbkę i wykonaliśmy wstępne pomiary. Teraz przystępujemy do jego przeróbki.



Stabilizacja prądu ładowania

Pomiar prądu wykonamy na niskoomowym rezystorze ulokowanym od strony masy. Nie będziemy się też trudzić z takim umieszczeniem tego rezystora, aby pętla napięciowa kompensowała spadek napięcia na nim. Tę kwestię szczegółowo omawialiśmy w cyklu poświęconym przeróbkom zasilaczy komputerowych. Tutaj, jest to zupełnie nieistotne. Skoro oczekujemy prądu na poziomie 20...30 A, nasz rezystor pomiarowy powinien być faktycznie – niskoomowy. Już przy wartości dziesięciu miliomów (i prądzie 30 A) moc wydzielana na tym oporze jest bliska 10 W! Co prawda tutaj, na sprawności nam tak bardzo nie zależy. Ale taka moc to już poważny problem. Wybrałem wartość 3,3 mΩ, co da moc do 3 W. I tu nieoczekiwany problem, skąd taki wziąć? Postanowiłem poświęcić kilka mierników DT-830B. Na szczęście są one na tyle tanie (ok. kilkanaście zł), że dla tak szczytnego celu – można przeboleć. Mierniki te mają osobne (niezabezpieczone) wejście amperomierza na zakres 10 A. Sprawdziłem, iż mierzy on do 20 A, a ograniczenie (a raczej opis) do 10 A wynika zapewne stąd, iż na prądzie 20 A nie przeżyje zbyt długo miernik, a już na pewno nie złącza w postaci typowych wtyków bananowych. Podczas prób pozostawiłem nieopatrznie na dłużej pomiar prądu z tak podłączonym amperomierzem, czego efektem było, iż plastikowe tulejki popłynęły!

Amperomierz w tym mierniku mierzy w istocie napięcie na skalibrowanym (przez lekkie zgniatanie) rezystorze 10 mΩ. Musiałem niestety zniszczyć trzy mierniki, ale dzięki temu mam pewny rezystor 3,3 mΩ, któremu nie straszne są 3 waty. Poprawne zamontowanie tego rezystora to najtrudniejsza część projektu, jeśli faktycznie chcemy wykorzystać możliwości zasilacza, który zaproponowałem dla celu ładowarki superkondensatora. Tu ujawniają się wszystkie problemy obce elektronikom pracującym z miliamperami. Połączenia wyjścia zasilacza z superkondensatorem muszą być wykonane bardzo starannie, grubymi i możliwie krótkimi przewodami. Żadne, takie wtyki bananowe nie wchodzą w grę. Resztę możemy łączyć drucikami do których elektronicy są przyzwyczajeni. Zwracając jedynie baczną uwagę, skąd bierzemy masę.

Dodatkowych elementów, które trzeba zamontować na dodatkowej płytce jest niewiele. Zasadniczym jest wzmacniacz operacyjny kontrolujący spadek napięcia na pomiarowym 3,3 mΩ. Tę (obliczoną) wartość trzeba zweryfikować, wyszło mi 2,65 mΩ. Napięcie referencyjne wnosi dzielnik R10...R11. W tym miejscu dodałem potencjometr, choć nie jest on potrzebny. Nie zależy nam bowiem na dokładnej wartości prądu, ale dla celów pomiarowych – przyda się. Skoro R_p ma wartość 2,65 mΩ a oczekuję zakresu do 35 A, maksymalne kontrolowane napięcie to 93 mV. R10 o wartości 8,2 kΩ wnosi prąd 0,62 mA. Ten prąd przemnożony przez rezystancję R11 powinien dać napięcie odpowiadające zakresowi pomiarowemu prądu. Wychodzi 150 Ω. Dysponuję potencjometrem montażowym 220 Ω, wobec tego powinienem zastosować rezystor równoległy o wartości 471 Ω. Wlutowałem R11=470 Ω.

Tak ulokowany rezystor pomiarowy nakazuje abyśmy pętlę zamykali na wejściu odwracającym wzmacniacza operacyjnego. Oczywiście, aby zachować ujemne sprzężenie zwrotne. Kompensację charakterystyki częstotliwościowej wykonamy w tym miejscu. Realizuje ją C2 zapętlający WO. 220 nF w iloczynie z 4,7 kΩ (wartość R12) to jedna milisekunda. Czy to biegun na $f=1/2\pi RC=159$ Hz? To bardzo często powtarzający się błąd (jak zauważyłem w literaturze – niemal wszędzie). Charakterystyka przecina oś 0 dB na obliczonej wyżej częstotliwości, ale nie załamuje się w tym miejscu. Tak by było, gdyby nie było wzmacniacza operacyjnego! Ale, to był tylko przerywnik. Jak powiedzieliśmy wyżej, czujemy się zwolnieni ze zbytniej dbałości o dynamikę pętli, a więc i ze stosownej teorii. Oczywiście C2 o rozsądnej wartości musi być. Nie robiłem eksperymentów bez niego, ale na pewno układ się wzbudzi.

Wyjście wzmacniacza operacyjnego wysterowuje bezpośrednio diodę transoptora, który przeniesie sygnał feedbacku na stronę gorącą. Wydajność prądowa sink wyjścia LM358 jest wystarczająca, a jako element ograniczenia dodałem rezystor

eprasa.pl b8c17d8a95

R13=470 Ω. Ponieważ na katodzie diody transoptora OPC3 mamy węzeł sumacyjny dwu pętli, dodałem też diodę D3. To samo (obecność diody) zrobiłem w obwodzie pętli napięciowej, dzięki czemu brak jest wzajemnej interakcji, szczególnie w punkcie gdy kontrolę przejmuje jedna lub druga pętla sprzężenia zwrotnego. Na płytce PCB zasilacza wymagana jest tylko drobna zmiana. Transoptor po stronie cold był zasilany z dwunastu wolt, z napięcia wyjściowego zasilacza. W naszej sytuacji napięcie to będzie zmieniało się w szerokich granicach. Z ciekawości zmierzyłem, iż przy obciążeniu trzydziestoamperowym wyjścia pięciowoltowego, mimo napięcia na tym wyjściu raptem w okolicy 1...2 V, nieobciążone 12 V podskakiwało do ok. 18 V. Prawdopodobnie układ by działał, ale pozostawienie zasilania transoptora jak w oryginale byłoby dużym błędem projektowym. Należy je przepiąć na zasilanie z wyjścia przetwornicy standby. Te 5 V wystarczy. Można by to napięcie lekko podnieść, ale nie jest to konieczne i pozostawiłem bez zmian. Standby-owe 5 V pełni w obszarze naszych przeróbek kilka funkcji. Zasilanie WO oraz napięcie odniesienia dla pętli prądowej, a także wyznacza próg dla komparatora z drugim wzmacniaczem operacyjnym. Dla tego ostatniego celu dokładna wartość jest ważna i należy ją uwzględnić w doborze dzielnika R2/R3 (o czym dalej). Zwykle 5 V_stby jest nieco wyższe od 5 V, u mnie =5,15 V. Jako referencyjne można by oczywiście wybrać źródło bardziej stabilne. Dla naszego celu to wystarczy, po co dodatkowo rozbudowywać układ. 5 V_stby należy podłączyć bezpośrednio do anody OPC3. Można by wykorzystać obecny tam R60. Ale trzeba by zmienić jego wartość. Prościej jest go wylutować, a na dobudowanej płytce wstawić 470 Ω (to R13). W obrębie zimnej strony transoptora przenoszącego sygnał sprzężenia zwrotnego jest równoległy rezystor R23=10 kΩ. Można go pozostawić bez zmian. Po stronie gorącej żadne zmiany (w tym obrębie) nie są wymagane.

Ograniczenie napięciowe

Niezależnie od tego, że niepotrzebna nam stabilizacja napięcia wyjściowego, a przekroczenie U_{WY} powyżej progu, do którego ładujemy superkondensator ma skutkować wyłączeniem zasilacza, nie możemy czuć się zwolnieni z pętli feedbacku napięciowego. Należy taką wykonać, choć w normalnych warunkach pracy naszej ładowarki powinna być ona permanentnie nieaktywna. W normalnym zasilaczu realizuje się stabilizację napięcia, a ograniczenie prądowe wykonuje się w formie zabezpieczenia. Tu ma być odwrotnie. Jednak samo bazowanie na obwodzie wyłączającym zasilacz, nie byłoby wystarczające. Należy zabezpieczyć się przed sytuacją, gdy włączamy „nabijac" (ładowarkę), a nie podłączyliśmy superkondensatora. Sprawnie działający obwód z drugim wzmacniaczem operacyjnym powinien natychmiast zasilacz wyłączyć. W przeciwnym razie mielibyśmy sytuację analogiczną do tego, jakbyśmy włączyli oryginalny zasilacz, a wcześniej spowodowaliśmy uszkodzenie pętli feedbacku. Praca bez pętli ujemnego sprzężenia zwrotnego może różnie się kończyć i nie sprawdzałem, czy ten zasilacz ma skuteczne zabezpieczenie (po stronie nieizolowanej) przed taką sytuacją.

Nadzorującą pętlę ograniczenia napięciowego (w analogii do ograniczenia prądowego w normalnym zasilaczu) nie jest trudno wykonać. Na dobrą sprawę, w realizacji układowej nie ma różnicy, która pętla jest główna, a która nadzorująca. Obie pracują jako suma logiczna.

Dużo opowiadania, a realizacja bardzo prosta. Jeśli jest jakaś obawa, to jak zwykle – o stabilność. W naszej sytuacji nie ma się jednak nad czym rozwodzić. Ograniczenie napięciowe ma być po prostu – skuteczne. Ale skuteczne, to bezpieczne. A pętla niestabilna może nie być bezpieczna. W każdym razie, możemy czuć się zwolnieni z optymalizacji charakterystyki tej pętli.

Po tym przydługim wstępie, popatrzmy na propozycję wykonania tego zabezpieczenia. W tym miejscu odsyłam do schematu – rysunek 1 (w pierwszej części opracowania). A użyłem sformułowania – propozycję, bo można je wykonać na co najmniej kilka sposobów. Współczesne układy, a dotyczy to szczególnie obwodów zasilających, naszpikowane są wszelkimi obwodami protection. Czasem jest w układzie więcej elementów o tym charakterze, aniżeli tych koniecznych. Paradoksalnie nasuwają mi się refleksje z praktyki serwisowej, iż z powodu obwodów zabezpieczeń, urządzenie częściej lądowało na śmietniku, aniżeli miałoby to miejsce bez nich. Cóż z tego, że uszkodzenie nie było rozległe, jeśli nikt nie umiał go naprawić, bo obwody zabezpieczenia maskowały faktyczną przyczynę. To ciekawy wątek na odcinek historii, a teraz – do rzeczy.

Najpewniejsze jest zabezpieczenie po stronie pierwotnej, gorącej zasilacza. Takie, jest odporne na wszelką przerwę w obwodzie pętli sprzężenia zwrotnego. W wielu rozwiązaniach tak skuteczne zabezpieczenie jest niemal niezauważalne z poziomu analizy schematu. Jest bowiem realizowane przez samo zasilanie sterownika. Nie może to jednak mieć miejsca, gdy zasilanie to pochodzi z osobnej przetwornicy, co tutaj ma miejsce. Analizując schemat zasilacza NeoTec MG500 (którego w bieżącym artykule nie zamieszczam) specjalnych zabiegów w charakterze zabezpieczenia po stronie gorącej nie widać. A sam sterownik CM6805, choć wzbudza uzasadniony respekt, opisany (w dostępnym katalogu – *datasheet*) jest bardzo skromnie. Zmierzam do tego, że nie sprawdzałem jak układ zareaguje na sytuację *open loop*. Nie polecam takich eksperymentów, szczególnie gdy brak pełnej dokumentacji lub pod ręką drugiego zasilacza, na którym będzie można kontynuować przeróbkę.

Konieczne czy nie, wykonanie zabezpieczenia napięciowego nie jest trudne i jak powiedziano wyżej, jedną z propozycji pokazuje rysunek 1. Normalnie pieczę powinna trzymać pętla stabilizująca I_{WY}, a jak napięcie podniesie się do wartości 2,7 V zasilacz powinien się wyłączyć. Jednak, gdy tak się nie stanie i napięcie podniesie się do poziomu ok. 6 V, układ na tym poziomie pozostanie. Wartość tę ustala dioda Zenera D5 i należy jedynie dodać napięcie złącza baza-emiter tranzystora T1. Aby nadzór nad pracą stopnia kluczującego był przejęty płynnie i bez wzbudzenia w tym punkcie, należy jedynie odpowiednio dobrać kondensator C3 i ... można (z jego wartością) przesadzić. Dobór zenerki D5 też nie jest krytyczny. Zamiast dodatkowego tranzystora (T1), można też oczywiście pozostawić, aby pieczę trzymał '431, tylko zmienić dzielnik jego bramce (Reference).

Korzystamy jedynie z wyjścia pięciowoltowego zasilacza, dlatego rozsądne jest kontrolowanie tego napięcia na wartość zbliżoną do nominału w oryginalnym zasilaczu. Można oczywiście w charakterze zabezpieczenia skorzystać także z wyjścia dwunastowoltowego. Wartości tych napięć powinny być współbieżne przez przekładnię transformatora. Powinny być, ale w pełni – nigdy nie są. Czyni się istotne wysiłki dla poprawy *crossregulation* i mógłby to być temat na osobny odcinek, traktujący sprawę raczej od strony teoretycznej. Dla nas to kwestia nieistotna. Należy mieć jedynie świadomość, gdyby ktoś chciał równocześnie korzystać z wyjścia dwunastowoltowego, iż problem staje się dokuczliwy, jeśli jedno z wyjść jest w ogóle, lub bardzo słabo obciążone.

Wypada zająć się tym, co dla nas aktualnie ważne i przechodzimy do omówienia obwodu wyłączenia zasilacza po naładowaniu superkondensatora.

Wyłączenie zasilacza po naładowaniu superkondensatora

Korzystamy z obecnego w każdym zasilaczu komputerowym toru kontroli poprawności napięć wyjściowych i przeniesienia sygnału ON/OFF. Cały supervisor odcinamy, a obecność transoptora w tym torze bardzo nam się przyda.

Stan ON to oświetlona dioda w OPC2 i przewodzący fototranzystor od strony gorącej. Stan

eprasa.pl b8c17d8a95

OFF jest przeciwny i do tej logiki należy się dostosować.

Obwód ten wykonałem na drugim wzmacniaczu operacyjnym kostki LM358. Ten, pracuje tu jako komparator i przerzutnik jednocześnie. Dzielnik R2/R3 polaryzuje wejście odwracające WO potencjałem 2,5 V i po uwzględnieniu dziesięcioprocentowej poprawki, którą wnosi dzielnik R1/R4, jest to próg kiedy zasilacz-ładowarkę należy wyłączyć. Do wejścia nieodwracającego doprowadzamy napięcie z samego superkondensatora. Cienki przewód należy podłączyć bezpośrednio do złącza superkondensatora. Obecność kondensatora C1 (wraz z R1) zapewni, że po włączeniu zasilania, przerzutnik nie zatrzaśnie się w niewłaściwym stanie. W czasie ładowania, napięcie na wyjściu WO2 utrzymuje się w stanie niskim. Transoptor OPC2 jest oświetlony i przetwornica pracuje. Gdy poziom wejścia nieodwracającego WO przekroczy potencjał referencyjny z wejścia „–", wyjście WO przyjmie stan wysoki i w tym stanie przerzutnik ma się zatrzasnąć. To dzięki dodatniemu sprzężeniu zwrotnemu przez diodę D1. Potencjał referencyjny z dzielnika R2/R3 jest na tyle niski, że nawet najgorszy stan wysoki wyjścia WO (dla LM358 1,5 V poniżej zasilania) po odjęciu jeszcze spadku napięcia na diodzie D1, przewyższy poziom 2,5 V z tego dzielnika. A więc, tak utworzony przerzutnik zapamięta stan naładowania superkondensatora, nawet po jego rozładowaniu. Stan wysoki wyjścia WO2 spolaryzuje do świecenia diodę LED1. Przerzutnik resetujemy od strony jego wyjścia. Aby to było bezpieczne, należy dołożyć niewielki rezystor R5. Po resecie, wyjście WO2 pozostanie w stanie niskim tak długo, aż napięcie na superCAP ponownie osiągnie wartość 2,7 V.

W tym prostym projekcie, pewne obawy budzi w dalszym ciągu poziom stanu wysokiego wyjścia WO LM358. WO zasilamy napięciem 5,1 V z przetwornicy standby. Tym samym napięciem zasilana jest anoda diody w transoptorze OPC2.

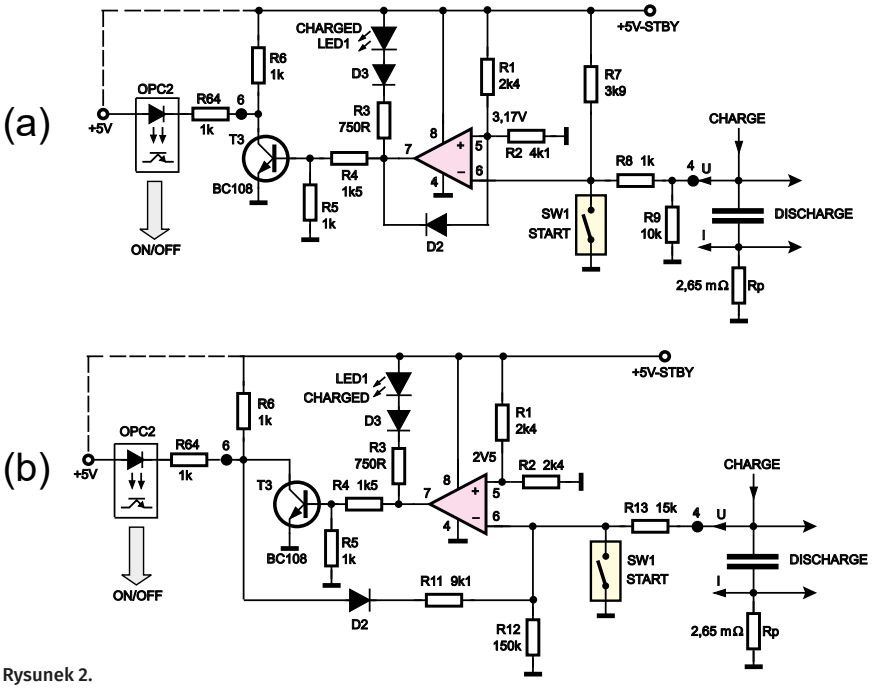
W tym miejscu próby warsztatowe zweryfikowały mój pierwotny projekt. Chciałem uniknąć dodatkowego tranzystora. Przeliczenie wydajności prądowej sink (w stanie niskim) WO LM358 pozwala sądzić, że można z wyjścia WO sterować bezpośrednio transoptorem. Bardziej obawiałem się o pewne wyłączenie transoptora wobec słabej jedynki (stanu wysokiego) LM358. Dodałem więc asekuracyjnie diodę i ... zaskoczenie. Napięcie i prąd na wyjściu zasilacza przysiadał. Czyżbym popełnił jakiś błąd? Wcześniejsze próby nie wykazywały takich problemów. Okazało się, że przysiada zasilanie sterownika po stronie gorącej przetwornicy. Transoptor nie był w pełni wysterowany w stanie ON. Zmniejszanie wartości R64 (rezystor szeregowy na płycie PCB, ograniczający prąd diody transoptora) też nie dawało zadowalających efektów. Dioda była w tym miejscu, gdzie na rysunku 1 – złącze baza-emiter tranzystora T2. Zastąpienie jej tranzystorem pnp ożywiło układ do pełnej sprawności. Okazało się, że problemem był słaby stan niski wyjścia WO, przy prądzie zaledwie kilku miliamperów.

Prąd czerpany z wyjścia WO w stanie OFF, to praktycznie prąd oświetlenia diody LED1. O tym decyduje R7 i jest to prąd na poziomie 3...5 mA. Tyle wystarczy. Chcąc aby dioda świeciła jaśniej, a równocześnie chcąc ograniczyć prąd wyjścia WO, można zastosować dodatkowy tranzystor. Rezystor bazy może być stukrotnie większy, co ograniczy prąd czerpany z wyjścia wzmacniacza o dwa rzędy wielkości. Próby potwierdziły, że taka rozbudowa układu nie jest potrzebna. Dobry zwyczaj projektów elektroniki (oczywiście poparty i teorią i praktyką) nakazuje umieścić rezystor równolegle do diody transoptora. Z tych samych względów – pewnego wyłączenia OPC2. Łatwiej to zrobić umieszczając R6 (o wartości ok. 10 kΩ) na dobudowywanej płytce. To jest praktycznie to samo, R6 bocznikuje transoptor plus R64.

Zabieg pewnego wyłączenia OPC2 w sytuacji słabej jedynki na wyjściu WO, łatwiej wykonać po stronie anody OPC2. Wystarczyłoby dać niewielki dzielnik, co pokazuje opcja opc-1. Uprościłoby to obwód pośredniczący między transoptorem a wyjściem wzmacniacza operacyjnego. Dlaczego tak nie zrobiłem? Łatwiej dołożyć dwa elementy więcej na dobudowywanej płytce, aniżeli ciąć ścieżki i wieszać dodatkowe opory na oryginalnej płycie PCB zasilacza.

Na **rysunku 2a i 2b** pokazano dwie inne wersje obwodu wyłączenia zasilacza po naładowaniu superkondensatora. Obie wykorzystują wolny wzmacniacz operacyjny z kostki LM358. To wersje nie sprawdzone, ale na tyle proste, że niespodzianek nie powinno być i po poprawnym zmontowaniu powinny od razu działać.

Wobec zastosowania dodatkowego tranzystora (T3), który wnosi negację, należało zamienić miejscami wejście plus i minus wzmacniacza operacyjnego. Faza włącz to stan wysoki na wyjściu WO, a wyłącz to stan niski. Wersje wg rysunku 2a i 2b różnią się zapętleniem w celu uzyskania dodatniego sprzężenia zwrotnego. Sprzężenie to ma być jednokierunkowe i tak silne, aby utworzony przerzutnik zatrzasnął się po naładowaniu superkondensatora i pozostał w tym stanie także po jego rozładowaniu. Ponowne ładowanie wymaga zresetowania przyciskiem SW1, który tu umieściłem na wejściu odwracającym wzmacniacza operacyjnego. Dość krytyczny jest dobór kilku rezystorów. W wersji 2a dodatnie sprzężenie zwrotne (dioda D2) ściąga wejście nieodwracające WO do stanu niskiego, który jednak może oznaczać napięcie do ok. 0,9 V powyżej zera. Aby przerzutnik pozostał w stanie zatrzaśniętym nawet po rozładowaniu superkondensatora, napięcie na wejściu odwracającym musi być wyższe. Dlatego dodałem rezystory R7 i R8 przesuwające poziom napięcia na wejściu „–" WO względem napięcia mierzonego na superkondensatorze. Wobec tego trzeba było podnieść poziom wejścia nieodwracającego. Dzielnik R1...R2 ustawia ten potencjał na poziomie 3,17 V. Przy wartościach elementów jak na schemacie, komparator



Rysunek 2.

eprasa.pl b8c17d8a95

(którym jest tu w istocie WO) zmieni stan wyjścia, gdy napięcie na superkondensatorze podniesie się do poziomu 2,7 V. Wobec pełnego wyłączenia lub włączenia tranzystora T3 w obu stanach pracy, nie ma obaw o niepełne włączenie lub niepewne wyłączenie (oświetlenie) transoptora przenoszącego sygnał włącz/wyłącz na stronę gorącą zasilacza. I w tej sytuacji rezystor R6 nie jest nawet potrzebny.

Nieco inaczej jest w rozwiązaniu z rysunku 2b. Tu, po wyłączeniu T3, jest czerpany niewielki prąd przez obwód dodatniego sprzężenia zwrotnego, który zamyka się z kolektora T3 do wejścia odwracającego WO. Prąd ten musi być na tyle niewielki, aby nie istniała obawa częściowego oświetlenia fototranzystora w transoptorze. Dlatego rezystor R11, a w konsekwencji i R12 i R13 muszą mieć stosunkowo duże wartości. Także, utworzony przerzutnik musi zapamiętać stan naładowania superkondensatora niezależnie czy utrzymuje się na nim napięcie, czy też został w międzyczasie rozładowany. Uwidocznione na schemacie wartości rezystorów spełniają te wymogi z wystarczającym marginesem bezpieczeństwa z każdej strony. W układzie z rysunku 2b wejście nieodwracające WO polaryzowane jest do połowy napięcia zasilania 0,5×5 V, a poziom komparacji napięcia z superkondensatora przesunięty jest (dzielnikiem R12, R13) o +10%. Czyli ładowanie zakończy się przy napięciu 2,75 V. W każdym z proponowanych rozwiązań, stan naładowania sygnalizowany jest świeceniem diody LED1 i wymaga zresetowania przyciskiem SW1.

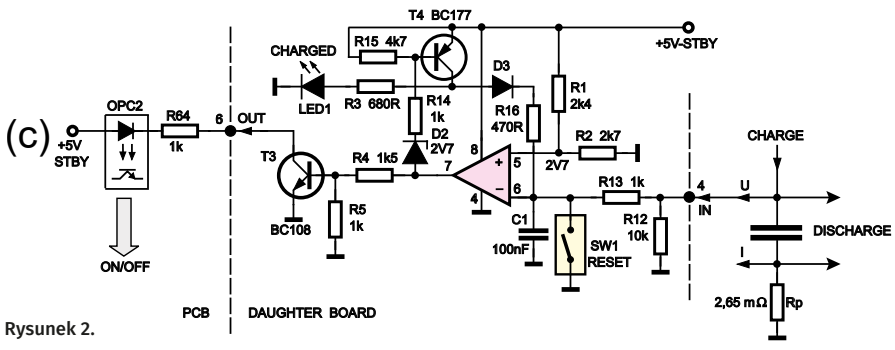
Układ niby banalny, a wymaga skrupulatnego przeliczenia co najmniej kilku elementów-rezystorów. Mniej ambarasu byłoby, jeśliby zamiast WO zastosować komparator z wyjściem otwarty kolektor. Takim jest np. ’339 lub ’393, ale szkoda nie wykorzystać wolnego WO w kostce LM358. Chcąc mimo wszystko wykorzystać ten WO i uniezależnić się od przeliczania czy słaba jedynka i/lub słabe zero nie popsuje szyków (zapewni pewny stan włączenia i wyłączenia zasilacza), można dołożyć jeszcze jeden tranzystor, np. wg koncepcji z **rysunku 2c**.

W każdej wersji (propozycji), dobudowany układ wymaga jedynie dwu dodatkowych połączeń naszej *daughter board* z zasilaczem. Zasilanie i masę już mamy z obwodu stabilizacji prądu. A dodatkowe połączenia, to kontrola napięcia na superkondensatorze i wyjście sygnałem wykonawczym – połączenie emitera T2 (lub kolektora T3) z rezystorem R64 obecnym na PCB. Wcześniej odcięliśmy od tego rezystora supervisor pracujący w tym zasilaczu na układzie scalonym EST7610B.

W każdej z wersji obwodu omawianego w tym punkcie, próg napięcia, przy którym ma zakończyć się ładowanie wyznaczony jest dzielnikiem rezystancyjnym, a napięciem odniesienia jest U-zasilania z przetwornicy standby. Ta dokładność wystarczy. Większego błędu można upatrywać gdzie indziej.

Chcąc być dokładnym w ustaleniu końcowego napięcia, do którego ładujemy superkondensator, należy wziąć jeszcze małą poprawkę. Rezystor R_p umieściliśmy tak, że spadek napięcia na nim nie jest kompensowany. Napięcie na superkondensatorze mierzymy łącznie z tym błędem. Ale to nie wszystko. Taki sam błąd wprowadza wewnętrzna rezystancja kondensatora. Dla 500 F/2,7 V katalog podaje DC_ESR=3,8 mΩ. 3,8+2,7 to już 6,5 mΩ. Przemnożone przez 30 A to 0,2 V. Przy dużym prądzie ładowania, poprawka ta wcale nie jest taka mała. Łatwo ją uwzględnić w dzielniku rezystorów R1/R2 lub R2/R3 wg rysunku 1 lub 2a, 2b, 2c. Jeśli znamy prąd (ten ustala pętla prądowa) i wartości R_p i ESR to potrafimy błąd wnoszony przez spadek napięcia skompensować dokładnie. Jedyną wartością niepewną wydaje się być ESR kondensatora, gdyż tu trzeba bazować na danych odczytanych z katalogu. Powyższa kalkulacja nie uwzględnia rezystancji przewodu łączącego ujemny biegun superkondensatora z rezystorem R_p. Jeśli nie jest ona zerowa, co może oznaczać już rezystancja na poziomie jednego milioma, należy ją po prostu dodać do sumy R_p+ESR.

Błąd wprowadzany przez ww. rezystancje nie jest trudno zmierzyć. Należy ustawić napięcie, do którego ładujemy superkondensator na jakąś wartość (powiedzmy 2,7 V) i zmierzyć napięcie na kondensatorze zaraz po zakończeniu ładowania. Odczytana różnica będzie błędem, który trzeba dodać przez korektę dzielnika R2/R3 (rysunek 1) lub R1/R2 (rysunek 2a, 2b, 2c).



Rysunek 2.

Dodatkowe zmiany na płycie PCB zasilacza

Proponowana przeróbka powinna zawierać jak najmniej zmian w oryginalnym zasilaczu. Lepiej dołożyć kilka elementów na dodatkowej płytce, aniżeli ciąć ścieżki i zmieniać elementy na płycie PCB zasilacza. Ograniczenie napięciowe, lepiej jednak wykonać w technologii montażu „pająki na kłakach” w oryginalnej części PCB (*Printed Circuit Board*). Także, zalecam zmianę wartości jeszcze jednego rezystora po gorącej stronie tej płyty. W zasilaczu ze sterownikiem CM6805 sprzężenie zwrotne wykonane jest w sposób bardzo specyficzny. Angażując tylko jedną nóżkę układu scalonego osiągnięto równocześnie trzy cele: stabilizujące sprzężenie zwrotne, tryb pracy *current mode* i ograniczenie mocy. Jak to działa, opowiemy w cyklu „zasilacze komputerowe”. Teraz istotnym jest, iż rezystor R36 stanowi o ograniczeniu mocy. Na schemacie jest wartość 0,35 Ω, a na płycie był 0,2 Ω. Prawdopodobnie dlatego, że schemat to wersja czterystuwatowa NeoTec-a, a fizycznie miałem wersję 500 W. R36=0,2 Ω ustawia ograniczenie mocy powyżej nominału deklarowanego przez producenta. Dla nas to zdecydowanie za dużo i bezpieczniej jest zejść z tym ograniczeniem w dół. Eksperymentalnie dobrałem R36 na wartość 1,1 Ω. To stanowi ograniczenie prądu w stopniu kluczującym po stronie gorącej do wartości 1,5 V÷1,1 Ω=ok. 1,4 A. Jak tę wartość przemnożymy przez napięcie na kondensatorze głównym wypracowane przetwornicą PFC (=390 V) oraz przez współczynnik wypełnienia kluczowania PWM (nominalnie ok. 26%) to otrzymamy ograniczenie mocy na poziomie ok. 140 W. Sprawdziłem, że to oszacowanie niemal dokładnie zgadza się z pomiarami, ale dla nas nie jest to wartość w pełni poprawna (poprawnie obliczona). Obniżenie U_{WY} (niezależnie z jakiego powodu) wymusi także obniżenie *Duty Cycle*, a tym samym i ograniczenie mocy. Sprawdziłem, iż wartość R36=1,1 Ω jest nadal poprawna. Zwarcie wyjścia samym amperomierzem (z konieczności przerobionym) pokazało wartość 37 A. To wynik bardzo zadowalający i jak się okazało bezpieczny dla przerobionego NeoTec-a. Dłuższy pomiar był jedynie niebezpieczny dla samego miernika. Odczytałem, że przy tym prądzie, napięcie na wyjściu zasilacza przysiadło do ok. 1,05 V (na wyjściowych grubych ścieżkach PCB). To oznacza, że pobieraliśmy moc około 40 W. Spodziewałem się co najmniej drugie tyle w postaci strat mocy w transformatorze, cewce L_{OUT}, diodach prostowniczych po stronie wtórnej, plus „coś” w stopniu kluczującym przetwornicy głównej i preregulatora PFC. PWM przysiadł do wartości ok. 13%, co by oznaczało, że ww. ograniczenie nie pozwoli na moc większą niż 70 W. Pomiary potwierdziły te wartości, aczkolwiek jeden stanowił – surprise

eprasa.pl b8c17d8a95

(niespodziankę). Sprawność ładowarki nawet w tak skrajnie niekorzystnych warunkach pracy okazała się wyższa niż 50%. To naprawdę dużo, a w miarę jak napięcie na superkondensatorze się podnosi, rośnie także sprawność energetyczna naszego nabijacza kondensatora. W razie ew. błędów montażowych, czy to w obwodzie wysokoprądowym, czy na dobudowanej płytce, rezystor R36=1,1 Ω stanowi skuteczne zabezpieczenie, a równocześnie jest wystarczająco mały (niska wartość) dla uzyskania tak dużego prądu ładowania. I ta wartość wydaje się być trafiona w dziesiątkę. Nie stanowi on oczywiście zabezpieczenia na ewentualność *open loop* i braku obciążenia. Ale i na tę sytuację mamy dwóch „nadzorców". Ograniczenie napięciowe korzystające z pętli feedbacku oraz obwód wyłączający trwale (z zatrzaskiem – zapamiętaniem) zasilacz. Obwód aktywny także, gdy jakieś uszkodzenie uczyni pętlę sprzężenia zwrotnego niezdolną do wykonania zadania. Na koniec pozwoliłem sobie molestować nabijacz zwierając i rozwierając obciążenie na przemian, a także powodując przerwę w połączeniach między oryginalnym zasilaczem a dodatkową *daughter board* (dlatego zaleciłem montaż elementów obwodu zabezpieczenia napięciowego „na kłakach" na PCB zasilacza, nie na *daughter board*). Zasilacza nie udało mi się uszkodzić. Także pozostawiłem go na dłuższy czas (wielokrotnie dłuższy od czasu ładowania superkondensatora) w stanie zwarcia wyjścia. Po dwudziestu minutach, radiator po stronie wtórnej był lekko ciepły, a po stronie hot niemal zimny. Nieco cieplejsza była cewka L_{OUT}, a „obmacywanie" transformatora pokazało, że taka moc mu nie straszna. Także obserwacje oscyloskopem na kluczach pokazały, że nic im nie grozi. Wydaje się, że stworzone warunki są najtrudniejsze do przyjęcia przez diody prostownicze po wtórnej stronie transformatora. Nasz pięćsetwatowy zasilacz jest zoptymalizowany szczególnie dla dużego obciążenia dwunastu wolt. Zapewne, odbija się to w przekroju drutu uzwojeń. Na szczęście, mamy tu (opierając się na schemacie) konfigurację uzwojeń wtórnych typu *stack winding on other winding*, czyli jedno nad drugim. W tej sytuacji, uzwojenie niższe (pięciowoltowe) i tak zawsze widzi obciążenie uzwojenia wyższego. Zawsze „widzi" obciążenie (prądem) sumaryczne. W tej sytuacji możemy być spokojni dociążając tor pięciowoltowy prądem dwukrotnie wyższym od deklarowanego w specyfikacji zasilacza, jeśli równocześnie nie pobieramy prądu z dwunastu wolt. Jeśli chodzi o diody, to prąd powyżej 30 A dla CS30L40 przekracza wartości gwarantowane przez katalog. Jest to podwójna dioda trzydziesto amperowa, ale te 30 A to *total device current*. Na płycie PCB NeoTeca MG500 jest na radiatorze miejsce na dwie diody łączone równolegle. Zauważyłem, że nie zawsze montowane są obydwie. Prawdopodobnie w wersji czterystuwatowej jest jedna, a w 500 W obie. Należy na to zwrócić uwagę. Powinny być obie, mimo że daleko nam do 400 W. Warto wiedzieć, że w razie potrzeby można skorzystać też z diod na radiatorze obok, dla dwunastu wolt (lub może wygodniej, dla 3,3 V). Tu na pewno są dwie, a w naszym przypadku – niepotrzebna jest żadna. Chcąc wykorzystać diodę z toru 3,3 V unikamy kłopotliwych cięć grubych ścieżek na płycie PCB. Prąd/napięcie dla 3,3 V czerpane jest z tego samego uzwojenia co +5 V. To także usprawiedliwia dociążenie +5 V ponad specyfikację odczytaną z tabliczki znamionowej zasilacza. Ale w tym momencie chodzi też o co innego. Przepięcie diody z 3,3 V na +5 V jest stosunkowo łatwe. Należy zewrzeć cewkę „reaktora", regulacyjną wzmacniacza magnetycznego, który (w swojej pętli sprzężenia zwrotnego) reguluje +3,3 V. Tor 3,3 V ma też oddzielną indukcyjność gromadzącą energię – L_{OUT}. Musi tak być, gdyż tor 3,3 V stanowi osobny obwód regulacji. W naszym przypadku, najprościej jest wylutować cewkę L_{OUT3V3} i katody D_{OUT3V3} połączyć grubym przewodem wprost z katodami D71 (fragment pokazany na rysunku 1). Po tej nieskomplikowanej operacji możemy być spokojni o dalsze dociążanie naszej ładowarki (o czym powiemy na końcu opracowania). A NeoTec MG500 potrafi dać o wiele więcej (prądu) niż nam w aktualnie zamierzonym celu potrzeba. Poprawny projekt powinien nie tylko sprawdzić możliwości na stole warsztatowym, ale także przeliczyć pracę każdego elementu w granicach deklarowanych przez katalog, a w przypadku elementów indukcyjnych ufam w tym momencie oryginalnemu projektowi. Tym sposobem okaże się, że jedynym elementem przeciążonym może być L_{OUT5V}. Tu też można zaradzić, ale jest to pracochłonne i odpowiednie sugestie dodam w ostatnim punkcie opracowania (w części 3 artykułu). W tym momencie należy natomiast dodać, że przy takich przeróbkach możemy zaobserwować iż „coś się w zasilaczu pali". To będzie zapewne tranzystor wykonawczy regulatora wzmacniacza magnetycznego +3,3 V lub rezystor ograniczający jego prąd. Zazwyczaj, narobi to więcej strachu niż szkody. Tranzystor ten nie jest nam do niczego potrzebny. Żeby się nie grzał i palił, lepiej od razu go wylutować. To mały tranzystor pnp i można go przeoczyć. A jak taki mały tranzystorek bez żadnego radiatora steruje dużym prądem i stabilizuje napięcie 3,3 V? To temat na osobne opowiadanie.

Przystępując do przeróbki liczyłem się z tym, że będzie trzeba jedną z diod dodać w szereg z *freewheeling diode* pięciu wolt, dla ułatwienia resetu cewki L_{OUT}, do czego miałem największe obawy (mimo, że pracuje ona głęboko z przewodnością ciągłą CCM). Z taką ewentualnością należy się w dalszym ciągu liczyć jeśli wykorzystamy zasilacz „2T" z innym sterownikiem. Wtedy jednak, będzie trzeba ciąć ścieżki. Trudne zadanie, bo tu ścieżki są grube i takie muszą pozostać po ew. zmianie połączeń. Najsłabszym punktem po proponowanych przeróbkach pozostaje cewka L_{OUT}. O jej rdzeń martwić się nie musimy, gdyż w normalnych warunkach magnesuje go prąd obu torów 5 i 12 V. Strumień magnetyczny jaki zafundujemy L_{OUT} na pewno nie przekroczy wartości jaką obliczono dla oryginalnego zasilacza. Ale grubość drutu jest obliczona dla średniej wartości prądu 16 A (wg specyfikacji obciążenia napięć zasilacza). I tak musi pozostać. Ponieważ to opracowanie rozrosło się ponad miarę w objętości, tylko krótko – przestrzegam przed pomysłami łączenia równoległego niewykorzystanej cewki z toru 12 V (która ma drut grubszy i/lub kilka prowadzonych równolegle). Tego robić nie można.

Z dodatkowych uwag, jeszcze tylko jedna. Przystępując do przeróbki, liczyłem się także z ewentualnością wyłączenia preregulatora PFC. W przypadku sterownika CM6805 okazało się to niepotrzebne. Ale w przypadku rozwiązań pokrewnych zasilaczy, zabieg taki może być wskazany. To spowoduje zwiększenie współczynnika wypełnienia kluczowania, a w zasadzie powrót bliżej wartości nominalnej w nieprzerobionym zasilaczu. W każdym zasilaczu konfiguracji 2T ze sterownikiem COMBO (ale nie tylko tu) preregulator *boost-step-up* będzie na pewno obecny. Podnosi on napięcie na kondensatorze głównym z wartości ok. 310 V do (typowo) 390 V. Wyłączyć go zawsze można i w jakikolwiek sposób go nie unieruchomimy, napięcie wróci do poziomu szczytu sinusoidy sieci. Nie jest jednak obojętne w jaki sposób to zrobimy. W szereg z diodą boost za prostownikiem Graetza pozostanie indukcyjność PFC (zwykle wartości ok. 0,5 mH). Co prawda, może ona pozostać, a i tak obwód diody boost zbocznikowany jest drugą (*inrush diode*). Lepiej jednak cewkę PFC zewrzeć, a dren klucza PFC odciąć. Jeśliby tu spodziewać się jakichś problemów, to raczej ze strony sterownika COMBO. W rozwiązaniach z dwoma oddzielnymi układami scalonymi, na pewno ten zabieg da się wykonać. W przypadku COMBO nie wiem, czy każdy przyjmie taką modyfikację. Może być tak, że gdy nie otrzyma informacji o poprawnej wartości napięcia na wyjściu przetwornicy PFC, zablokuje także kluczowanie przetwornicy głównej. Co prawda, na pewno da się go oszukać, ale w takim przypadku należy raczej pogodzić się z rezygnacją z zabiegu mającego na celu obniżenie napięcia wejściowego przetwornicy głównej.

W następnej części pomierzymy zasilacz przerobiony na ładowarkę superkondensatora i sprawdzimy na ile teoria sprawdza się w praktyce. ■

Karol Świerc

eprasa.pl b8c17d8a95

Niestandardowy odbiornik GPS wykorzystujący ESP32



Prosty odbiornik GPS korzystający z danych Narodowego Stowarzyszenia Elektroniki Morskiej (NMEA – National Marine Electronics Association).

Czasami sprawy nie układają się po naszej myśli i przeklinamy siebie za to, że źle skręciliśmy lub dokonaliśmy niewłaściwego wyboru. Jednak, jak mówi P. B. Shelley, kiedy później zdajemy sobie z tego sprawę, czujemy się tak, jak opisuje to poeta.

Patrzymy przed i potem,
I tęsknim za tym czego brak:
Z naszym najszczerszym rechotem
Bólu doświadczymy i tak;
A nasze najsłodsze pieśni, to te, które o najsmutniejszych snach.

Kiedyś kupiłem parę odbiorników GPS kompatybilnych z Arduino na aliexpress.com za bezcen i wtedy zaczął się cały problem. Odbiorniki GPS nie współpracują z żadnym standardowym programem. Tak więc żaden z programów Arduino, takich jak AdafruitGPS, NeoGPS, TinyGPS, TinyGPS++ czy najstarszy GPS, nie mógł rozmawiać z modułem w celu rozszyfrowania danych. Sfrustrowany poprosiłem o zwrot pieniędzy – jako powód podając, że odbiorniki nie są kompatybilne z Arduino (a tak właśnie mi powiedziano!).

Sprzedawca natychmiast dokonał zwrotu pieniędzy, co było niewielką kwotą, a ja po prostu odłożyłem odbiorniki na bok, aby kiedyś w końcu wyrzucić je do kosza na śmieci. Ale to, co wydarzyło się kilka miesięcy później, warte jest podzielenia się!

Eksperymentowałem z projektem, w którym konieczne było precyzyjne odmierzanie czasu, i wpadły mi w oko owe małe, „nie nadające się do niczego" odbiorniki GPS. Wybrałem jeden z nich i za pomocą płytki FTDI USB-to-serial podłączyłem moduł do surowego złącza szeregowego komputera (wykorzystane piny 3,3 V + Gnd + Tx + Rx). Ustawiłem prędkość terminala na 9600-8N1 i znalazłem wszystkie dane NMEA (National Marine Electronics Association – Narodowe Stowarzyszenie Elektroniki Morskiej) (patrz rysunek 1) przychodzące do terminala GTK mojego komputera z Ubuntu. Dwa różne typy modułów GPS (A i B) używane przeze mnie są pokazane na rysunku 3. Do tego projektu można użyć dowolnego z modułów.

Choć na początku dane nie były dla mnie jasne (co jest czym), to po bliższym przyjrzeniu się okazało się, że liczby podświetlone na żółto na rysunku 1 to ciągi UPC (United Pacific Time) i daty. Aby uzyskać lepszy obraz, podłączyłem moduł GPS do portu sprzętowego Serial2 w ESP32, a dane są teraz bardzo wyraźnie widoczne na terminalu Arduino. Po dokładnym przyjrzeniu się, wszystkie te dane GPS zaczęły nabierać znaczenia:

```
$GNGGA,172549.00,,,,,0,00,99.99,,,,,*74
$GNGSA,A,1,,,,,,,,,,,,,99.99,99.99,99.99*2E
$GNGSA,A,1,,,,,,,,,,,,,99.99,99.99,99.99*2E
$GPGSV,1,1,01,31,,,26*7E
$GLGSV,1,1,01,,,,26*60
$GNGLL,,,,,172549.00,V,N*58
$GNRMC,172550.00,V,,,,,,,030719,,,N*6B
$GNVTG,,,,,,,,,N*2E
$GNGGA,172550.00,,,,,0,00,99.99,,,,,*7C
$GNGSA,A,1,,,,,,,,,,,,,99.99,99.99,99.99*2E
$GNGSA,A,1,,,,,,,,,,,,,99.99,99.99,99.99*2E
$GPGSV,1,1,01,31,,,26*7E
$GLGSV,1,1,01,,,,27*61
$GNGLL,,,,,172550.00,V,N*50
```

Rysunek 1. Przykładowe dane z odbiornika GPS

```
$GNRMC,173206.00,A,2405.32467,N,08238.89017,E,0.177,,030719,,,D*66
$GNVTG,,T,,M,0.177,N,0.328,K,D*30
$GNGGA,173206.00,2405.32467,N,08238.89017,E,2,12,0.69,281.5,M,-53.1,M,,0000*69
$GNGSA,A,3,31,10,14,32,20,18,25,01,11,26,22,40,1.30,0.69,1.11*1A
$GNGSA,1,14,295,25,12,06,051,*74
$GPGSV,4,2,16,14,53,338,26,18,36,296,29,20,31,120,32,21,04,161,23*7F
$GPGSV,4,3,16,22,09,315,21,25,24,085,27,26,12,175,25,27,02,221,18*71
$GPGSV,4,4,16,31,74,205,26,32,49,013,25,40,48,232,28,41,62,179,*7A
$GLGSV,3,1,09,69,13,088,,70,42,031,,71,26,329,,73,50,161,29*66
$GLGSV,3,2,09,74,11,188,,79,02,026,,80,47,053,,85,21,230,17*63
$GLGSV,3,3,09,86,22,290,*59
$GNGLL,2405.32467,N,08238.89017,E,173206.00,A,D*72
```

Rysunek 2. Szczegółowe dane wyjściowe z odbiornika GPS

A (aktywna lub stała), długość geograficzna, data, liczba satelitów w polu widzenia, prędkość, średni poziom morza itd. Wszystkie te dane docierały w ustalonym położeniu z ustalonymi częstotliwościami, jak pokazano na rysunku 2.

Do portu Serial2 płytki ESP32, która była używana podczas testów, zaczęły napływać różnego rodzaju dane NMEA. Dane te różniły się od zwykłych danych NMEA i dlatego zwykłe programy GPS nie były w stanie ich rozszyfrować.

Po kilku pobieżnych analizach napływających danych stwierdziłem, że można w nich łatwo odnaleźć ważne parametry, takie jak szerokość i długość geograficzna, hhmmss (godziny, minuty, sekundy), ddmmyy (dzień, miesiąc, rok), wysokość, liczba satelitów w polu widzenia, pozycja, prędkość w km/h.

Gdy już wiedziałem, gdzie znajdują się te dane w niegdyś „śmieciowym" strumieniu danych NMEA, podjąłem próbę wyłuskania z niego danych przydatnych w projekcie.

W Arduino, przy podłączaniu zwykłego modułu UART, zawsze dobrze jest unikać natywnych pinów Rx i Tx (D0 i D1), ponieważ te dwa piny są używane podczas wgrywania szkicu (oprogramowania) z komputera. Podczas przesyłania szkicu należy zwolnić te styki, ponieważ w przeciwnym razie szkic nie zostanie przesłany. Dlatego wygodnie jest podłączyć dowolne urządzenie UART do innych GPIO, a do tego celu ludzie najczęściej używają programów takich jak softwareserial lub neoserial. Niestety, te programy nie działają na ESP32.

ESP32 ma trzy sprzętowe złącza szeregowe, a każde z nich można ustawić adekwatnie do potrzeb zadania za pomocą następujących poleceń:

```
Serial2.begin(9600, SERIAL_8N1, RXD2,
TXD2); // 17,12,4,35 pins are OK
```

Można ustawić dowolny pin dla portów Tx i Rx. Jeszcze jedną ciekawostką dotyczącą NMEA jest to, że dane, które napływają bez końca, są w postaci CSV. Dlatego też rozdzielenie ich na CSV jest łatwe! W celu wywołania sprzętowego portu szeregowego ESP32 i uzyskania danych w formacie CSV można skorzystać z następujących poleceń:

```
Serial2.begin(9600, SERIAL_8N1, RXD2,
TXD2); //RXD2=16, TXD2=17
```


eprasa.pl b8c17d8a95

Wykaz elementów:

Czteropinowy GNSS – moduł GPS GG-1802 (NEO-6M) – 4-5 USD za sztukę
Wyświetlacz 8-pinowy, 3,65 cm TFT ILI9163C – 3 USD za sztukę
Płytka ESP-32S – 4-7 USD [w zależności od modelu, minimum to 4 USD, a programowalna przez USB – 7 USD]
Przełącznik on/off – 1 szt.
bateria 3,7 V – 1 szt.
kondensator elektrolityczny 470 µF, 16 V – 1 szt.
Kilka przewodów do połączeń lub zworek

```
while (Serial2.available() ) {
String val +=Serial2.
readStringUntil('\r\n');
}
```

To kilka wierszy poleceń w Arduino, które wyciąga z całej masy oddzielone przecinkami zdania NMEA.

Zegar

Do tej pory otrzymaliśmy ciągi CSV danych NMEA i teraz musimy je posegregować, a następnie wykorzystać do naszych celów. Za pomocą tej procedury możemy stworzyć mały zegar GPS na ESP32. Po opanowaniu tej sztuczki można podłączyć dowolne urządzenie UART do dowolnego mikrokontrolera, używając następujących poleceń:

```
val.trim(); len=val.length(); Serial.
println(val);
j=val.lastIndexOf(',');

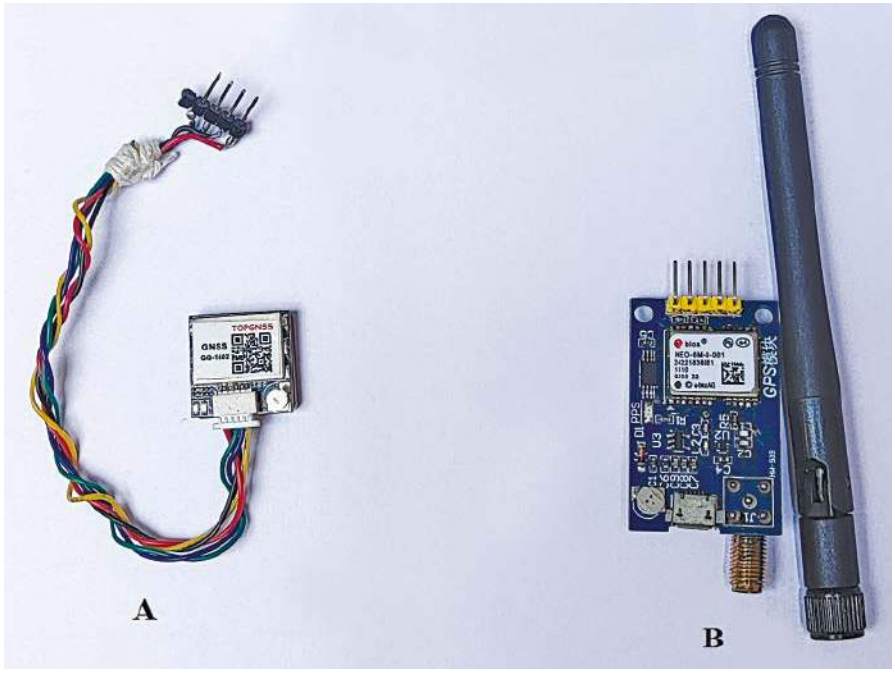
delay(500);
//Serial.println(j);
//for(i=0;i<=j-1;i++) list[i]= getValue
(val,',',i); // niepotrzebnie obciąża
pamięć for(i=0;i<=200;i++) list[i]=
getValue(val,',',i); // 200 to wystar-
czająca wartość zmiennej!
```

Dane zebrane w stringu „val" należy teraz zapisać w oddzielonej przecinkami zmiennej tablicowej o nazwie list[]. Stringi NMEA są dość długie i gromadzenie tak dużej ilości danych jest na ogół niepotrzebne, a ponadto powoduje przeciążenie pamięci. Dlatego rozsądnie jest ograniczyć liczbę zmiennych CSV do 200 lub mniej. Do tego celu służy następny wiersz programu.

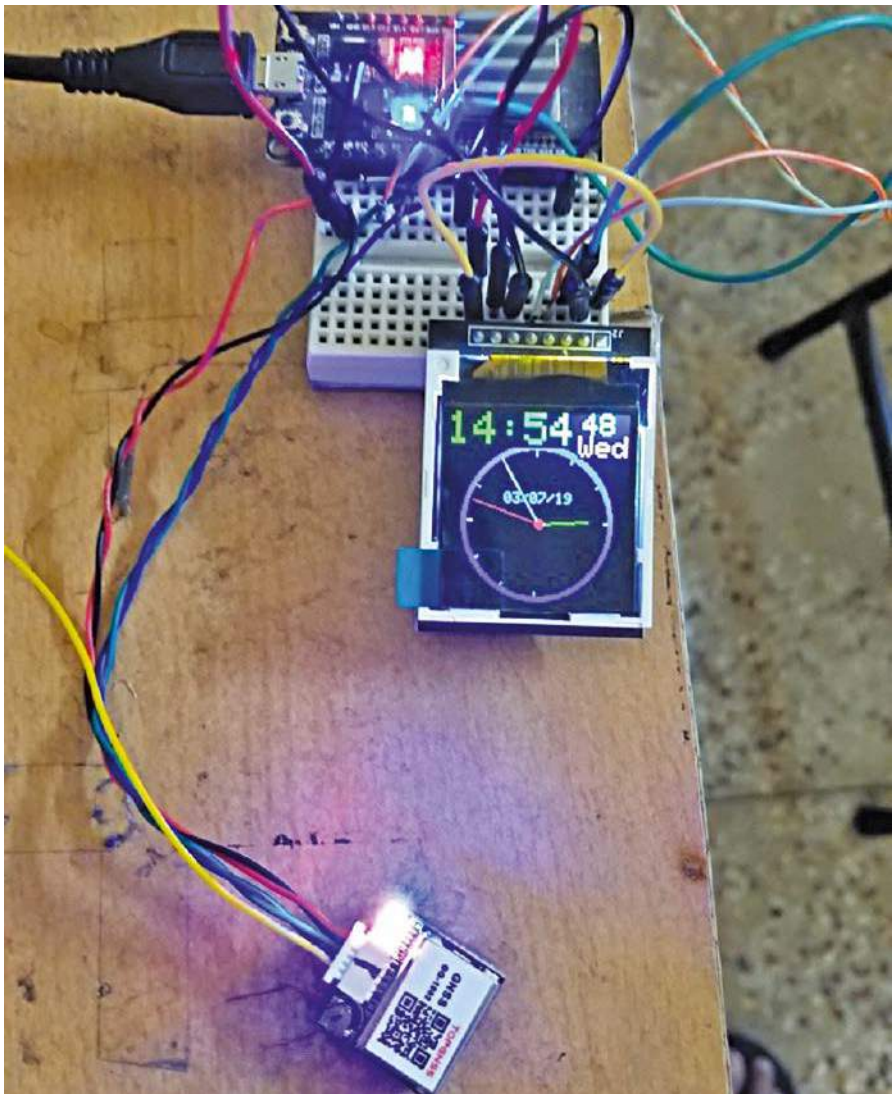
Czas lokalny

Po zebraniu garści wartości CSV w zmiennej list[] możemy rozpocząć nasze lokalne obliczenia. Najpierw ustawiamy blok aktywny (active) lub ustalający (fix), aby upewnić się, że odbiornik GPS jest gotowy i aktywny poprzez wykonywanie poleceń. Dwie zmienne zdefiniowane w górnej części programu mają za zadanie

Kod źródłowy tego projektu jest dostępny do pobrania ze strony https://bit.ly/3aNbwx2

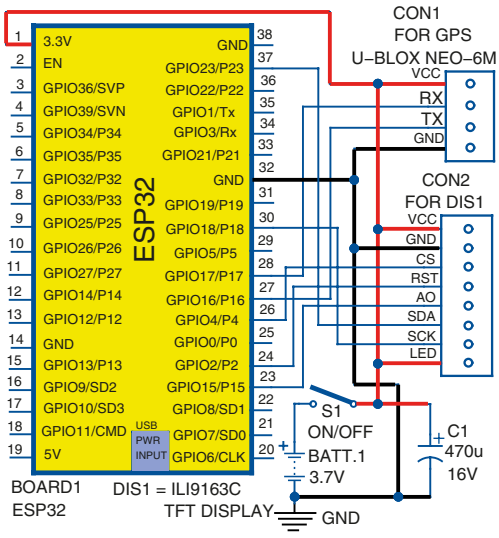


Rysunek 3. Moduły GPS



Rysunek 4. Prototyp autora

eprasa.pl b8c17d8a95



Rysunek 5. Schemat połączeń odbiornika GPS opartego na układzie ESP32

przesunąć czas lokalny. list[1] to czas, list[2] jest aktywna, gdy ma wartość „A", podobnie jak inne ważne zmienne. Bardzo łatwo można śledzić szczegóły szkicu.

```
if((list[0]=="$GPRMC" or list[0]=="$GN-
RMC") && (list[2]=="A" or
list[2]=="V") ) {
//$GNRMC+A lub $GPRMC+V

const int timezonehh = 5;
//Przesunięcie godzinowe
strefy czasowej

const int timezonemm = 30;
//Przesunięcie minutowe
strefy czasowej
```

Możemy użyć kolorowego wyświetlacza TFT, który jest w całości kontrolowany przez plik nagłówkowy TFT_ILI9163C.h. Można też użyć dowolnego innego wyświetlacza z odpowiednimi plikami nagłówkowymi.

Prototyp jest przedstawiony na rysunku 4. Schemat układu odbiornika GPS opartego na układzie ESP32 przedstawiono na rysunku 5. Zaleca się stosowanie w układzie zewnętrznego źródła zasilania w postaci baterii 3,7 V.

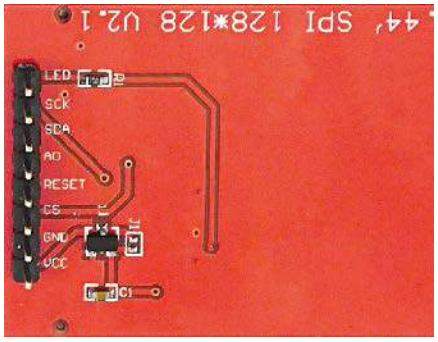
Wyświetlacz TFT ILI9163 pracuje na pięciu pinach innych niż piny VCC, LED i GND. Piny SCK i SDA wyświetlacza, które są typu stałego, są podłączone odpowiednio do pinów GPIO18 i GPIO23 płytki ESP32. Piny A0, CS i RESET mogą być podłączone do dowolnych pinów GPIO, ale powinny być odpowiednio zdefiniowane w kodzie. Szczegóły pinów wyświetlacza TFT ILI9163C pokazano na rysunku 6.

Do wyznaczania dnia tygodnia w kodzie (esp32_GPSrx) jest używana niewielka funkcja calcDayOfWeek(int d, int m, int y). Określa dzień tygodnia na podstawie wartości dd, mm i rr. To takie proste!

Potrzebujemy plików nagłówkowych takich jak Adafruit_GFX_Library i TFT_ILI9153C, aby pomyślnie skompilować i uruchomić kod tego projektu.

Następstwa

Po odtworzeniu tych tanich modułów GPS przez odczytanie ich danych z UART-u, dość łatwo było je rozszyfrować zamiast używać wymyślnych



Rysunek 6. Szczegóły styków wyświetlacza TFT

gotowych programów, w które obfituje galaktyka Arduino, takich jak GPS, Adafruit-GPS, NEOGPS, TinyGPS, TinyGPS++ i NEMAGPSc. Tak więc mogę teraz kontynuować projekt wykrywania gazociągów, który mam w głowie, korzystając z zapasowego modułu GPS, a w razie potrzeby mogę w przyszłości przyjrzeć się większej liczbie urządzeń UART – zanim zacznę szukać gotowych programów nagłówkowych.

W końcu zadzwoniłem do pracownika sklepu aliexpress.com, aby móc zwrócić kwotę, którą zwrócili mi po złożeniu reklamacji. Jedyne, co mi przysłali, to wielkie podziękowanie i prośba o przesłanie szkicu Arduino! ■

Somnath Bera

Somnath Bera jest zapalonym użytkownikiem oprogramowania open source. Zawodowo jest ekspertem w dziedzinie energii cieplnej i pracuje jako dodatkowy dyrektor generalny w firmie NTPC Ltd.

Ten artykuł był wcześniej opublikowany na łamach „EFY", sierpień 2021 (efymag.com)

REKLAMA



eprasa.pl b8c17d8a95

Mówiący budzik LED wykorzystujący moduł LED TM1637

E. Hrushith & Sani Theo

Każdy projekt z mikrokontrolerem wymaga wyświetlacza. Wyświetlacz ciekłokrystaliczny z jednym lub dwoma rzędami znaków jest dobrym wyborem, ale do jego działania potrzeba kilku przewodowych połączeń. LED w siedmiu segmentach ma wspólną anodę lub wspólną katodę.

Wcześniej LEDy były używane do wyświetlania liczb, co miało swoje wady i zalety.

Załóżmy, że potrzebny jest czterocyfrowy wyświetlacz zegara, który wymaga czterech oddzielnych LEDów. Są one połączone wspólnym przewodem dla segmentów (katod), a anoda każdej diody jest wzbudzana oddzielnie, jedna po drugiej, z czasem przebywania na wyświetlaczu każdej cyfry wynoszącym kilka milisekund w sposób multipleksowy. Ze względu na bezwładność wzroku, cztery LEDy zdają się świecić w sposób ciągły, choć palą się jedna po drugiej.

W większości projektów stosuje się tę metodę tylko w przypadku czterech lub więcej cyfr dla wyświetlania. Przy ośmiu przewodach do połączenia z segmentami (siedem dla segmentów i jeden dla kropki dziesiętnej) oraz czterech sygnałach anod multipleksujących, które kolejno zapewniają zasilanie, do wyświetlania prędkości zegara czterocyfrowego potrzeba 8+4+1=13 połączeń przewodowych. Ostatnia „1" oznacza wspólny przewód masy.

Dzięki temu, że moduł LED TM1637 (rysunek 1) stał się łatwo dostępny w przystępnej cenie mniej więcej w latach dziewięćdziesiątych, budowa tego typu projektów stała się niezwykle prosta. Projekty te są proste, szybkie i łatwe do wykonania przy ograniczonych kosztach, a można je wykonać przy użyciu płytki Arduino Uno lub nawet zwykłego układu mikrokontrolera. Prostota polega na tym, że moduł TM1637 ma tylko cztery styki do połączeń. Dwa z nich to złącza 5 V i masa do zasilania, a dwa pozostałe służą do obsługi dwuprzewodowego interfejsu (zegar i dane), takiego jak tzw. magistrala I^2C, którą można poznać, korzystając z TM1637.

Przykład ilustrujący

Piny danych i zegara modułu TM1637 są podłączone do płytki Arduino odpowiednio przez piny 8 i 7. Oprócz tych dwóch przewodów do Arduino podłączone są także przewody 5 V i masy. Moduł TM1637 wyświetla czas za pomocą centralnie umieszczonego migającego dwukropka. Aby uzyskać informacje o czasie rzeczywistym, do płytki Arduino podłączono łatwo dostępny moduł zegara czasu rzeczywistego (RTC) DS3231. Po włączeniu obwodu wyświetlany czas jest czasem prawidłowym, którego nie trzeba w ogóle korygować (z wyjątkiem jednego ustawienia początkowego w kodzie źródłowym).

Moduł RTC również ma tylko dwa połączenia przewodowe. Piny SCL i SDA modułu RTC są podłączone odpowiednio do pinów A5 i A4 płytki Arduino. RTC jest wyposażony w litową okrągłą baterię guzikową 3 V, taką jak używane w komputerach stacjonarnych. Pasuje on do okrągłego gniazda z tyłu modułu, jak pokazano na rysunku 4, i działa przez rok lub dłużej. Ponieważ moduł jest wyposażony w baterię, czas rzeczywisty jest utrzymywany nawet wtedy, gdy Arduino jest wyłączone. Schemat ideowy mówiącego budzika jest pokazany na rysunku 3, a konfiguracja prototypu na rysunku 4.

Program wymaga pliku biblioteki talkie.h, który jest dostępny na stronie https://github.com/going-digital/Talkie.

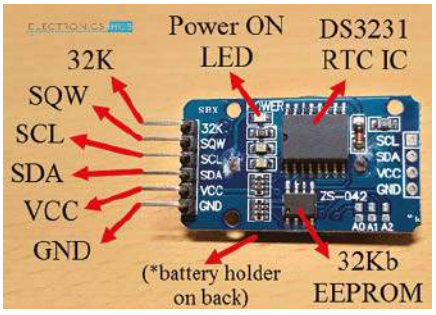
Zawiera słownictwo z języka angielskiego używanego w Stanach Zjednoczonych. Plik biblioteki musi być umieszczony w folderze libraries w Arduino IDE, podobnie jak biblioteka RTClib, jak pokazano na rysunku 5.

Przejdźmy do zakładki Sketch/Include Library i wyszukajmy bibliotekę RTClib, aby włączyć ją do Arduino IDE.

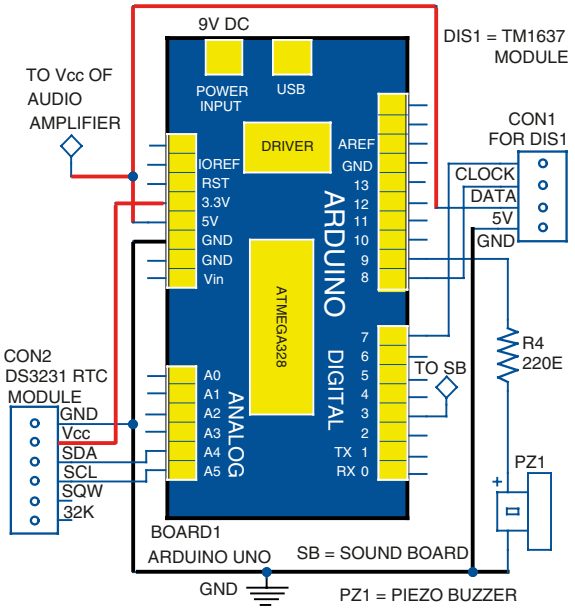
Moduł RTC utrzymuje dokładny czas od momentu ustawienia go na zegar



Rysunek 1. Moduł LED TM1637

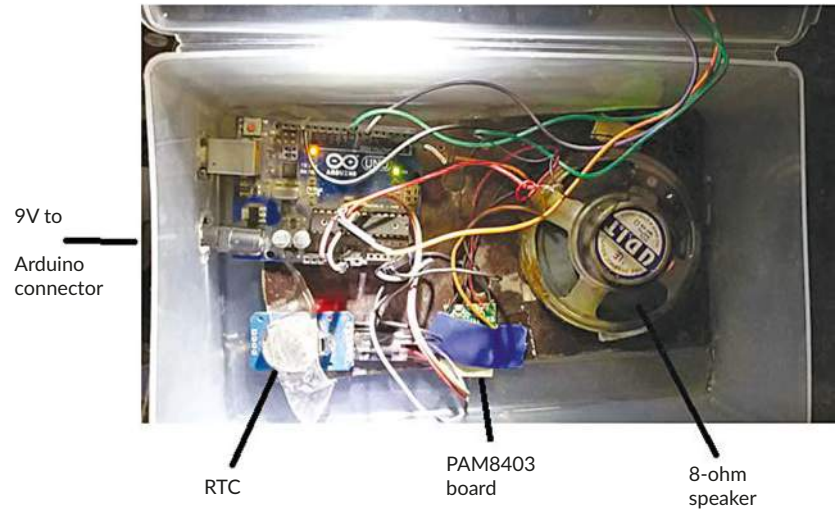


Rysunek 2. Moduł RTC DS3231



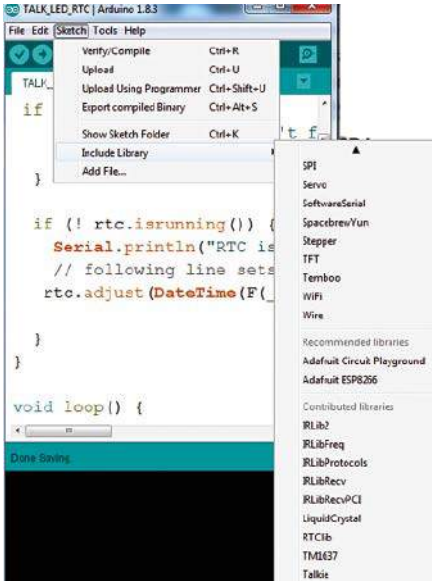
Rysunek 3. Schemat układu mówiącego budzika LED z Arduino

eprasa.pl b8c17d8a95



Rysunek 4. Zdjęcie egzemplarza autora przedstawiające elementy i wyświetlacz

lokalnego komputera, co jest zapewnione podczas programowania płytki. Należy pamiętać, że podany kod Arduino może być użyty dla układów RTC DS1307 i DS3231 bez żadnych zmian w kodzie (laboratorium EFY sprawdziło to w DS1307 i wszystko działa prawidłowo).



Rysunek 5. Dołączanie pliku talkie.h do biblioteki

Wykaz elementów:

Półprzewodniki:
Board1 – płytka Arduino Uno
DIS1 – moduł LED TM1637
RTC – moduł zegara czasu rzeczywistego DS3231

Rezystory: (wszystkie 1/4-watowe, ±5% węglowe):
R1 – 220 Ω

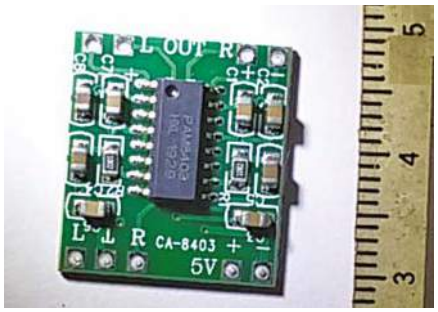
Pozostałe:
LS1 – 8-omowy głośnik o mocy 0,5 W do 3 W
CON1 – 4-pinowe męskie złącze Berg
CON2 – 6-pinowe męskie złącze Berg
PZ1 – Brzęczyk piezoelektryczny
Płytka dźwiękowa – PAM8403 podwójny wzmacniacz 3 W
minipłytka
adapter 9 V DC

Program jest ustawiony tak, aby ogłaszać czas raz na minutę. W przypadku godziny 4:51 rano ogłosi komunikat: „Jest godzina czwarta pięćdziesiąt jeden”. Czas alarmu jest ustawiany w samym programie, a jednominutowy dźwięk brzęczyka jest emitowany z pinu 9 Arduino. Program audio wykorzystuje Linear Predictive Codec do przechowywania bitów mowy, które łączy i nadaje, podając czas w godzinach i minutach.

Przewód z pinu cyfrowego 3 Arduino daje na wyjściu dźwięk w postaci sygnału PWM o częstotliwości 10 kHz. Należy go przefiltrować i wzmocnić. Filtrowanie odbywa się automatycznie we wzmacniaczu. Wyjście alarmowe jest wyprowadzone z pinu 9 Arduino, do którego podłączony jest brzęczyk piezoelektryczny PZ1 z szeregowym rezystorem 220-omowym w celu ograniczenia prądu.



Rysunek 6. Widok plastikowej obudowy prototypu



Rysunek 7. Płytka dźwiękowa PAM8403

Aby uzyskać dobry dźwięk, a także zminimalizować rozmiary elementów, zalecamy użycie minipłytki audio PAM8403 (rysunek 7). Nie są potrzebne żadne zewnętrzne komponenty, wystarczy podłączyć pin 3 Arduino do płytki PAM8403 i zapewnić zasilanie 5 V. Podłączmy głośnik do któregoś z dwóch punktów oznaczonych jako R (prawy) i L (lewy) na płytce PAM8403, w zależności od tego, do którego pinu zostanie doprowadzone połączenie z pinu cyfrowego 3 płytki Arduino – R lub L. Płytka PAM8403 ma wielkość monety pięciozłotowej i jest cienka, ponieważ wszystkie elementy na tej płytce są elementami SMD (podczas testów w laboratorium EFY najpierw wypróbowano wzmacniacz oparty na układzie LM358, ale dawał on dość słaby dźwięk).

Alternatywne możliwości

Zamiast zegara można zmienić program tak, aby był to licznik sekund, który można wykorzystać na przykład do odmierzania czasu w biegu na sto metrów. W tym celu pin 9 używany do brzęczyka może być użyty jako wejście dla wyłącznika krańcowego, który zatrzymuje go, gdy zawodnik dotrze do linii mety. Ten pin powinien być skonfigurowany za pomocą linii kodowej „input pull up”.

Na wyświetlaczu można również pokazywać temperaturę w stopniach Celsjusza. Do styku wejścia analogowego A0 w Arduino można podłączyć czujnik temperatury LM35. W celu uzyskania maksymalnej dokładności „analogową wartość odniesienia” można ustawić na wewnętrzną wartość 1,1 V w pełnej skali. Zegar i temperatura mogą być wyświetlane razem. Program można napisać tak, aby pokazywał temperaturę tylko przez pięć sekund na początku każdej minuty, a następnie powracał do zegara. ■

Prof. K. Padmanabhan

Ten artykuł był wcześniej opublikowany na łamach „EFY”, wrzesień 2021 (efymag.com)

Kod źródłowy tego projektu jest dostępny do pobrania ze strony https://bit.ly/3B2ieKm

eprasa.pl b8c17d8a95

Automatyzacja domu przy użyciu **Apple HomeKit i ESP8266**



Jest to projekt oparty na technologii IoT, dzięki któremu można sterować czterema urządzeniami domowymi za pomocą urządzeń Apple HomeKit, aplikacji Hey Siri i modułu Wi-Fi ESP8266.

Prototyp opracowany przez autora pokazano na rysunku 1.

Kilka miesięcy temu zastanawialiśmy się nad budową systemu automatyki domowej. Po poszukiwaniach w internecie stwierdziliśmy, że takie projekty były głównie oparte na Asystencie Google i Alexa. Stąd wziął się pomysł stworzenia systemu automatyki domowej, którym można by sterować za pomocą asystenta Apple – funkcji Hey Siri.

Przeszukaliśmy ten temat, ale większość artykułów dotyczyła laptopa firmy Apple i aplikacji Homebridge. Chcieliśmy zrealizować projekt bez użycia tych narzędzi. Wtedy natrafiliśmy na niezwykłą bibliotekę, która to umożliwia, choć jej przykład pozwalał na sterowanie tylko jednym przekaźnikiem. Oto projekt automatyki domowej, dzięki któremu można sterować czterema urządzeniami za pomocą czterech przekaźników.

Do wykonania projektu potrzebny jest następujący sprzęt:

- moduł przekaźnika 5 V,
- płytka NodeMCU,
- przewody i zworki,
- oprawka żarówki (dla prądu przemiennego 230 V),
- żarówka 60 W/100 W,
- iPhone SE lub dowolny iPhone, który obsługuje aplikację Apple HomeKit.



Rysunek 1. Prototyp autora

Układ

Połączenia obwodów są bardzo proste. W tabeli przedstawiono połączenia między modułem przekaźnika a NodeMCU. Kompletny schemat połączeń do sterowania żarówką za pomocą modułu przekaźnikowego jest pokazany na rysunku 6. W podobny sposób można połączyć układ, aby sterować pozostałymi trzema urządzeniami elektrycznymi.

W oprawce żarówki znajdują się dwa przewody, jak pokazano na rysunku 6. Przetnijmy jeden z przewodów na środku i podłączmy jeden z odciętych końców do styku COM, a drugi do styku NO modułu przekaźnika. Podłączmy pin D2 modułu NodeMCU do pinu IN modułu przekaźnika.

POŁĄCZENIA OBWODÓW

Styki na przekaźniku	Do NodeMCU
IN	D4
GND	G
VCC	VIN

Oprogramowanie

Pobierzmy bibliotekę Arduino-HomeKit z linku https://github.com/ Mixiaoxiao/ Arduino-HomeKit-ESP8266

Po pobraniu pliku otwórzmy Arduino IDE i wykonajmy poniższe czynności.

1. W Arduino IDE kliknijmy opcję Sketch, a następnie Include Library (Dołącz bibliotekę), jak pokazano na rysunku 7. Następnie kliknij przycisk Add .Zip Library i wybierzmy bibliotekę Home-Kit-ESP8266. Trzy pliki Example02_Switch, my_accessory.c oraz wifi_info.h zostaną dołączone do Arduino IDE.
2. Otwórzmy plik Example02_Switch, jak pokazano na rysunku 8. Oryginalny kod „Example02_Switch.ino" zawiera



Rysunek 2. Moduł przekaźnikowy



Rysunek 3. Płytka NodeMCU



Rysunek 4. Żarówka i oprawka

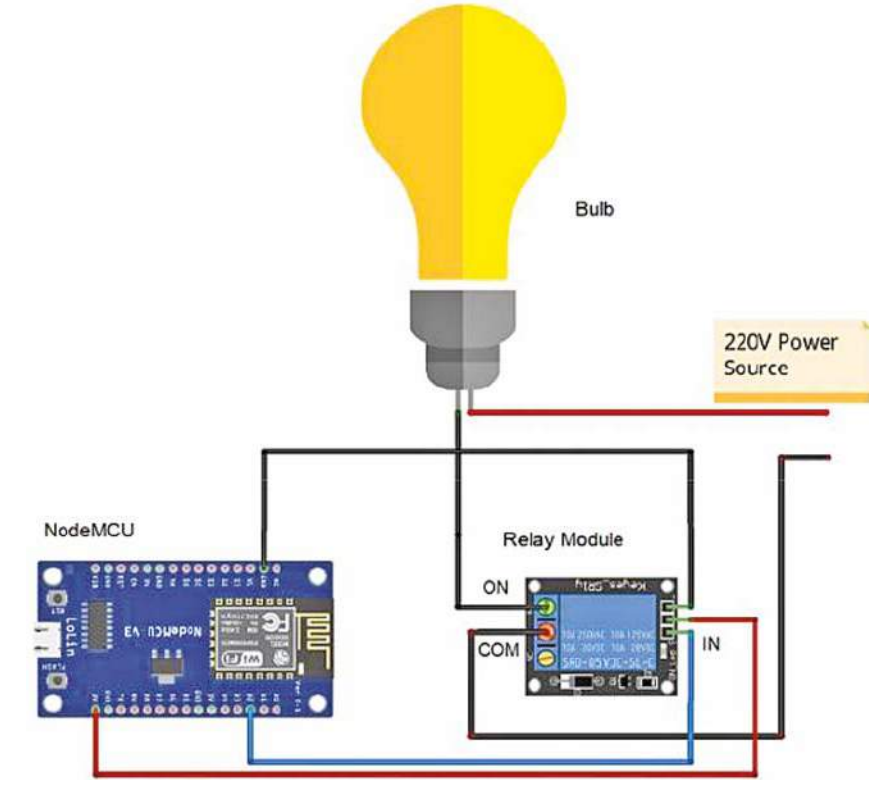


Rysunek 5. Przewody/zworki

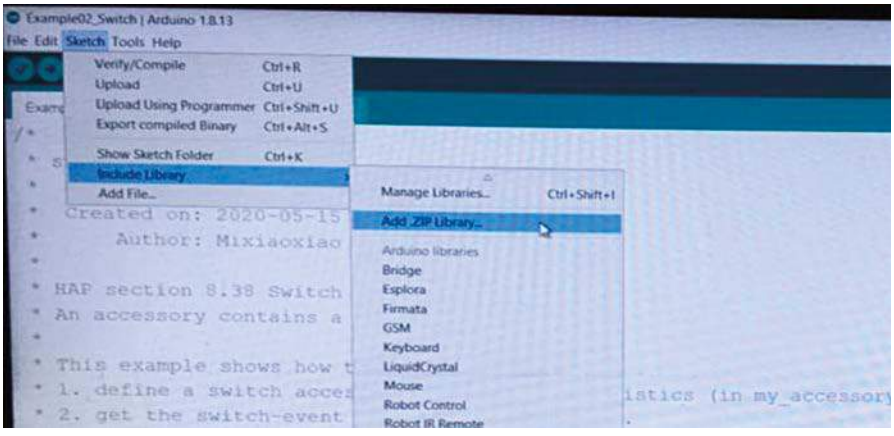
eprasa.pl b8c17d8a95

tylko jeden moduł przekaźnika. Aby dodać kilka (cztery) przekaźników, należy wprowadzić pewne zmiany w kodzie, co zostanie wyjaśnione w następnej sekcji.

3. W pliku Wifi_info.h (rysunek 9) należy podać własny identyfikator SSID i hasło.
4. Najpierw należy wprowadzić kilka zmian w kodzie „my_accesory.c". Aby dodać wiele urządzeń, skopiujmy i wklejmy zaznaczony fragment rysunku 10 tyle razy, ile urządzeń ma być dodanych w projekcie.



Rysunek 6. Połączenia obwodów



Rysunek 7. Dodawanie biblioteki .zip do Arduino IDE



Rysunek 8. Example02_Switch

```
const char *ssid = "your-ssid";
const char *password = "your-password";
```

Rysunek 9. Ustawianie SSID i hasła

Po wielokrotnym dodaniu zmieńmy wartość „id" w wierszu „HOME-KIT_ACCESSORY (.id=1, .category=homekit_accessory_category_switch, .services=(homekit_service_t*[])", jak pokazano na rysunku 11.

Zmieńmy .id=1 na .id=2. Jeśli zostało dodane trzecie urządzenie, zmieńmy jego wartość na .id=3. Dlatego za każdym razem, gdy kopiujemy i wklejamy zaznaczony fragment, zwiększamy liczbę identyfikatora.

W podświetlonej części znajduje się linia „&cha_switch_on", jak pokazano na rysunku 12. Jest to domyślny kod dla numeru przełącznika kanałów. Jeśli dodano nową wyróżnioną część, zmieniamy ją na „&cha_switch_on2". Po każdym dodaniu nowej wyróżnionej części należy zwiększyć numer przełącznika.

Następnie należy znaleźć „homekit_characteristic_t cha_switch_on = HOMEKIT_CHARACTERISTIC_(ON, false);" w tym samym kodzie. Również w tym przypadku należy dodać ten wiersz tyle razy, ile urządzeń zostało dodanych, a także dodać numer switch_on. Na przykład, jeśli dodano dwa urządzenia, wiersz kodu będzie wyglądał następująco:

homekit_characteristic_t cha_switch_on = HOMEKIT_CHARACTERISTIC_(ON, false);

homekit_characteristic_t cha_switch_on2 = HOMEKIT_CHARACTERISTIC_(ON, false);

5. Teraz wprowadźmy kilka zmian w kodzie programu Example02_Switch. Tutaj można znaleźć linię „extern „C" homekit_characteristic_t cha_switch_on;". Trzeba dodać tę linię za każdym razem, gdy dodajemy urządzenie, a także, jak poprzednio, musimy zmienić switch_on na switch_on2, switch_on3 itd.

Następnie znajdziemy linię kodu „#define PIN_SWITCH 2". Należy skopiować tę linię i dodać tyle razy, ile dodano nowych urządzeń, a także zmienić każdy numer PIN. Rzeczony pin określa pin płytki NodeMCU, do którego urządzenie jest podłączone przez moduł przekaźnika.

Należy zwrócić uwagę, że zdefiniowany tutaj pin 2 nie jest fizycznym pinem D2 NodeMCU; jest to pin 2 GPIO. Piny GPIO są zaznaczone na płytce NodeMCU, jak pokazano na rysunku 13. Zdefiniowane w tym projekcie piny GPIO służące do przełączania czterech przekaźników są pokazane na rysunku 14.

Do sterowania czterema urządzeniami autor wykorzystał piny GPIO2, GPIO16, GPIO4 i GPIO5 modułu NodeMCU. Każdy pin GPIO powinien być podłączony

eprasa.pl b8c17d8a95

```
// format: string; HAP section 9.62; max length 64
homekit_characteristic_t cha_name = HOMEKIT_CHARACTERISTIC_(NAME, "Switch");

homekit_accessory_t *accessories[] = {
    HOMEKIT_ACCESSORY(.id=1, .category=homekit_accessory_category_switch, .services=(homekit_service_t*[]) {
        HOMEKIT_SERVICE(ACCESSORY_INFORMATION, .characteristics=(homekit_characteristic_t*[]) {
            HOMEKIT_CHARACTERISTIC(NAME, "Switch"),
            HOMEKIT_CHARACTERISTIC(MANUFACTURER, "Arduino HomeKit"),
            HOMEKIT_CHARACTERISTIC(SERIAL_NUMBER, "0123456"),
            HOMEKIT_CHARACTERISTIC(MODEL, "ESP8266/ESP32"),
            HOMEKIT_CHARACTERISTIC(FIRMWARE_REVISION, "1.0"),
            HOMEKIT_CHARACTERISTIC(IDENTIFY, my_accessory_identify),
            NULL
        }),
        HOMEKIT_SERVICE(SWITCH, .primary=true, .characteristics=(homekit_characteristic_t*[]){
            &cha_switch_on,
            &cha_name,
            NULL
        }),
        NULL
    }),
    NULL
};
```

Rysunek 10. Podświetlony kod, który ma zostać skopiowany i wklejony

```
accessory_t *accessories[] = {
EKIT_ACCESSORY(.id=1, .category=homekit_accessory_category_switch,
  HOMEKIT_SERVICE(ACCESSORY_INFORMATION, .characteristics=(homekit_ch
      HOMEKIT_CHARACTERISTIC(NAME, "Switch"),
      HOMEKIT_CHARACTERISTIC(MANUFACTURER, "Arduino HomeKit"),
      HOMEKIT_CHARACTERISTIC(SERIAL_NUMBER, "0123456"),
      HOMEKIT_CHARACTERISTIC(MODEL, "ESP8266/ESP32"),
      HOMEKIT_CHARACTERISTIC(FIRMWARE_REVISION, "1.0"),
```

Rysunek 11. Zmiana identyfikatora

```
        HOMEKIT_CHARACTERISTIC(FI
        HOMEKIT_CHARACTERISTIC(II
        NULL
    }),
  HOMEKIT_SERVICE(SWITCH, .primary
    &cha_switch_on,
    &cha_name,
    NULL
  }),
rduino Version: 1.8.13
```

```
        HOMEKIT_CHARACTERISTIC(SER
        HOMEKIT_CHARACTERISTIC(MOD
        HOMEKIT_CHARACTERISTIC(FIR
        HOMEKIT_CHARACTERISTIC(IDE
        NULL
    }),
  HOMEKIT_SERVICE(SWITCH, .primary=t
    &cha_switch_on2,
    &cha_name,
    NULL
  }),
```

Rysunek 12. Zmiana numeru przełącznika kanałów

do odpowiedniego modułu przekaźnika, jak pokazano na schemacie połączeń na rysunku 6.

Następna jest linia kodu „cha_switch_on.setter= cha_switch_on_setter;”. Skopiujmy również ten element i dodajmy go tyle razy, ile urządzeń ma być dodanych w projekcie. Aby dodać cztery nowe urządzenia, należy zmienić opcje switch_on i setter, jak pokazano na rysunku 15.

Następny jest wiersz „void my_homekit_set-up()”. W środku znajduje się „pinMode(PIN_SWITCH, OUTPUT);

digitalWrite(PIN_SWITCH, HIGH);” Trzeba dodać te linie tyle razy, ile razy dodano nowe urządzenia. W przypadku czterech urządzeń należy zmienić zmienne, jak pokazano na rysunku 16.

Po tym wybierzmy następujące linie: „void cha_switch_on_setter (const homekit_value_t value) { bool on = value.bool_value; cha_switch_on.value.bool_value = on; //synchronizuj wartość LOG_D(„Switch: %s”, on ? „ON” : „OFF”);

digitalWrite(PIN_SWITCH, on ? LOW : HIGH); }”

Skopiujmy te wiersze i dodajmy tyle razy, ile urządzeń zostało dodanych. Następnie zmieńmy w kodzie wartości setter, PIN_SWITCH i cha_switch_on, jak pokazano na Rys. 17. Jest to zasadniczo funkcja .setter umożliwiająca uzyskanie zdarzenia przełączenia wysyłanego z urządzenia Apple iOS.

Teraz prześlijmy kod na płytkę NodeMCU. Następnie skonfigurujmy aplikację Apple HomeKit.



Rysunek 13. Piny GPIO na płytce NodeMCU

```
cha_switch_on.setter = cha_switch_on_setter;
  cha_switch_on2.setter = cha_switch_on_setter2;
    cha_switch_on3.setter = cha_switch_on_setter3;
      cha_switch_on4.setter = cha_switch_on_setter4;
```

Rysunek 15. Zmiana switch_on i setter w kodzie

Konfigurowanie Apple HomeKit

Wykonajmy poniższe czynności, aby skonfigurować aplikację Apple HomeKit za pomocą urządzenia Apple iPhone SE.

Krok 1. Pobierzmy aplikację HomeKit z App Store.

Krok 2. W prawym górnym rogu kliknijmy przycisk plus (+). Wybierzmy opcję Add Accessory (Dodaj akcesorium). Pojawi się wyskakujące okno, jak pokazano na rysunku 18.

Wybierzmy opcję More options... (Więcej opcji...), aby kontynuować.

Krok 3. Następnie pojawi się kolejne wyskakujące okno, jak pokazano na rysunku 19. Tutaj znajdziemy swoje urządzenie „Switch”. Kliknijmy na przełącznik.

Krok 4. Zostanie wyświetlony komunikat ostrzegawczy. Wystarczy kliknąć opcję Add Anyway (Dodaj mimo wszystko), jak pokazano na rysunku 20.

Krok 5. Należy dodać 8-cyfrowy kod konfiguracji. Domyślnym kodem konfiguracyjnym jest 11111111, jak pokazano na rysunku 21.

Krok 6. Teraz zostanie wyświetlona prośba o podanie lokalizacji przełącznika. Można ją wybrać w zależności od konfiguracji. W tym przypadku stosuje się przełącznik Bedroom (Sypialnia). Kliknijmy przycisk Continue (Kontynuuj), aby przejść do kolejnych kroków.

```
#define PIN_SWITCH 2
#define PIN_SWITCH2 16
#define PIN_SWITCH3 4
#define PIN_SWITCH4 5
```

Rysunek 14. Piny GPIO zdefiniowane w kodzie

eprasa.pl b8c17d8a95

Kod źródłowy tego projektu jest dostępny do pobrania ze strony https://bit.ly/3OuarIR

Krok 7. Następnie pojawi się okno Display As (Wyświetl jako), jak pokazano na rysunku 22. Można wybrać dowolne z wymienionych urządzeń, w tym wentylator, światło lub przełącznik, jeśli są podłączone. Następnie kliknijmy przycisk Kontynuuj.

Krok 8. Teraz pojawi się pytanie o nazwę przełącznika, jak pokazano na rysunku 23. Ta funkcja umożliwia ustawienie dowolnej nazwy dla przełącznika. Następnie kliknijmy przycisk Kontynuuj.

Krok 9. Na koniec zostanie wyświetlone okno informujące, że przełącznik został dodany do naszego domu. Kliknijmy przycisk Done (Gotowe).

Teraz można ręcznie sterować wszystkimi czterema urządzeniami za pomocą urządzenia iPhone, naciskając odpowiednie przyciski lub wydając polecenia głosowe. Funkcja Hey Siri umożliwia sterowanie urządzeniami za pomocą poleceń głosowych.

Na przykład, aby włączyć światło w sypialni, wystarczy powiedzieć „Hey Siri, turn on the bedroom light" (Hej Siri, włącz światło w sypialni). Natychmiast aplikacja odpowie głosem „OK., the switch is on" (OK., przełącznik jest włączony) wraz z tekstem wyświetlanym w aplikacji, jak pokazano na rysunku 24. W tym samym czasie zapali się światło w sypialni.

Podobnie, aby je wyłączyć, należy powiedzieć „Hey Siri, turn off the bedroom light" (Hej Siri, wyłącz światło w sypialni). Aplikacja poda odpowiedź głosową „OK.,

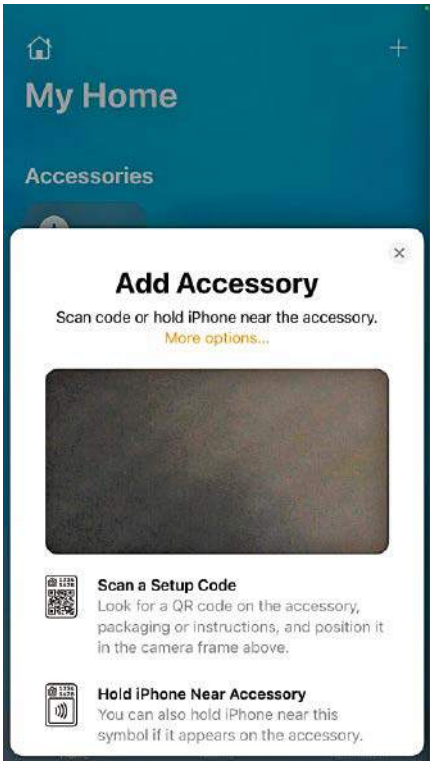
```
void my_homekit_setup() {
  pinMode(PIN_SWITCH, OUTPUT);
  digitalWrite(PIN_SWITCH, HIGH);

  pinMode(PIN_SWITCH2, OUTPUT);
  digitalWrite(PIN_SWITCH2, HIGH);

    pinMode(PIN_SWITCH3, OUTPUT);
  digitalWrite(PIN_SWITCH3, HIGH);

    pinMode(PIN_SWITCH4, OUTPUT);
  digitalWrite(PIN_SWITCH4, HIGH);
```

Rysunek 16. Zmienne PinMode



Rysunek 18. Okno dodawania akcesoriów

```
void cha_switch_on_setter(const homekit_value_t value) {
  bool on = value.bool_value;
  cha_switch_on.value.bool_value = on;  //sync the value
  LOG_D("Switch: %s", on ? "ON" : "OFF");
  digitalWrite(PIN_SWITCH, on ? LOW : HIGH);
}

void cha_switch_on_setter2(const homekit_value_t value) {
  bool on = value.bool_value;
  cha_switch_on2.value.bool_value = on;  //sync the value
  LOG_D("Switch: %s", on ? "ON" : "OFF");
  digitalWrite(PIN_SWITCH2, on ? LOW : HIGH);
}

void cha_switch_on_setter3(const homekit_value_t value) {
  bool on = value.bool_value;
  cha_switch_on3.value.bool_value = on;  //sync the value
  LOG_D("Switch: %s", on ? "ON" : "OFF");
  digitalWrite(PIN_SWITCH3, on ? LOW : HIGH);
}

void cha_switch_on_setter4(const homekit_value_t value) {
  bool on = value.bool_value;
  cha_switch_on4.value.bool_value = on;  //sync the value
  LOG_D("Switch: %s", on ? "ON" : "OFF");
  digitalWrite(PIN_SWITCH4, on ? LOW : HIGH);
}
```

Rysunek 17. Funkcja .setter do pobierania zdarzeń przełączania



Rysunek 19. Dodaj do okna w Mojego Domu (My Home)

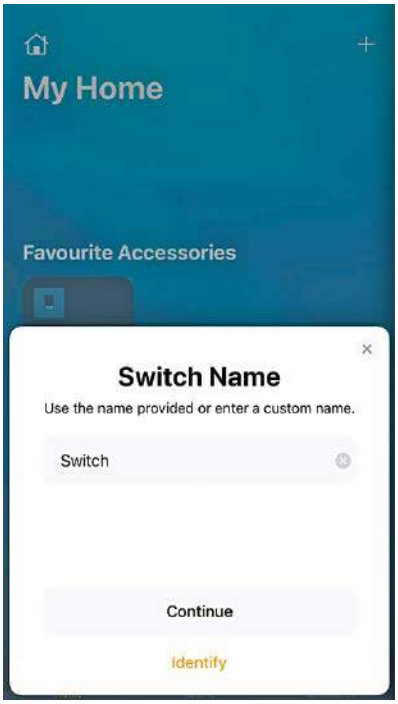


Rysunek 20. Komunikat ostrzegawczy konfiguracji

eprasa.pl b8c17d8a95



Rysunek 21. Dodawanie kodu konfiguracji



Rysunek 23. Nazwa przełącznika

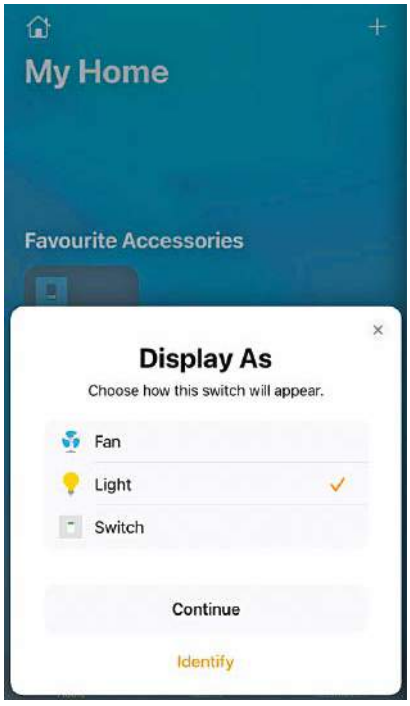
the switch is off" (OK., wyłącznik jest wyłączony) wraz z tekstem w aplikacji. W tym samym czasie zostanie wyłączone światło w sypialni.

W ten sam sposób można sterować innymi urządzeniami, które są już podłączone do NodeMCU i zaprogramowane w aplikacji.

Uwaga! Po załadowaniu kodu do NodeMCU, jeśli chcemy wprowadzić w nim jakieś zmiany, najpierw upewnijmy się, że pamięć flash NodeMCU została skasowana. Dopiero wtedy można załadować zmodyfikowany kod do NodeMCU. W przeciwnym razie aplikacja może wyświetlić komunikat o błędzie „Not available" (Niedostępne). ■

Rohan Barnwal i Rahul Barnwal

Ten artykuł był wcześniej opublikowany na łamach „EFY", kwiecień 2022 (efymag.com)



Rysunek 22. Okno Wyświetl jako (Display As)





Rysunek 24. Odpowiedzi z aplikacji na iPhone'a

Miesięcznik „**Elektronika dla Wszystkich**"
(12 numerów w roku) jest wydawany we współpracy z kilkoma redakcjami zagranicznymi

Wydawnictwo:
AVT-Korporacja Sp. z o.o.
03-197 Warszawa, ul. Leszczynowa 11
tel. 22 257 84 99, e-mail: avt@avt.pl

Wydawca:
Wiesław Marciniak

Adres redakcji:
03-197 Warszawa, ul. Leszczynowa 11
e-mail: edw@elportal.pl, www.elportal.pl

Redaktor merytoryczny
Paweł Sujko

Dział Reklamy:
Katarzyna Gugała
katarzyna.gugala@elportal.pl, tel. 22 257 84 64

Szef Pracowni Konstrukcyjnej:
Grzegorz Becker
grzegorz.becker@elportal.pl

DTP, okładka, redakcja strony internetowej www.elportal.pl:
MAD Sp. z o.o.

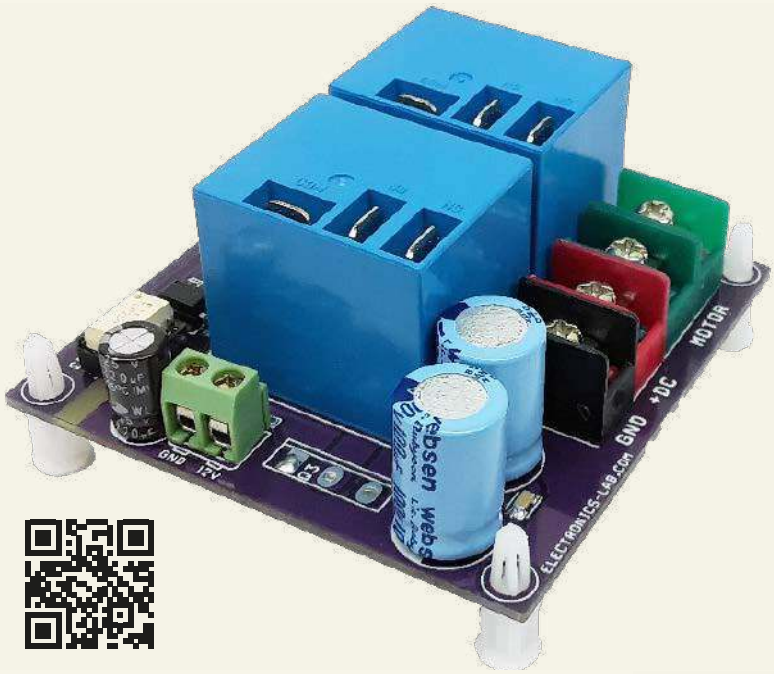
Prenumerata:
W Wydawnictwie AVT, e-mail: prenumerata@avt.pl
tel. 22 257 84 22, (godz. 10:00–14:00)

W RUCH S.A., e-mail: prenumerata@ruch.com.pl
tel. 801 800 803, 22 717 59 59, www.prenumerata.ruch.com.pl

Copyright AVT-Korporacja Sp. z o.o., Warszawa, ul. Leszczynowa 11. Projekty publikowane w „Elektronice dla Wszystkich" mogą być wykorzystywane wyłącznie do własnych potrzeb. Korzystanie z tych projektów do innych celów, zwłaszcza do działalności zarobkowej, wymaga zgody redakcji „Elektroniki dla Wszystkich". Przedruk oraz umieszczanie na stronach internetowych całości lub fragmentów publikacji zamieszczanych w „Elektronice dla Wszystkich" jest dozwolone wyłącznie po uzyskaniu pisemnej zgody redakcji. Redakcja nie odpowiada za treść reklam i ogłoszeń zamieszczanych w „Elektronice dla Wszystkich".

eprasa.pl b8c17d8a95

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.

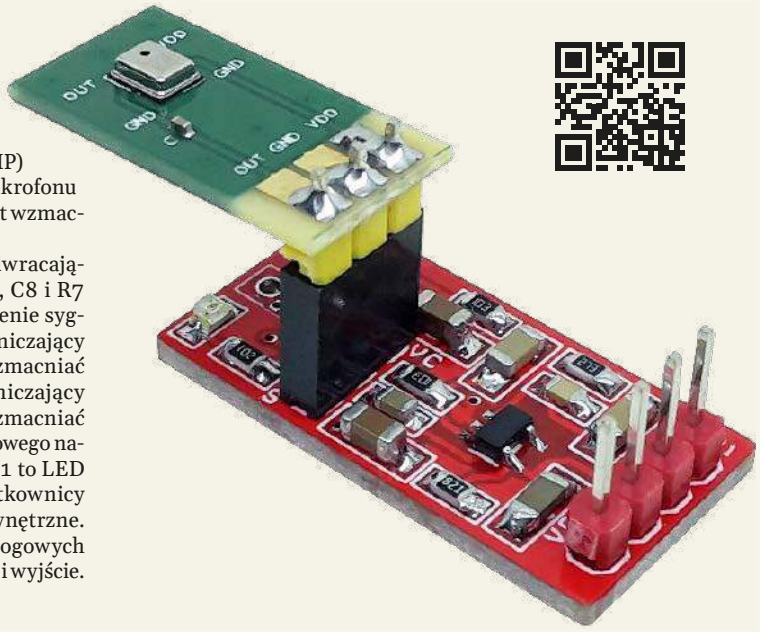


Sterownik silnika prądu stałego z wykorzystaniem przekaźnika i mosfetu – interfejs Arduino

Projekt jest niedrogim rozwiązaniem do sterowania prędkością i kierunkiem obrotów szczotkowego silnika prądu stałego o dużej mocy.

Tradycyjne sterowniki silników prądu stałego są oparte na układach półprzewodnikowych znanych jako mostki H. W tym przypadku wykonaliśmy konfigurację mostka H z wykorzystaniem dwóch przekaźników wysokoprądowych, które mogą obsługiwać zarówno wysokie napięcie, jak i duży prąd. Dodatkowe tranzystory MOSFET służą do sterowania prędkością silnika. Te MOSFET-y można usunąć w przypadku, gdy wymagana jest tylko kontrola kierunku, zwierając styki drenu i źródła MOSFET-ów. Projekt wymaga trzech wejściowych sygnałów sterujących. Wszystkie wejścia są izolowane optycznie, aby zapobiec przedostawaniu się szumów i wysokiego napięcia do obwodów logicznych. W przypadku tranzystorów MOSFET konieczne jest zastosowanie sporych rozmiarów radiatora.

Dokończenie artykułu na stronie: https://bit.ly/3aGvolo



Przedwzmacniacz do mikrofonu mems

Jest to tani, niewielkich rozmiarów przedwzmacniacz audio dla mikrofonu MEMS. Układ oparty na wzmacniaczu operacyjnym (OPAMP) wzmacnia sygnał analogowy o niskim poziomie pochodzący z mikrofonu MEMS do poziomu wymaganego dla następnego stopnia, którym jest wzmacniacz audio.

Rezystory R4 i R7 ustalają napięcie odniesienia na wejściu nieodwracającym wzmacniacza operacyjnego na poziomie VCC/2. Elementy C7, C8 i R7 pomagają zmniejszyć szumy zasilania. R5 i C5 umożliwiają sprzężenie sygnału z mikrofonu prądem przemiennym. R2 i C2 tworzą filtr ograniczający od góry zakres częstotliwości wzmacniających sygnałów, aby nie wzmacniać szumów poza pasmem akustycznym. R3 i C6 tworzą filtr ograniczający od dołu zakres częstotliwości wzmacniających sygnałów, aby nie wzmacniać stałego napięcia polaryzacji wzmacniacza operacyjnego (w tym wyjściowego napięcia niezrównoważenia). Częstotliwość odcięcia wynosi 59 Hz. D1 to LED zasilania. Płytka ma podwójną opcję dla mikrofonów MEMS. Użytkownicy mogą wlutować wbudowane mikrofony lub podłączyć mikrofony zewnętrzne. Płytka jest testowana z zewnętrznymi modułami mikrofonów analogowych MEMS firmy PUI Audio, które są wyposażone w trzy złącza: VCC, GND i wyjście.

Dokończenie artykułu na stronie: https://bit.ly/3yD5eYJ

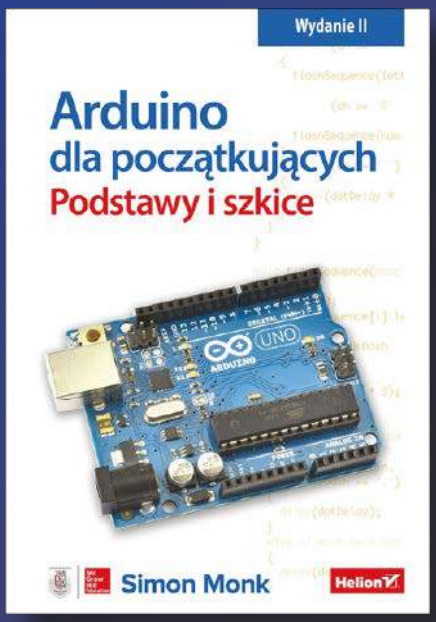
Niektóre projekty aktualnie dostępne tylko dla prenumeratorów EdW w rubryce DIY PLUS na www.elportal.pl:

1. Super prosty czuły wykrywacz metali
2. Stymulator czaszkowy Arduino (Bio-BrainTuner)
3. Izolowany obwód wykrywania napięcia 250 V AC z pojedynczym wyjściem (wejście 250 V prądu przemiennego, wyjście 5 V)
4. Generator sygnałów AD9833
5. Obserwacja charakterystyk tranzystora
6. Wyświetlacz EKG z użyciem Arduino
7. Łatwy do zbudowania robot kroczący
8. Sonarowy theremin MIDI
9. Zamek elektroniczny na kod
10. Prosty tester tranzystorów
11. Zegar binarny z użyciem Microbit
12. Miernik pojemności z użyciem Microbit
13. Oscylator pierścieniowy z użyciem Microbit
14. Generator sygnałów funkcji z użyciem Microbit
15. Przetwornik częstotliwości na napięcie (tachometr) – przetwornik częstotliwości na napięcie z czujnikiem magnetycznym o zmiennej reluktancji
16. Przerzutnik SR oparty na PLD z użyciem Microbit
17. Programowalne bramki logiczne z użyciem Microbit

eprasa.pl b8c17d8a95

KSIĄŻKI W ULUBIONYM KIOSKU

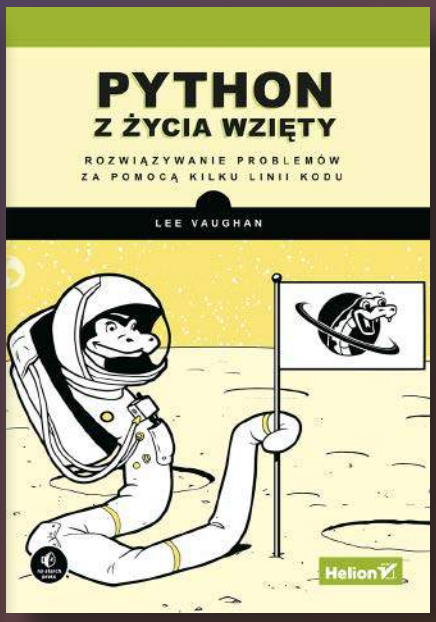
Z RABATEM DO 30%













Zobacz pełną ofertę – ponad 500 tytułów!

Zamów wygodnie na UlubionyKiosk.pl

eprasa.pl b8c17d8a95