bardzo ważne – list do uczniów i nauczycieli str. 7

ELEKTRONIKA dla wszystkich

nr 9/2022 (320) • wrzesień • www.elportal.pl

DIY PLUS
tylko dla prenumeratorów

Rewelacyjne kolumny głośnikowe

PROJEKTY dla elektroników
- Uruchamiany poruszeniem włącznik napięcia 12 V
- Zegar wskazówkowy synchronizowany sygnałem GPS
- Przedwzmacniacz Champion

DIY dla wszystkich
- Rejestrator danych analogowych
- Miernik parametrów oświetlenia
- Układ oszczędzania energii dla dwóch konwektorów ciepła
- Prosty czasomierz zbudowany na Arduino Uno
- Stacja pogodowa z opcją sterowania urządzeń przy użyciu ekranu dotykowego

TUTORIALE
- Szkoła Konstruktorów
- Silniki prądu stałego, część 18
- Silniki indukcyjne, część 3
- Theremin, część 2
- KiCad 6, część 1. Informacje ogólne
- Zrozumieć tranzystory bipolarne, część 2
- Zasilacz-ładowarka superkondensatora, część 3
- Zasilanie do twojego projektu, część 6. Powielacze napięcia

16,90 zł (w tym 8% VAT)
ISSN 1425-1698 Indeks 33362X
9 771425 169221 09 >



EP.com.pl
Największy portal dla elektroników konstruktorów

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

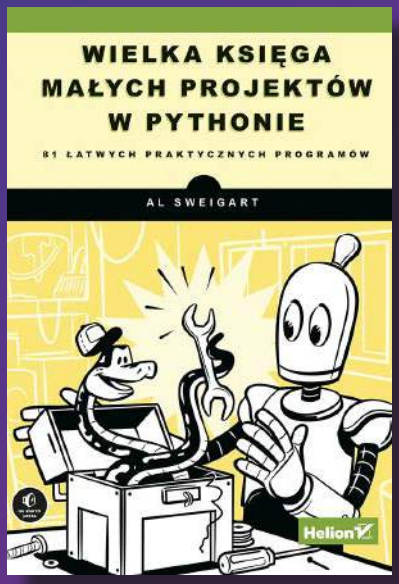


eprasa.pl 4f2b873bcf

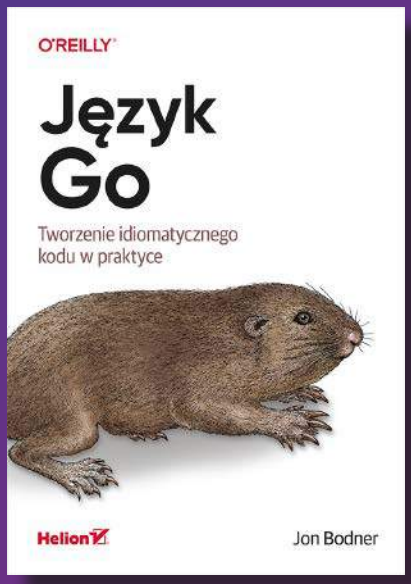
NOWOŚCI W ULUBIONYM KIOSKU

KSIĄŻKI Z RABATEM DO 30%

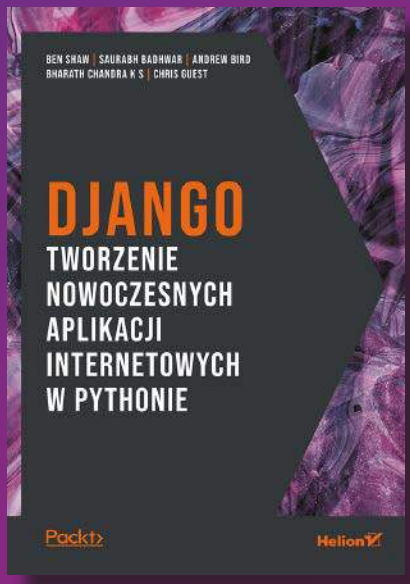












Zobacz pełną ofertę - ponad 500 tytułów!

Zamów wygodnie na UlubionyKiosk.pl

eprasa.pl 4f2b873bcf

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



DIY PLUS
tylko dla prenumeratorów

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

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.

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

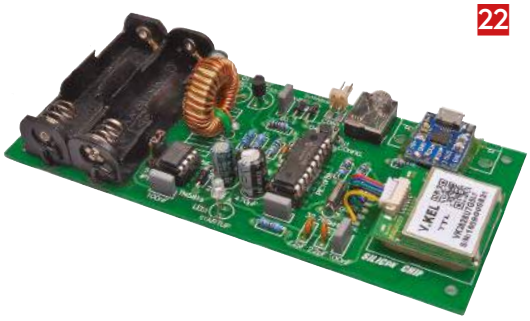
Po opłaceniu prenumeraty przyślemy Ci kod dostępu do projektów DIY plus na www.elportal.pl

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 4f2b873bcf

ELEKTRONIKA dla wszystkich

wrzesień 2022 • 09 (320)



22

Projekty dla elektroników:

Rewelacyjne kolumny głośnikowe 8
Uruchamiany poruszeniem włącznik napięcia 12 V 17
Zegar wskazówkowy synchronizowany sygnałem GPS 22
Przedwzmacniacz Champion 34



34

Tutoriale:

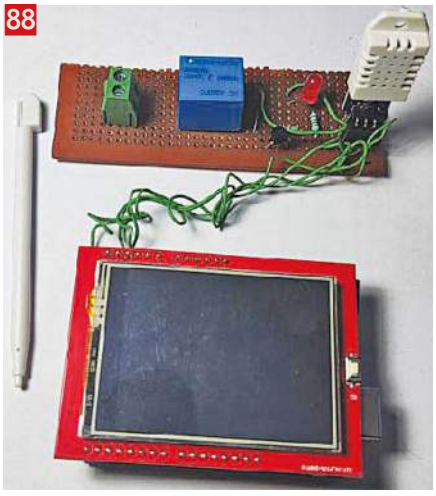
Szkoła Konstruktorów 38
Silniki prądu stałego, część 18 50
Silniki indukcyjne, część 3 52
Theremin, część 2 54
Zrozumieć tranzystory bipolarne, część 2 57
Zasilacz-ładowarka superkondensatora, część 3 62
Zasilanie do twojego projektu, część 6. Powielacze napięcia 66
KiCad 6, część 1. Informacje ogólne 74



80

DIY dla wszystkich:

Miernik parametrów oświetlenia 77
Rejestrator danych analogowych 80
Układ oszczędzania energii dla dwóch konwektorów ciepła 84
Prosty czasomierz zbudowany na Arduino Uno 86
Stacja pogodowa z opcją sterowania urządzeń przy użyciu ekranu dotykowego 88



88

DIY PLUS

Wzmacniacz piezoelektryczny do gitary i skrzypiec 91
Wysokowydajny i niezawodny sterownik bipolarnego silnika krokowego .. 91

Rubryki stałe:

Prenumerata 3
Od wydawcy 5
Poczta 6

eprasa.pl 4f2b873bcf

A za miesiąc w październikowym EdW



- **Sterownik szybkości obrotów silnika DC od 12 V do 60 V, prąd do 40 A**
  To nie jest zabawka. Tu nie chodzi o silniczek do zastosowań DIY. To sterownik silnika prądu stałego o dużej mocy. Działa w zakresie napięcia do 60 V i prądu do 40 A. Ma miękki start, a przy spadku napięcia napędowego poniżej 11,5 V automatycznie się wyłącza. Jako elementy regulacyjne zastosowano tranzystory mocy MOSFET, przełączane przez układ modulacji szerokości impulsu (PWM).

- **Licznik przepłyniętych basenów**
  Dla przepłynięcia jednego kilometra na basenie 25 m lub krótszym trzeba pokonać dziesiątki razy długość basenu. Liczenie „basenów" dobrze idzie na początku, ale trudno się nie pomylić, gdy zawracamy kilkadziesiąt razy, szczególnie przy okresowych zmianach stylu. Nasz licznik doskonale zastąpi Cię w liczeniu. Będziesz mógł całkowicie się zrelaksować i Twój mózg uwolniony od liczenia zajmie się rozwiązywaniem ważnych problemów tego świata.

- **Bezpieczny sprzęg szeregowy**
  Przy opracowaniu projektów z użyciem Arduino czy Raspberry Pi zachodzi niebezpieczeństwo uszkodzenia układu, gdy mikrokomputer jest podłączony do urządzenia zasilanego z sieci 230 V. Skutecznym zabezpieczeniem przed przypadkowym podłączeniem 230 V do naszego delikatnego mikrokomputera jest układ sprzęgu szeregowego z optoizolacją. Można stosować ten sprzęg przy wszelkich połączeniach przez gniazdo USB, na przykład przy transmisji szeregowej danych między dwoma komputerami.

- Plus zwykła porcja intrygujących projektów DIY

- Plus wiele artykułów w Twoich ulubionych cyklach Tutoriali.

W kioskach od 28 września

… jakie ich młodzieży chowanie

Wrzesień, początek roku szkolnego, to ważny moment dla naszego wydawnictwa. Do tysięcy szkół wysyłamy ofertę promocyjnej prenumeraty dwóch tytułów z misją dydaktyczną – „Młodego Technika" i „Elektroniki dla Wszystkich". Dzieje się tak od ponad ćwierć wieku, a więc historia naszych kontaktów ze szkołami mówi coś o przemianach w Polsce, przynajmniej w sferze edukacji. Niektórymi spostrzeżeniami chciałbym się podzielić z Wami, Drodzy Czytelnicy. Pozwólcie więc, że sobie trochę powspominam.

W 1995 roku, gdy dowiedziałem się, że wydawnictwo Lupus zawiesiło wydawanie „Młodego Technika", odebrałem tę wiadomość bardzo emocjonalnie. „Młodego Technika" czytał jeszcze mój tata przed wojną, a ja zostałem stałym czytelnikiem od czwartej klasy (jeszcze za Stalina). Nie wyobrażałem sobie polskiej „młodzieży chowania" bez MT. Wydawnictwo AVT przejęło prawa do tytułu i w październiku 1995 r., po kilkumiesięcznej przerwie MT wrócił do kiosków. Dość szybko zorientowałem się, że trzy tytuły („Wiedza i Życie", „Świat Nauki" i „Mówią Wieki") mają dobrze rozwiniętą prenumeratę szkolną dotowaną przez Komitet Badań Naukowych (KBN). W KBN znali i doceniali walory edukacyjne MT i obiecali mi dofinansowanie 90% kosztów prenumeraty dla szkół, które zaabonują MT ponosząc pozostałe 10% kosztów, czyli wpłacając symboliczną kwotę kilku złotych za prenumeratę roczną. Muszę tylko przedstawić listę tych szkół. Poprosiłem o bazę adresową szkół. Okazało się, że KBN ma tylko pieniądze dla szkół, a bazę adresową ma Ministerstwo Edukacji. Taki nasz folklor organizacyjny.

Udałem się do Ministerstwa Edukacji. Na parterze skręciłem w skrzydło pod szyldem ETO (Elektroniczna Technika Obliczeniowa). W Sekretariacie ETO miła pani potwierdziła, że ME posiada bazę adresową szkół i chętnie mi ją udostępni, ale za zgodą właściwego wiceministra. Wiceminister znał i doceniał walory edukacyjne MT, gdy jednak doszedłem do celu mojej wizyty, sprawnie zanurkował do segregatorów z Monitorami Polskimi i błyskawicznie znalazł paragraf wskazujący, że powinienem udać się do GUS, gdzie mogę ubiegać się o taką bazę odpłatnie. Podłamany, gdy z wyższych pięter zszedłem na parter, zajrzałem do ETO, przekazałem Pani Sekretarce wynik mojej rozmowy z wiceministrem i żeby sobie ulżyć, w prostych żołnierskich słowach dałem ocenę jego postawy obywatelskiej. Sekretarka się rozpromieniła, poczęstowała mnie kawą i po kwadransie miałem na dwóch małych dyskietkach bazę adresową ponad dwudziestu tysięcy szkół polskich. Jak się później okazało ok. 1/3 adresów była nieaktualna, ale prawie 10.000 szkół zamówiło prenumeratę MT.

Tak to się zaczęło.

Potem było już tylko coraz gorzej.

Kolejne rządy coraz oszczędniej gospodarowały środkami na wsparcie prenumeraty szkolnej. Udział dotacji w kosztach prenumeraty stopniowo zmniejszał się i z początkowych 90% spadł do 40%, aż wreszcie w roku 2015 nie przyznano żadnej dotacji. Napisałem odwołanie do pani premier Kopacz, w którym uprzedzałem ją, że przegra wybory, jeśli nie zmieni tej decyzji. Nie posłuchała. Wynik znamy.

Kolejna władza tej decyzji rządu premier Kopacz nie zmieniła. Też oszczędza na edukacji.

W mojej pamięci pozostało niewiele obrazów z lat szkolnych. Klasa w Szkole Podstawowej Nr 1 w Gostyninie. Ławki pamiętające czasy Bismarcka, a w każdej ławce kałamarz z atramentem do maczania stalówki w obsadce. Nad tablicą wielki portret Józefa Stalina, a po jego bokach trochę mniejsze portrety prezydenta Bolesława Bieruta i marszałka Konstantego Rokossowskiego. A na prawej ścianie wielkie hasło „Takie będą Rzeczypospolite jakie ich młodzieży chowanie" – w podpisie Andrzej Frycz Modrzewski. Po latach dowiedziałem się, że podpis był błędny (powinien być Jan Zamoyski), ale słuszność tych mądrych słów jest nie do podważenia.

Nawet komuchy to wiedziały, chociaż próbowały wychowywać młodzież po swojemu. Na szczęście, istniało jeszcze wychowanie w domu, przez rodziców idealizujących Polskę przedwojenną. W dzisiejszej Polsce, gdy szkoła jest tylko jednym z łupów partyjnych, też liczy się każda aktywność obywatelska na rzecz „młodzieży chowania". Tak też pojmujemy nasze powinności obywatelskie w Wydawnictwie AVT. Dlatego kontynuujemy prenumeratę szkolną MT na zasadach non profit. Dlatego redakcja EdW obejmuje swoim patronatem szkoły i Koła Naukowe o profilu elektronicznym. Więcej szczegółów zawiera list do szkół opublikowany w rubryce Poczta.

Wiesław Marciniak

eprasa.pl 4f2b873bcf

Poczta

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

Niebezpieczne działania na nieskończonościach

Szanowna Redakcjo, Szanowni Panowie Redaktorzy,

Witam bardzo serdecznie Pana Piotra Góreckiego i Pana Wiesława Marciniaka! Gratuluję nowego Ducha w nowej formie EdW choć bardzo, bardzo ceniłem również poprzednią jej formę.

Od wielu wydań EdW zawsze pomagała mi w organizowaniu zajęć dla Młodych Zdolnych Chcących jak Studentów. Uważałem ją zawsze za najlepsze pismo dla Wszystkich, na pewno w EU.

Ten list/mail piszę po publikacjach w EdW mojego dawnego Kolegi Andrzeja Lipczyka. Kiedyś widywaliśmy się dość często, teraz ostatni raz to było chyba 10 lat temu, ale zawsze w katowickim Miejskim Domu Kultury Koszutka. Nie raz dyskutowaliśmy tam ciekawe tematy z automatyki, fizyki,matematyki. Piszę to tylko zamiast wstępu, przepraszam.

Moja propozycja na działania na „nieskończonościach”, to znalezienie rezystancji zastępczej (albo pojemności) w kilka minut (< niż 5) z użyciem elementarnej matematyki na poziomie każdego LO. Posyłam do tematu szybki wakacyjny rysunek. Przepraszam za niestaranność, dośle jak będzie trzeba lepiej wykonany.

Rozwiązanie zadania ma jeden fajny haczyk, :) i słabe uzasadnienie wybranej drogi rozwiązania. Nie pamiętam skąd zadanie pochodzi ale znalazłem go dawno temu w podręcznikach do Fizyki Richarda Feynmana (Noblista, Elektrodynamika Kwantowa). Jest tam również przedstawiony dowcipny test na inteligencję, użyty podobno przy egzaminach na studia doktoranckie.

Pozdrawiam bardzo serdecznie z Beskidów,
akademik, **Władysław Borgieł**,
Fizyk Teoretyk

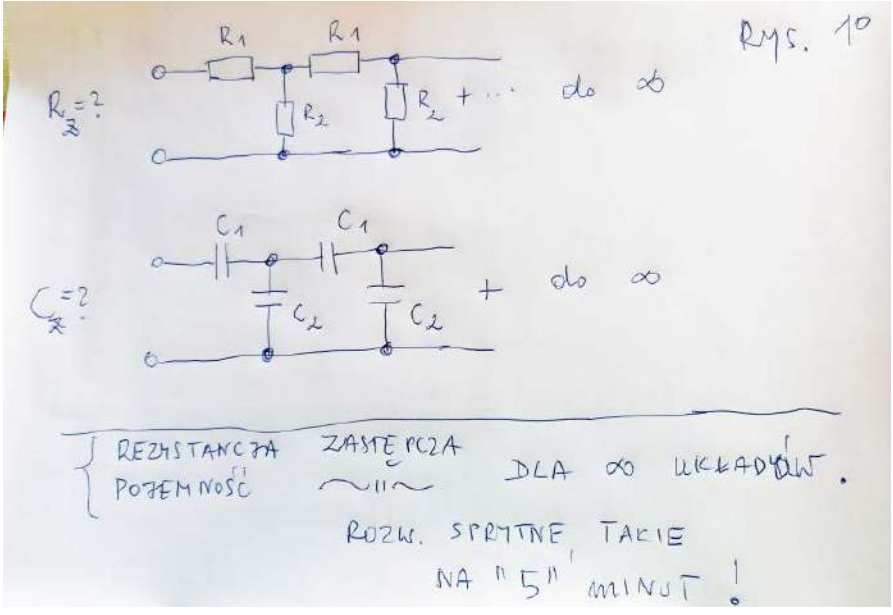
PS bardzo ucieszyłem się z przedstawienia „paradoksu dwóch kondensatorów” w lipcowym numerze EdW. Miałem też go wysłać ale zajęcia na Uczelni, koniec sesji zajęły mnie bardziej. Doceniłem, że w uwagach Redakcji napisano o energii fali EM wysłanej w przestrzeń.

Studenci, którym to zadanie przedstawiałem na katowickiej GWSH,(teraz Akademia Górnośląska) nie pamiętali o tym. Ta ilość energii jest znikomo mała i zależy od geometrii, realności układu. Nie jest łatwa nawet do oszacowania.

Mam jeszcze kilka pomysłów na „challenge” Pana Redaktora Marciniaka. Szkic formalny innego zadania to nieskończona blacha metaliczna o znanych parametrach elektrycznych i dwa kontakty na niej odległe od siebie np. o d.

Pytanie to: jaka jest rezystancja zastępcza takiego układu? Zagadnienie ma znaczenie praktyczne (pewnie jest też dość stare) i można go rozwiązać. Znam jeden sposób.

Na koniec prosiłbym o przekazanie bardzo serdecznych pozdrowień Panu Andrzejowi Lipczykowi (mgr inż. automatyk). Gdzieś pogubiłem numery telefonów i maili do Niego.



Kwark powabny

W kwietniu, wiadomość o odejściu pana Piotra Góreckiego z funkcji redaktora naczelnego EdW odebrałem jako wielką stratę dla pisma, ale też szansę na niezbędne zmiany. Jestem czytelnikiem i prenumeratorem EdW od pierwszego numeru i z niepokojem obserwowałem w ostatnich latach jak pismo stopniowo dryfuje w kierunku beletrystyki wspominkowej dla starszych panów i ma coraz mniejsze szanse zdobycia młodych czytelników. Jednak zmiany, jakie nastąpiły od kwietniowego numeru zszokowały mnie, wydawały mi się zbyt radykalne, a czytając na forach ostre krytyki tych zmian, sceptycznie oceniałem szanse wydawcy na udaną metamorfozę EdW.

Minęło 5 wydań, mam już w ręku numer sierpniowy i muszę przyznać, że myliłem się. Nie ma już śladu po początkowych problemach z jakością przekładu – widocznie wydawcy udało się pozyskać do współpracy prawdziwych fachowców.

Utrzymuje aktywność autorską pan Piotr Górecki i pojawiają się artykuły innych autorów, znanych mi ze „starego” EdW.

Natomiast przedruki dały nową jakość. Niepomiernie wzrosła liczba praktycznych projektów. Te z Silicon Chip podejmują bardzo atrakcyjne tematy, a ich opisy imponują szczegółowością, dotyczy to nie tylko elektroniki, ale też obudowy, mechaniki, słowem opisana jest każda śrubka. Projekty z EFY są diametralnie inne, dla mnie ich opisy są zbyt nonszalanckie i ogólnikowe, ale też projekty w dziale DIY kierowane są do innego czytelnika – nawet do nieelektronika dającego sobie radę z programowaniem. Pojawiły się też w nowym EdW tutoriale renomowanych autorów zagranicznych. Nie wszystkie czytam, ale Ci doświadczeni autorzy na pewno wzmocnili EdW.

W sumie oceniam, że zmiany posłużyły dobrze EdW – gazeta ma teraz więcej do zaoferowania czytelnikowi, a jednak nie jest mi tak bliska jak „stare” EdW. Zastanawiam się dlaczego. Czy to tylko kwestia przyzwyczajenia? I nie chodzi o zmiany szaty graficznej – nowa jest dla mnie OK. A jednak nowej EdW, silniejszej merytorycznie od dawnej, brakuje powabu poprzedniczki. Brakuje kwarku powabnego. Może to brak krzyżówki, której przecież nie rozwiązywałem, ale było miło, że jest. Może za mało jest interakcji z czytelnikami...

JW

eprasa.pl 4f2b873bcf

Do DYREKTORÓW szkół,
NAUCZYCIELI przedmiotów ścisłych,
UCZNIÓW rozwijających zainteresowania elektroniką

Drodzy Uczniowie i Nauczyciele

Początek roku szkolnego to świetna okazja, żeby Wam przypomnieć, jak rozwija się idea **PATRONATU AVT** nad szkołami o profilu elektronicznym i nad kołami zainteresowań technicznych w szkołach o różnym profilu.

W realizacji naszej misji największe znaczenie przykładamy do bezpośredniej współpracy ze szkołami. Dzięki PATRONATOWI AVT w wielu szkołach są prowadzone zajęcia z nauki lutowania, na których wykorzystuje się **AVT EDU** – zestawy edukacyjne do samodzielnego montażu. Dodaliśmy do nich specjalnie stworzone płytki do rozwijania techniki lutowania, nadające się doskonale do praktycznego wykorzystania zdobytej przez uczniów wiedzy.

Stworzyliśmy setki różnych typów zestawów do samodzielnego montażu (kitów AVT) o różnym poziomie trudności i różnorodnych funkcjach, które można składać na zajęciach. Poza zestawami DIY do lutowania i kitami AVT w Sklepie AVT mamy wszelkie akcesoria i materiały dla elektronika, m.in. lutownice (stacje lutowania), spoiwa, narzędzia do obróbki mechanicznej, mierniki, itp.

Od ponad 30 lat wydajemy czasopisma, wspierające szkolne programy dydaktyczne. Miesięczniki ***Młody Technik*** oraz ***Elektronika dla Wszystkich*** są już tytułami kultowymi dla wielu pokoleń uczniów.

Udział szkół w programie PATRONAT AVT jest całkowicie bezpłatny!

W roku szkolnym 2022/2023 nasza propozycja dla szkół objętych patronatem obejmuje następujące benefity:

1. Szkoła otrzymuje **3 bezpłatne roczne e-prenumeraty** (PDF) czasopism *Elektronika dla Wszystkich* oraz *Młody Technik*. Nauczyciel przyzna je imiennie konkretnym, najbardziej aktywnym uczniom.
2. Szkoła otrzymuje prawo do **rabatu 50%** na roczne prenumeraty drukowane *Młodego Technika* i/lub *Elektroniki dla Wszystkich*. To więcej niż w naszej standardowej ofercie prenumeraty szkolnej. Gorąco zachęcamy do skorzystania z tej promocji!
3. Szkoła może zamówić **darmowy pakiet próbny kitów AVT**.
4. Szkoły, które zamówią darmowy pakiet próbny kitów AVT, **zachęcamy do udziału w konkursie na najlepsze filmy prezentujące kity AVT**. Konkurs obejmuje dwie kategorie filmów:
   A. **kategoria dowolna** – film o dowolnej długości na temat konkretnego zestawu z asortymentu kitów AVT.
   B. **kategoria standard** – film o długości ok. 30 s, prezentujący walory użytkowe, edukacyjne lub rozrywkowe zmontowanego kitu AVT.

   Nagrodami będą **bony towarowe do realizacji w Sklepie AVT** (www.sklep.avt.pl).
5. Szkoła otrzymuje **opiekę konsultacyjną** w zakresie doboru produktów optymalnie odpowiadających planowanym zajęciom praktycznym z elektroniki. Nasz opiekun zadba o to, aby kontakt z nami był prosty, miły i efektywny.
6. Szkoła korzysta ze **specjalnych rabatów** przy zakupach w Sklepie AVT! Na życzenie chętnie prześlemy folder, prezentujący asortyment zestawów DIY do lutowania.
7. Wyróżniające się prace projektowe uczniów szkoły objętej naszym patronatem chętnie zaprezentujemy na www.elportal.pl lub na łamach *Elektroniki dla Wszystkich*.

Zgłoszenia do programu PATRONAT AVT prosimy wysyłać na adres: prenumerata@avt.pl. W treści zgłoszenia prosimy podać następujące informacje:

1. Dane kontaktowe: nazwa i adres szkoły, e-mail, telefon do kontaktu
2. Wybór prenumerat dla szkoły i uczniów:
   - *Elektronika dla Wszystkich* – roczna prenumerata drukowana z rabatem 50% (cena 101,40 zł)
   - *Elektronika dla Wszystkich* – od 1 do 3 bezpłatnych e-prenumerat rocznych wysyłanych na następujące adresy mailowe... (e-mail/-e można podać w terminie późniejszym lub zmienić w dowolnym czasie)
   - *Młody Technik* – roczna prenumerata drukowana z rabatem 50% (cena 89,40 zł)
   - *Młody Technik* – od 1 do 3 bezpłatnych e-prenumerat rocznych wysyłanych na następujące adresy mailowe... (e-mail/-e można podać w terminie późniejszym lub zmienić w dowolnym czasie)
3. Czy chcecie otrzymać folder produktowy zestawów DIY do lutowania?
4. Czy chcecie otrzymać **darmowy pakiet próbny** zestawów AVT?
5. Czy jesteście zainteresowani udziałem w konkursie na filmy o kitach AVT?

Wydawnictwo AVT

eprasa.pl 4f2b873bcf



Rewel

Myśleliśmy, że Allan Linton-Smith zaprojektował najwyższej jakości głośniki do samodzielnego montażu, kiedy przedstawił zestaw „Majestic” w czerwcu 2014 roku. Ale myliliśmy się!

eprasa.pl 4f2b873bcf



lacyjny!

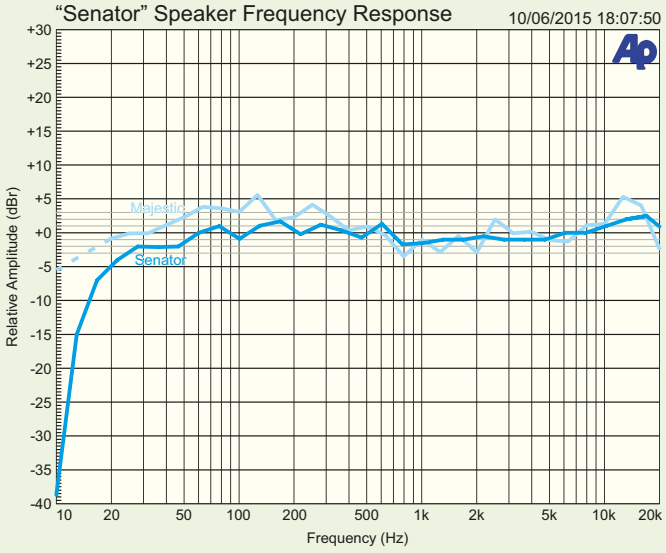
Wyglądają jeszcze lepiej i brzmią niesamowicie – ale są mniejsze i jeszcze łatwiejsze do zbudowania. Wypadają bardziej niż korzystnie w porównaniu z „wielkim markami” głośników kosztującymi wielokrotnie więcej. Prezentujemy „Senatory”.

eprasa.pl 4f2b873bcf

Jak wypada porównanie Senator i Majestic?

Niech wykresy odpowiedzą: po lewej stronie jest pasmo przenoszenia – Senator (kolor granatowy) w porównaniu do Majestic (jasnoniebieski). Jak widać, ogólna charakterystyka jest bardziej płaska, jednak dolny kraniec pasma, umownie –3 dB, leży przy ~25 Hz w porównaniu do około 15 Hz dla Majestica. Środkowy diagram przedstawia wykres zniekształceń przy obciążeniu 1 W. Zniekształcenia w zakresie średniotonowym są bardzo niskie dla kolumn Senator, chociaż mniejsze przetworniki niskotonowe dają wyższe zniekształcenia przy niższych częstotliwościach w porównaniu do Majestic. Nie jest niespodzianką, że zniekształcenia w zakresie wysokich tonów są podobne, ponieważ oba zestawy stosują ten sam głośnik wysokotonowy i dyfuzor.

I po prawej, w porównaniu z Majestic, kolumny Senator mają podobną, ale bardziej płaską krzywą impedancji. Zauważ, że impedancja jest powyżej 8 Ω dla całego pasma przenoszenia, chociaż może nieco spaść w paśmie powyżej 10 kHz, jeśli w zwrotnicy jest obecne podbicie wysokich tonów. Niskotonowy rezonans to około 80 Hz, w porównaniu do 57 Hz dla Majestics.



Czy pragnąłeś posiadać kolumny Majestic opisane w czerwcu 2014 roku? Masywny 15-calowy głośnik niskotonowy i tubowy głośnik wysokotonowy Celestion zapewniły bardzo wysoką efektywność, super moc i oszałamiający bas schodzący poniżej 20 Hz. Teraz prezentujemy nieco mniejszy gabarytowo zestaw głośnikowy, nadal o wysokiej efektywności i dużej mocy, ale łatwiejszy do zbudowania i nawet (estetycznie) lepiej wyglądający.

Kolumny Majestic z pewnością wzbudziły spore zainteresowanie. Niektórzy czytelnicy Silicon Chip po prostu nie uwierzyli, że mogą odtwarzać liniowo dźwięki poniżej 20 Hz.

„Niemożliwe!" – stwierdzili. Z drugiej strony nikt, kto zbudował te kolumny, nie napisał do Silicon Chip z narzekaniem, że nie odtwarzają dźwięków do 20 Hz i poniżej.

Jeśli oceniasz zestawy na podstawie tylko samych parametrów, to musi to być wyjątkowa okazja, jaka trafia się raz na wiele dziesięcioleci.

Jednak projekt Majestic ma wiele wad. Po pierwsze, nie można zaprzeczyć, że to K-O-L-O-S! I ciężki; zbyt duży, zbyt ciężki i zbyt imponujący dla większości naszych mieszkań.

Nie jest też szczególnie łatwy do zbudowania, nawet uwzględniając fakt, że obudowa wykorzystuje łatwo dostępne (w Australii) szafki kuchenne Kaboodle (ze sklepów Bunnings) co może zapewnić nieskazitelne wykończenie.

Innym problemem było to, że pierwotnie wybrany tubowy głośnik wysokotonowy Etone, a także 15-calowy głośnik niskotonowy Etone są obecnie niedostępne i jedyne odpowiedniki o zadowalających parametrach to znacznie droższy wysokotonowy głośnik tubowy Celestion i 15-calowy głośnik niskotonowy Celestion.

To sprawia, że Majestic jest teraz znacznie mniej atrakcyjny dla każdego entuzjasty dźwięku posiadającego ograniczony budżet.

Dlatego wielu czytelników poprosiło nas o niewielkie odchudzenie wersji Majestic, projekt zawierający wszystkie pożądane cechy pierwowzoru, ale mniejszy, lepiej wyglądający, łatwiejszy do budowy itp...

Cóż, choć nie wiem jak bardzo byśmy chcieli, prawa fizyki po prostu nie pozwalają nam na wyprodukowanie mniejszego zestawu głośnikowego z taką samą wysoką efektywnością i pasmem przenoszenia schodzącym poniżej 20 Hz.

Ale po cichu (a właściwie: nie tak cicho!) szperamy od dawna, aby stworzyć bardzo atrakcyjną alternatywę dla Majestic, którą nazwaliśmy Senator.

Głośnik niskotonowy

Podstawą zestawu jest 10-calowy głośnik niskotonowy Celestion NTR10-2520D o deklarowanej efektywności 96 dB/1 W @1 m i mocy znamionowej 250 W (AES).

To nie jest opis jakiegoś ignoranta, jaki możemy spotkać w niektórych prospektach konsumenckich urządzeń audio. To jest ocena AES (Audio Engineering Society), które bada głośnik obciążając go w jego paśmie jednostajnym sygnałem o widmie szumu różowego przez 2 godziny w przestrzeni swobodnej (bez obudowy czy przegród). To bardzo rygorystyczny test i można sobie wyobrazić, jak gorące muszą być cewka drgająca i magnes podczas tak długotrwałego testu.

I warto pomyśleć o długotrwałych naprężeniach w membranie i jej zawieszeniach.

Nawiasem mówiąc, cewka drgająca nawinięta taśmą z CCA na karkasie z włókna szklanego ma 64 mm (2,5 cala) średnicy.

Magnes nie jest tak masywny, jak można by się spodziewać dla tak wysokoefektywnego przetwornika, ponieważ jest to spiekany magnes neodymowy o dość zwartej konstrukcji. W rzeczywistości całkowita masa głośnika niskotonowego Celestion z solidnym, odlewanym aluminiowym koszem wynosi tylko 2,2 kg.

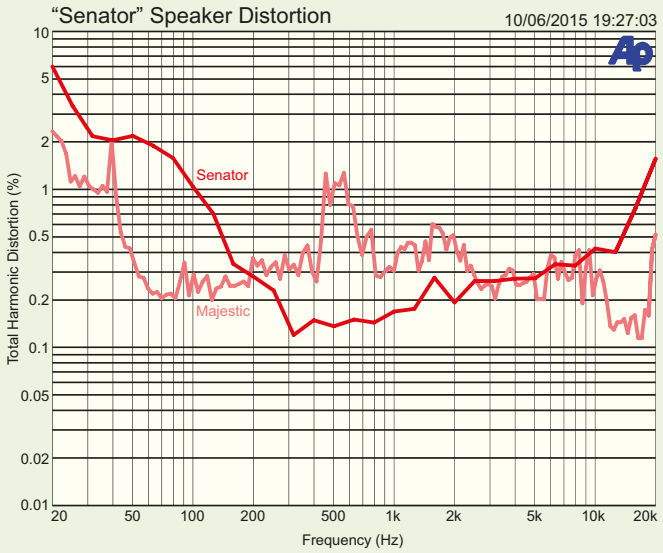
Co ciekawe, jak widać na naszych zdjęciach tyłu głośnika obwód magnetyczny cewki jest wentylowany w celu poprawy rozpraszania ciepła i zwiększenia liniowości (ponieważ powietrze znajdujące się za dużą przeciwpyłową osłoną membrany nie podlega dużym zmianom ciśnienia spowodowanym sygnałami o dużej amplitudzie, nie działa więc jako dodatkowy hamulec pneumatyczny).

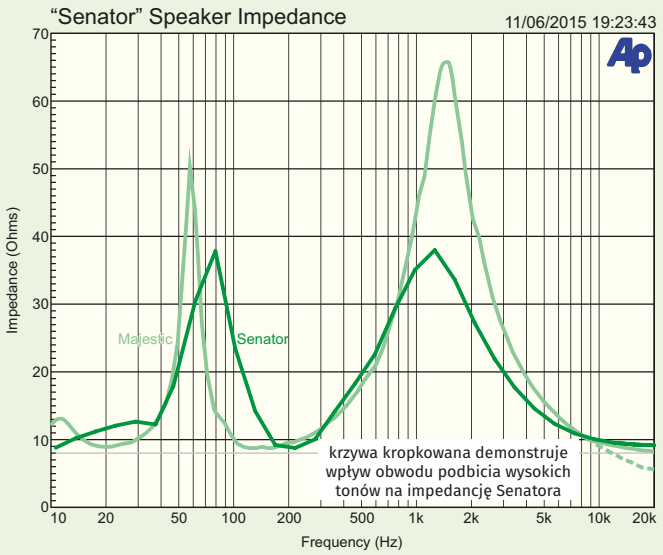
Stożkowa, o wyraźnej krzywiźnie, membrana wykonana jest z celulozy wzmacnianej włóknami kevlarowymi, z podwójnie rowkowanym górnym zawieszeniem z impregnowanej tkaniny. Osłona magnesu głośnika (która utrzymuje w odpowiedniej pozycji cewkę w szczelinie magnetycznej) jest szczególnie duża, o średnicy około 130 mm, a razem ze specjalnie ukształtowanym rowkowanym dolnym resorem pozwala na duże liniowe wychylenia membrany.

Głośnik wysokotonowy

Zastosowany głośnik wysokotonowy to ten sam przetwornik ciśnieniowy Celestion CDX1-1730 współpracujący z dyfuzorem/tubą Celestion T1534 (jak opisano w kolejnym artykule na temat Majestic w wydaniu Silicon Chip z września 2014 r.).

eprasa.pl 4f2b873bcf





Płytka drukowana zwrotnicy jest taka sama jak w Majestic, ale z niewielkimi zmianami wartości komponentów, które zostaną szczegółowo opisane w przyszłym miesiącu.

Specyfikacja i parametry

Specyfikacje Senatora i Majestica są zbliżone. Diagram przenoszenia dla Senatora nie ma płaskiej charakterystyki schodzącej aż poniżej 20 Hz, ale jest ona gorsza od Majestica tylko o 5 dB przy 20 Hz i mniej niż o 3 dB przy 30 Hz. To bardzo dobry wynik dla 10-calowego przetwornika w znacznie mniejszej obudowie.

Zwróć uwagę, że pasmo przenoszenia od 60 Hz do 20 kHz jest prawie płaskie i w rzeczywistości trochę równiejsze niż oryginalna charakterystyka opublikowana dla Majestic z wysokotonowym głośnikiem tubowym Etone (czerwiec 2014) lub Celestion (wrzesień 2014).

Mało tego, skuteczność Senatora jest tylko o 2 dB mniejsza niż w przypadku Majestica, a jego moc jest tylko o 1,6 dB mniejsza, więc jest w stanie osiągać niebezpiecznie wysoki poziom dźwięku – szacunkowo 119 dB w odległości 1 metra!

Pamiętaj, nie polecamy nikomu słuchać ukończonego zestawu Senator przy głośności przewyższającej normalne maksima odtwarzania.

Pomimo wzmocnienia obudowy, nie ma gwarancji jej integralności, jeśli zostanie poddana ekstremalnemu, ciągłemu obciążeniu na poziomie do 250 W.

Opisany w EdW05/2022 i EdW06/2022 moduł wzmacniacza ULD 200 W/kanał jest idealny do wysterowania Senatora – pod warunkiem, że nie próbujesz słuchać z maksymalną mocą nawet przez stosunkowo krótki czas. Gdybyś to zrobił, prawdopodobnie uszkodzisz słuch, jeśli nie cokolwiek więcej. Czy coś powiedziałeś?

Z drugiej strony, jeśli wysterujesz go przykładowo skromną mocą ze wzmacniacza Currawong, nadal byłby zdolny do bardzo wysokich poziomów głośności w przeciętnym pokoju odsłuchowym.

Oprócz możliwości zapewnienia bardzo wysokiej głośności, jest jeszcze jedna zaleta wysokiej efektywności Senatora wynoszącej 95 dB/1 W @ 1 m, w porównaniu do typowego zestawu Hi-Fi o efektywności mniejszej niż 90 dB/1 W @1 m (a czasami mniejszej niż 87 dB/1 W @1 m), gdyż bardzo mało prawdopodobne jest doprowadzenie do przesterowania wzmacniacza szczytami sygnału.

Po prostu nie ma potrzeby ustawiania regulacji głośności na max., w celu dobrego odsłuchu.

Oznacza to, że wysokie poziomy dynamiki nowoczesnych nagrań (jak np. muzyka elektroniczna) zostaną w pełni zachowane, nawet jeśli słuchasz najbardziej głośnych i hałaśliwych symfonii lub arii operowych.

Delikatna charakterystyka impedancji

Kolejną poważną zaletą Senatora jest to, że ma „przyjazną" krzywą impedancji w całym obszarze słyszalnych dźwięków, od 20 Hz do 20 kHz i nigdzie nie występuje spadek impedancji poniżej 8 Ω. To przeciwieństwo niektórych kolumn, które mogą mieć spadki krzywej impedancji znacznie poniżej 4 Ω.

Korzyścią tej łagodnej krzywej impedancji jest to, że bardzo łatwo jest wysterować kolumny typowymi wzmacniaczami audio, a poziom zniekształceń będzie niższy, ponieważ zniekształcenia we wszystkich



Dane techniczne kolumn Senator

Dopuszczalna moc:	do 250 W RMS (norma AES, jednostajny szum różowy)
Efektywność:	95 dB/1 W @ 1 m
Pasmo przenoszenia:	+5/–3 dB 20 Hz – 20 kHz
Zniekształcenia harmoniczne:	<2,4% w paśmie 20...50 Hz; (zazwyczaj mniej niż 0,5%)
Wymiary obudowy:	340×740×433 mm (szerokość×wysokość×głębokość)
Głośnik niskotonowy:	Celestion NTR10-2520D 10"
Głośnik wysokotonowy:	przetwornik ciśnieniowy Celestion CDX1-1730, połączony z dyfuzorem/tubą Celestion T1534
Zwrotnica:	2-drożna pierwszego rzędu (nachylenie 6 dB/oktawę)

eprasa.pl 4f2b873bcf

wzmacniaczach wzrastają wraz ze spadkiem impedancji obciążenia.

Obudowa

Podobnie jak w przypadku zestawu głośników Majestic, Senator zbudowany jest z wykorzystaniem systemu szafek kuchennych Flatpax „Kaboodle", dostępnego w Bunnings Warehouses, które są lokalnie dostępne dla wszystkich w Australii.

To system, który zazwyczaj pozwala na tworzenie własnych wymarzonych szafek kuchennych, są one bardzo łatwe do montażu, więc uzyskasz bardzo profesjonalne wykończenie podstawowej obudowy razem z wysokiej jakości termoformowanymi drzwiczkami... pardon, frontami głośnikowymi... i boczkami sprowadzanymi z Niemiec.

Tak więc obudowa kolumny to tak naprawdę szafka kuchenna o szerokości 450 mm z drzwiczkami użytymi jako dwa (ozdobne) panele boczne i (ozdobnymi) panelami („end panels" w katalogu) na front i wierzch. Do zmontowania całości wymaganych jest kilka prostych modyfikacji.

Konkretna szafka, której używaliśmy, zwykle sprzedawana jest w cenie poniżej 75 USD, więc za 150 USD (para) masz podstawę świetnego systemu głośników. A piękno polega na tym, że każdy kawałek jest cięty idealnie pod kątem prostym (wystarczy wykonać kilka cięć samemu, aby zrobić z nich obudowy). (**Red.** Nie sprawdzaliśmy, ale wydaje się, że w ofercie szafek kuchennych sprzedawanych w Polsce też da się dobrać odpowiednią.)

Większość domowych systemów głośnikowych wygląda niezbyt pięknie, ale w naszym projekcie możesz zbudować i uzyskać doskonałe wykończenie oraz całkowicie profesjonalny wygląd w ciągu weekendu... ale jeśli chcesz, to nie zapomnij tylko zapytać rodziny o rodzaj wykończenia z szeroko dostępnej gamy kolorów.

Możesz wypróbować czarny lakier fortepianowy lub błyszczącą biel lub być naprawdę odważnym i wybrać „uwodzicielską czerwień" na wysoki połysk lub bardziej konserwatywny półmat.

Jeśli chcesz, aby wszystko pasowało do jakiegoś nowoczesnego projektu salonu, możesz nawet chcieć użyć „mocca latte" i niech kolumny wtapiają się w tło!

W wielu sklepach Bunnings dostępne są próbki wykończeń, dzięki czemu możesz je obejrzeć i dotknąć, zanim podejmiesz decyzję.

Jeśli Twoim kolorem jest biały, Kaboodle w błyszczącym białym wykończeniu jest natychmiast dostępny w wielu sklepach Bunning, ale zdecydowaliśmy, że musimy zbudować parę w „uwodzicielskiej czerwieni". Te (jak i niektóre inne kolory) należy zamówić i zajmie to około dwóch tygodni.

Budowa

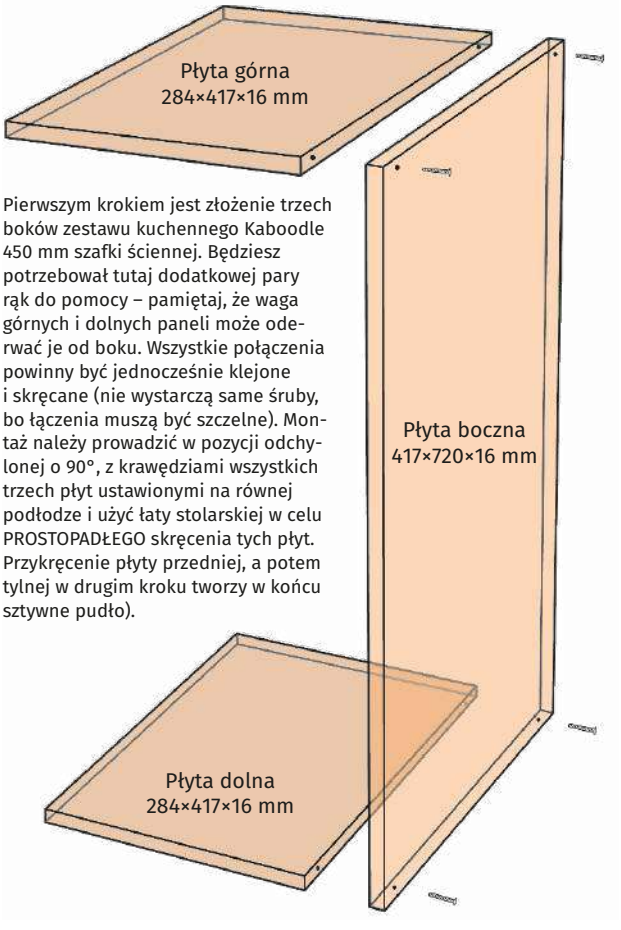
Obudowy kolumn wykorzystują standardowe szafki kuchenne i panele wykończeniowe Kaboodle, jednak nasza metoda budowy jest zupełnie inna od tej podanej przez producenta i przedstawionej w instrukcji i na dostępnej płytce DVD z sieci Bunnings (materiały dostępne na stronie https://www.kaboodle.com.au).

Proszę spojrzeć na te instrukcje i obejrzeć DVD, ponieważ podają przydatne podstawowe informacje, ale resztę powinieneś zignorować i postępować zgodnie ze schematami montażu prezentowanymi w tym artykule.

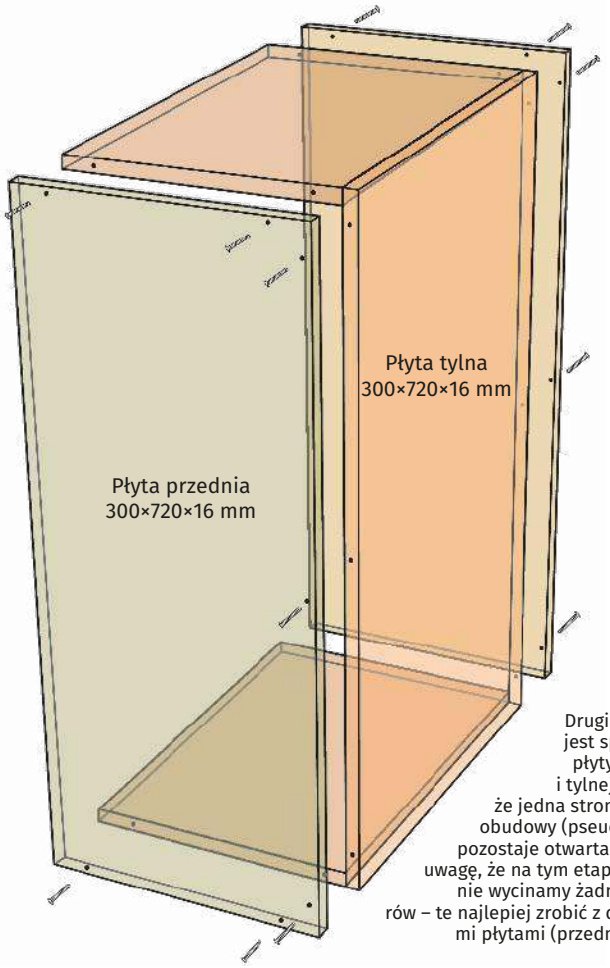
Bierzemy (naścienną) szafkę kuchenną, która normalnie jest szeroka, ale płytka. Obracamy ją tak, aby była dość wąska, ale głęboka, tworząc obudowę, która ma stosunkowo mały front, ale jest wystarczająco głęboka. W ten sposób para tych kolumn będzie wydawać się zgrabniejsza i zajmą one mniej miejsca w twoim pokoju odsłuchowym.

Więc to, co w zasadzie robimy, to budowanie pudełka w pudełku. Standardowo montujemy „korpus" szafki bez jednego boku. W miejscu brakującego boku, my umieścimy listwę wzmacniającą.

Następnie wycinamy w płycie, która będzie frontem kolumny, otwory na głośnik wysokotonowy, niskotonowy i otwór bass-refleksu.



Pierwszym krokiem jest złożenie trzech boków zestawu kuchennego Kaboodle 450 mm szafki ściennej. Będziesz potrzebował tutaj dodatkowej pary rąk do pomocy – pamiętaj, że waga górnych i dolnych paneli może oderwać je od boku. Wszystkie połączenia powinny być jednocześnie klejone i skręcane (nie wystarczą same śruby, bo łączenia muszą być szczelne). Montaż należy prowadzić w pozycji odchylonej o 90°, z krawędziami wszystkich trzech płyt ustawionymi na równej podłodze i użyć łaty stolarskiej w celu PROSTOPADŁEGO skręcenia tych płyt. Przykręcenie płyty przedniej, a potem tylnej w drugim kroku tworzy w końcu sztywne pudło).



Drugim krokiem jest spasowanie płyty przedniej i tylnej – zauważ, że jedna strona korpusu obudowy (pseudo szafka!) pozostaje otwarta. Zwróć też uwagę, że na tym etapie na razie nie wycinamy żadnych otworów – te najlepiej zrobić z dołączonymi płytami (przednią i tylną).

eprasa.pl 4f2b873bcf

Użyte przetworniki...



Jak wspomniano w tekście, głośnik niskotonowy Celestion NTR10-2520D zastosowany w Senator jest zupełnie inny niż w Majestic – poza oczywistą różnicą w rozmiarze (10 cali w porównaniu do 15 cali).

Chociaż ta różnica wielkości (i mniejszy rozmiar obudowy) zwykle ma duży wpływ na odtwarzanie niskich tonów, zadaliśmy sobie wiele trudu, aby upewnić się, że te zmiany nie są aż tak znaczące, jak można by się spodziewać. W rzeczywistości jesteśmy całkiem uszczęśliwieni parametrami Senator!

Szczególnie interesująca – i bardzo dobrze widoczna na powyższym zdjęciu po lewej – jest wentylowana osłona cewki drgającej, która poprawia zarówno odprowadzanie ciepła, jak i liniowość (przetwarzania dźwięku).

Ciśnieniowy głośnik wysokotonowy Celestion CDX1-1730 połączony z dyfuzorem/tubą Celestion T1534 jest dokładnie taki sam jak ten użyty w poprawionej kolumnie Majestic (Silicon Chip wrzesień 2014).

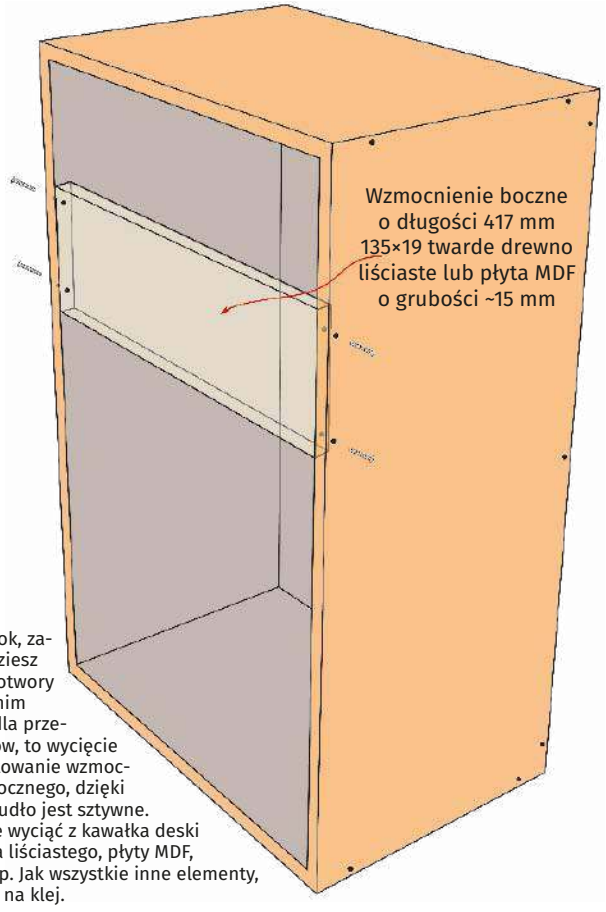
Ta zmiana została na nas wymuszona z powodu problemów z zaopatrzeniem w oryginalny przetwornik, ale jak mówią, nie z każdej chmury pada deszcz: ta nowsza kombinacja przetwornika i tuby działa znakomicie w zestawach Majestic i Senator.

Wycinamy również w tylnej płycie otwory pod terminal zaciskowy i uchwyt do przenoszenia (bardzo przydatny do podnoszenia dość ciężkich kompletnych kolumn). Pełny opis jest podany na rysunkach niżej.

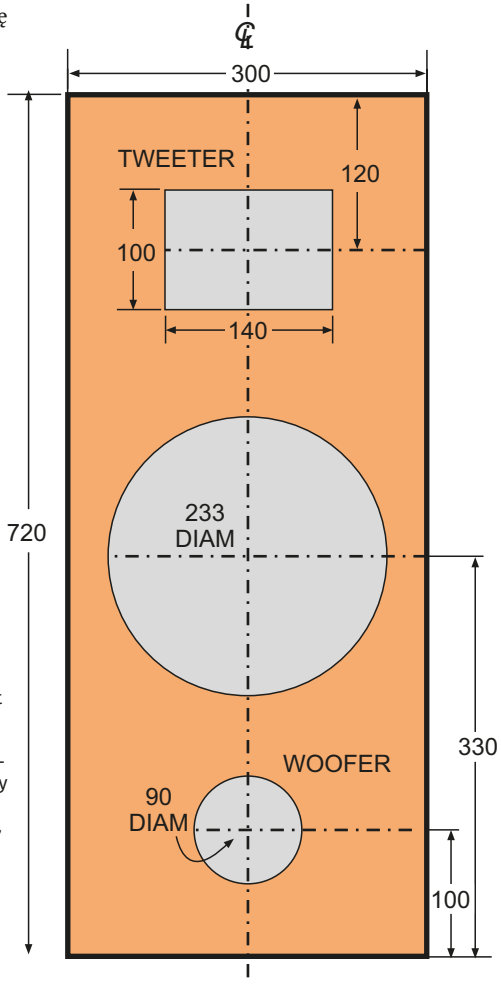
Jednak w miarę postępów pojawia się kilka ważnych rzeczy, o których należy pamiętać:

(a) Pozostaw ochronną powłokę z folii z tworzywa sztucznego na błyszczących panelach okładzin Kaboodle aż do ukończenia obudów i zainstalowania całego osprzętu (głośniki, płytka zwrotnicy itp.). Zminimalizuje to zarysowania i uszkodzenia od wszelkiego „uff, wkrętarka się obsunęła". Należy szczególnie uważać, aby nie upuścić śrubokrętów lub innych narzędzi na panele.

(b) Wszystkie połączenia muszą zawierać warstwę szczeliwa silikonowego, aby były pneumatycznie szczelne. Użyliśmy

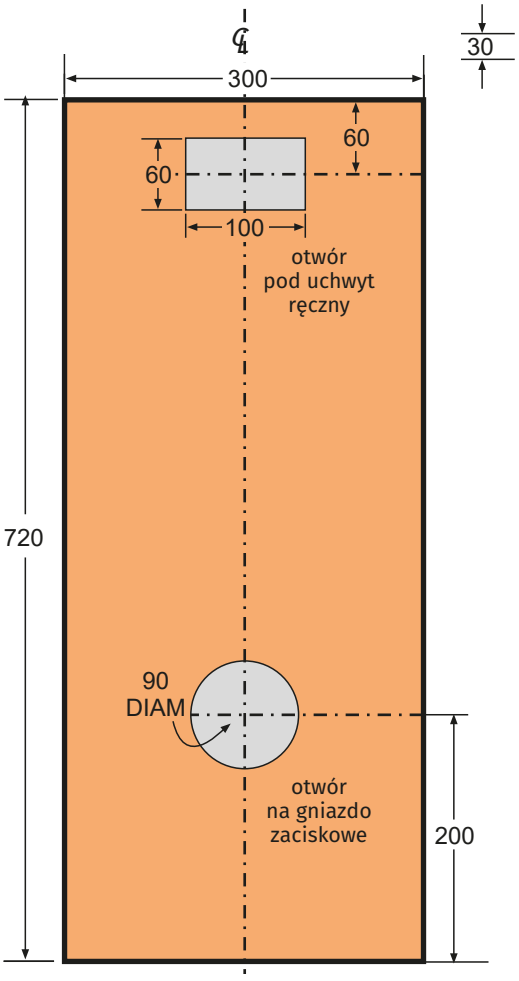


Trzeci krok, zanim będziesz wycinał otwory w przednim panelu dla przetworników, to wycięcie i zamontowanie wzmocnienia bocznego, dzięki czemu pudło jest sztywne. Można je wyciąć z kawałka deski z drewna liściastego, płyty MDF, sklejki itp. Jak wszystkie inne elementy, przykręć na klej.

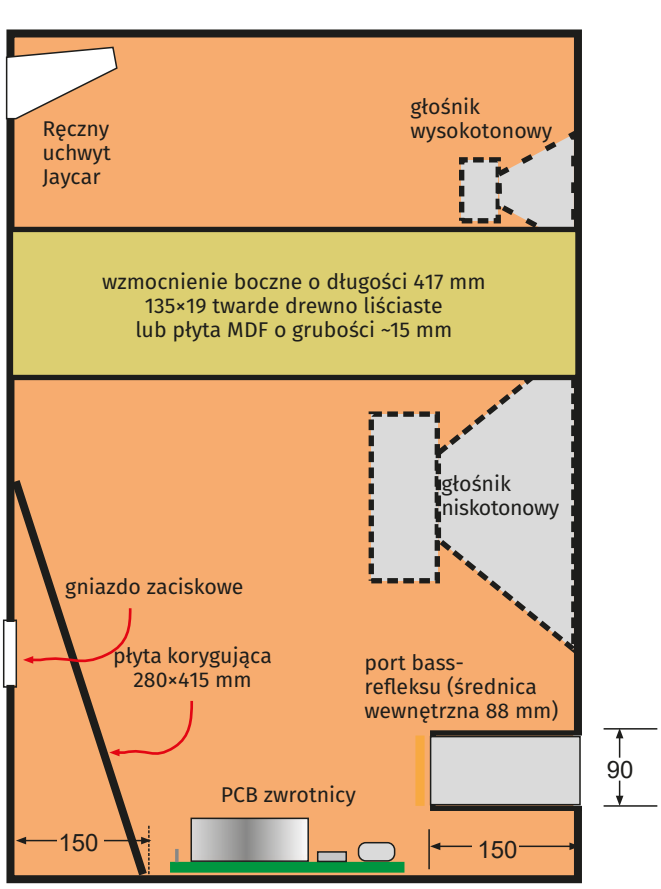


Krok czwarty: mówiąc o otworach na przetworniki, oto szczegóły ich wycięcia pod głośnik niskotonowy, wysokotonowy i port bass-refleksu we frontowej płycie obudowy. Te same otwory trzeba wyciąć w ozdobnym panelu Kaboodle; oczywiście ten ozdobny panel jest nieco większy, więc odsyłamy do rysunku na odwrocie, aby zobaczyć poprawne wymiary (tak naprawdę różnica jest tylko w szerokości, patrz opis po kroku szóstym). Na razie nie montujemy głośników, zrobimy to znacznie później, ale otwory najlepiej wyciąć teraz.

eprasa.pl 4f2b873bcf



Krok piąty: analogicznie otwory w tylnej płycie pod uchwyt i montowane na płycie zaciski głośnikowe powinny zostać wycięte teraz. Żadne wymiary czy pozycjonowanie nie są szczególnie krytyczne; jednakże otwór na uchwyt musi mieć, ze względu na podgięcie uchwytu w górę, odstęp od górnej płyty.



Krok szósty: płyta refleksyjna (na dole) jest wykonana z półki Kaboodle, przyklejonej w miejscu, jak pokazano. Przewody z gniazda zaciskowego zostaną poprowadzone wokół tego elementu.

do uszczelnienia łazienkowego kitu silikonowego o bardzo dobrych właściwościach adhezyjnych. Jest on szczególnie dobry, ponieważ pozwala przy montażu lekko przesuwać panele, aby uzyskać odpowiednią ich pozycję, ale po stwardnieniu jest skrajnie mocny.

W końcu podobną metodą montuje się zbiorniki akwariów.

Za dużo uszczelniacza jest lepsze niż za mało – ale uważaj, aby usunąć nadmiar w trakcie montażu (i oczywiście nie pobrudzić widocznych miejsc). Im dłużej pozostanie, tym trudniej będzie go usunąć.

(c) Otwory pod głośniki niskotonowe i wysokotonowe należy wyciąć w panelach „drzwiowych". Najlepiej wyciąć je od „lewej", niebłyszczącej strony wyrzynarką z brzeszczotem o drobnych ząbkach.

(d) Będziesz musiał wyciąć otwory w korpusie szafki na głośniki itp.

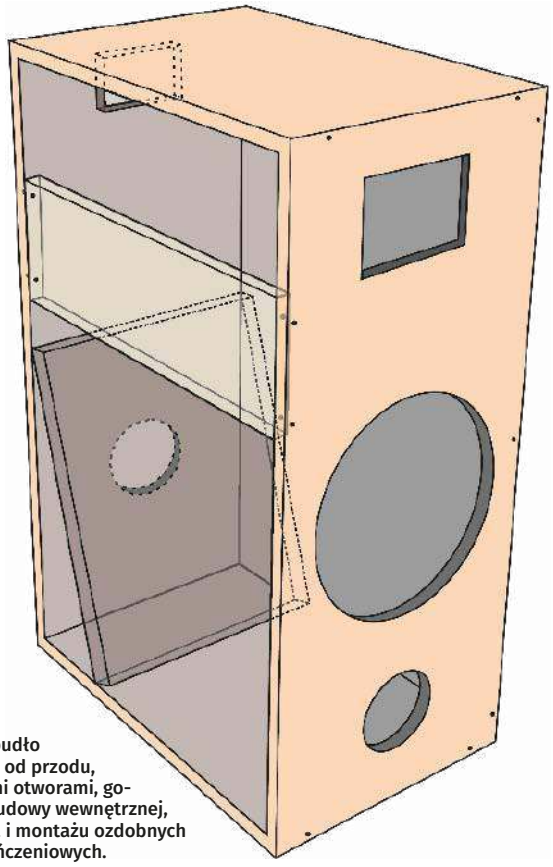
(e) Otwory te najlepiej wyciąć wyrzynarką jak w punkcie c), (tak, aby błyszczące wykończenie zewnętrzne nie zostało porysowane). Obowiązuje ta sama uwaga, gdy trzeba przyciąć (skrócić) boczny panel (w katalogu „end panels"), aby nadawał się na górną część obudowy.

(f) Będziesz potrzebował kawałka 16 mm płyty MDF lub płyty wiórowej przyciętej do wymiaru podanego w liście części do wykonania bocznej wstawki wzmacniającej.

(g) Cztery regulowane nóżki dostarczone z zestawem Kaboodle (na oddzielne zamówienie) należy pozostawić w opakowaniu do czasu, aż obudowa zostanie zmontowana i wykończona.

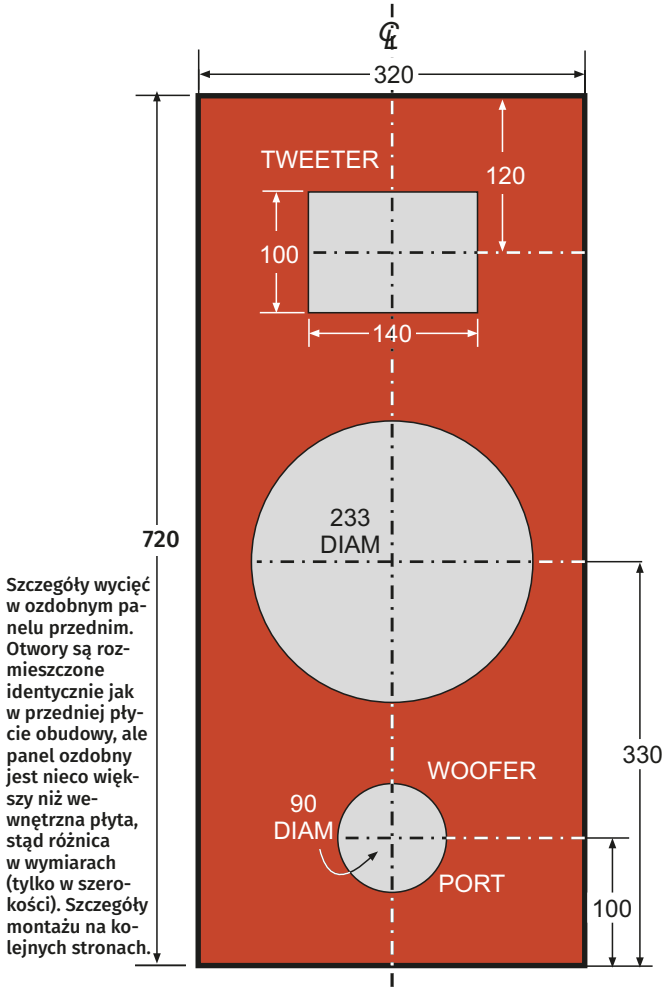
(h) Półki Kaboodle nie należy wyrzucać, ponieważ jest używana do wykonania kątowego panelu odbijającego dźwięk wewnątrz obudowy.

(i) Przetworniki są montowane za pomocą śrub ze stali nierdzewnej 10G×18–25 mm z łbem stożkowym. Są one ostatnimi elementami zestawu.



Kompletne pudło wewnętrzne, od przodu, ze wszystkimi otworami, gotowe do zabudowy wewnętrznej, okablowania i montażu ozdobnych paneli wykończeniowych.

eprasa.pl 4f2b873bcf



Szczegóły wycięć w ozdobnym panelu przednim. Otwory są rozmieszczone identycznie jak w przedniej płycie obudowy, ale panel ozdobny jest nieco większy niż wewnętrzna płyta, stąd różnica w wymiarach (tylko w szerokości). Szczegóły montażu na kolejnych stronach.

Lista części kolumny Senator (na jedną sztukę)
Wymagania dotyczące elementów drewnianych (na obudowę):
1 szt. szafka ścienna Kaboodle 450 mm (Bunnings, część nr W-51623) (16 mm panele HMR)
2 szt. paneli ozdobnych (Bunnings: Seduction Red część nr D65744)*
2 szt. ozdobnych paneli drzwiowych (Bunnings Seduction Red część nr D65699)*
1 szt. półka (na ukośną płytę „reflektora”) 415×280 mm (w komplecie z szafką)
1 wspornik boczny (113×417 mm, 16 mm płyta MDF lub twarde drewno liściaste)
* Inne kolory będą miały inne numery katalogowe

Inne wymagane komponenty (na jedną kolumnę):
1 szt. 10” głośnik niskotonowy (nr katalogowy 28/NTR10-2520D)#
1 szt. ciśnieniowy przetwornik wysokotonowy (nr katalogowy 28/CDX1-1730)# (lub Celestion CDX1-1730 kod producenta)
1 szt. dyfuzor/tuba (nr katalogowy 28/H1-7050)# (lub Celestion H1-7050 ‘NoBell’ kod producenta)
150 mm rury kanalizacji deszczowej z PVC o średnicy 90 mm
1 szt. zaciski głośnikowe (Jaycar PT3012)
1 szt. uchwyt do podnoszenia (Jaycar HS8012)
4 szt. nóżki na zamówienie (Bunnings 100 mm chrom „Leggz” (w zestawie 4 szt.)
2 rolki włókniny poliakrylonitrylowej (filc akustyczny) 700×1000 mm (Jaycar AX3694)
1 szt. PCB zwrotnicy (opis w następnym miesiącu)
1 pojemnik neutralnego silikonu łazienkowego do uszczelniania (samoutwardzalnego)
~2 mb przewodu głośnikowego min. 2×4 mm² z oznaczeniem jednego przewodu
48 wkrętów do drewna 10G×50 mm (z łbem stożkowym)
16 wkrętów do drewna 10G×40 mm ze stali nierdzewnej (z łbem stożkowym)
Drobne elementy montażowe.

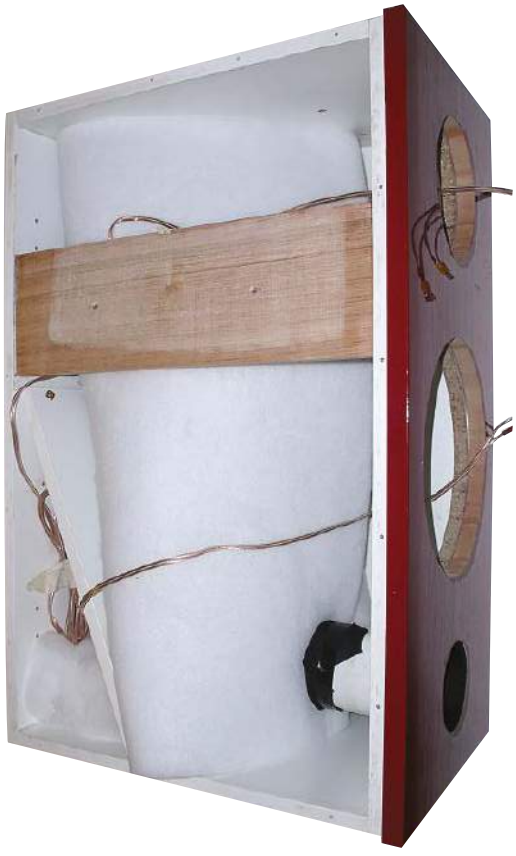
Od Redakcji EdW: Raczej nikt nie będzie sprowadzał z Australii szafek kuchennych i okładzin ozdobnych, koszt byłby niebotyczny, tym bardziej, że niektóre z proponowanych elementów nie są już dostępne. Na polskim rynku powinny być dostępne szafki o podobnych wymiarach. Nie jest też oferowany przez producenta głośnik niskotonowy (w przeciwieństwie do wysokotonowego, wraz z dyfuzorem) i należałoby go szukać u różnych sprzedawców, np. znaleźliśmy ofertę z Holandii.

W następnym miesiącu

Zakończymy montaż kolumn Senator z opisem zwrotnicy, a także montażem brakującego wykończenia (jak okablowanie, nóżki, itp.). ■

Projekt: Allan Linton-Smith
Tekst: Leo Simpsona

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



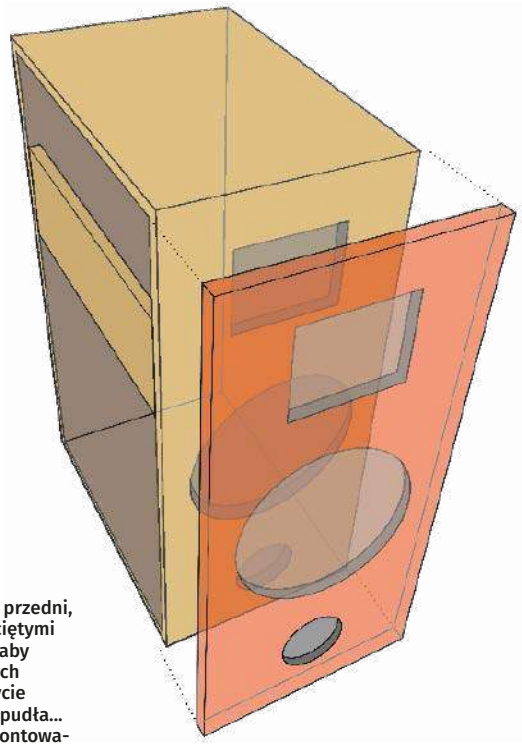
(po lewej): zwrotnica (która znajduje się na dole obudowy) jest zakryta przez zwój filcu akustycznego widoczny na zdjęciu. Przedni panel ozdobny jest również przyklejony, gotowy do podłączenia głośników. My pomalowaliśmy wnętrze (i część z zewnątrz!) 90 mm rury PVC, aby wyglądała mniej obskurnie. Te szczegóły zostaną omówione w następnym miesiącu.



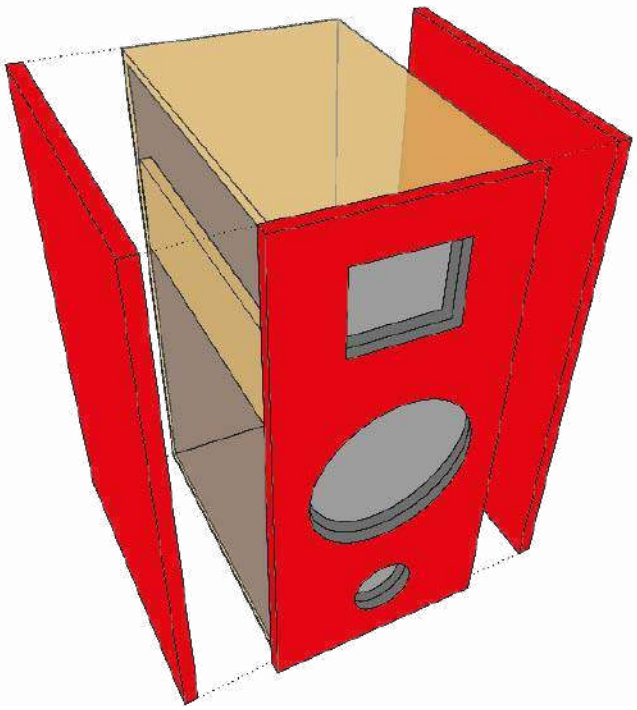
(po prawej): od przeciwnej strony (patrząc od tyłu do przodu), ukończone wewnętrzne pudło z płytką zacisków głośnikowych i dopasowanym „kieszeniowym” uchwytem, wraz z wytłumieniem akustycznym przy pomocy filcu poliakrylonitrylowego (PAN). Zwróć uwagę, jak poprowadziliśmy przewody głośnikowe przez ich otwory, by były gotowe do montażu.

Pokazane obudowy prototypowe: Ostateczne wersje nie są idealnie tożsame i mają prostokątne otwory na głośnik wysokotonowy.

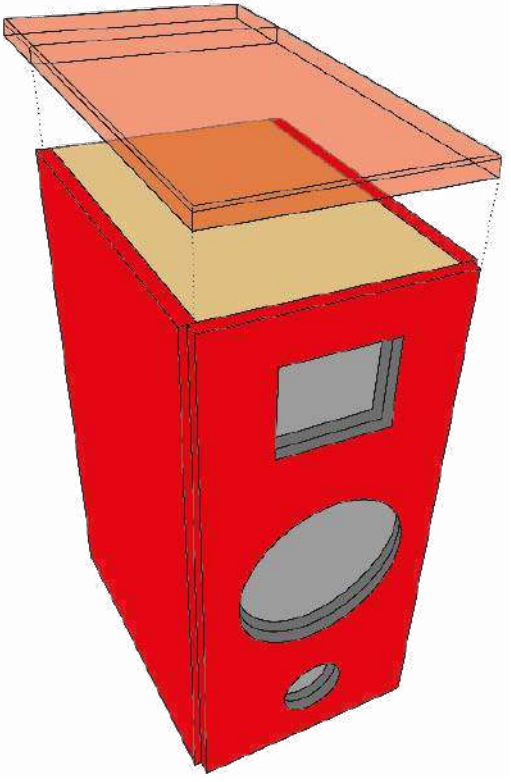
eprasa.pl 4f2b873bcf



Ozdobny panel przedni, z otworami wyciętymi dokładnie tak, aby pasowały do tych w przedniej płycie wewnętrznego pudła... gotowy do zamontowania głośników. Przewody głośnikowe przełóż przez odpowiednie otwory.



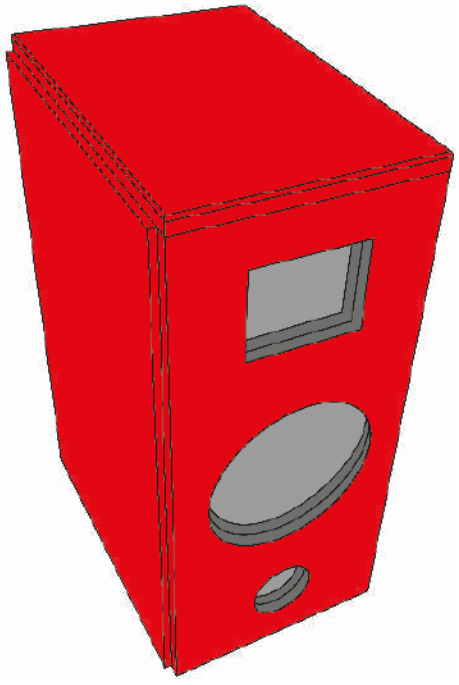
Następnie dwa boczne panele ozdobne są wklejane na miejsce. Zwróć uwagę na ich spasowanie od góry z panelem czołowym. Należy usuwać wszelki nadmiar uszczelniacza silikonowego, zanim stwardnieje. Dlatego lepiej zostaw ochronne folie na panelach dopóki obudowy nie zostaną skończone.



Dostarczony górny panel ozdobny jest za długi, tak więc musi być (bardzo ostrożnie!) przycięty na wymiar (głębokość 467 mm) i wygładzony. Następnie można wkleić panel na górze w takiej pozycji, aby sfazowane krawędzie znalazły się u góry. Ustawiony jest równo z przednią powierzchnią, ale trochę węższy (około 8 mm – zarówno ozdobne drzwiczki, jak i panele wykończeniowe mają grubość po 18 mm, a szerokość gotowej kolumny to 336 mm) z każdej strony, jak widać na zdjęciu poniżej.



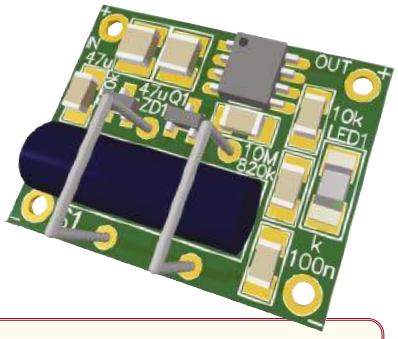
Tył obudowy kolumn Senator, ręczny uchwyt „kieszeniowy" (u góry) i gniazdo zacisków głośnikowych (na dole). Ta niewidoczna strona obudowy nie jest zakryta panelem ozdobnym.



Oto jest Twoja ukończona obudowa kolumny Senator, jak powinna wyglądać bezpośrednio przed montażem głośników w otworach. Tył i spód obudowy, jako jedyne, nie są pokryte ozdobnymi panelami.

eprasa.pl 4f2b873bcf

Uruchamiany poruszeniem włącznik napięcia 12 V



Ten prosty układ włącza zasilanie 12 V w przypadku poruszenia lub wibracji. Można sobie wyobrazić wiele możliwych zastosowań, ale jedno jest szczególnie użyteczne, jeżeli masz akcesoria samochodowe – kamerę (cofania) czy GPS – zawsze podłączone do gniazdka zasilania w samochodzie (gniazdo zapalniczki). Są one bardzo popularne, ale stosowanie typowych urządzeń stwarza często problemy. Proponowany projekt rozwiązuje je i może być zbudowany w kilka godzin.

Szablony do produkcji PCB i gotowe płytki PCB dostępne są na stronie: https://bit.ly/3SJEDm9

Materiały dodatkowe są również dostępne na stronie: https://bit.ly/3QzQ2mw

To rozwiązuje problem, który nie powinien zaistnieć – ale istnieje i naprawdę drażni. Moduł ma wiele różnych potencjalnych zastosowań, jednak zaprojektowałem go zwłaszcza do automatycznego włączania kamery samochodowej przy ruszaniu oraz jej wyłączania po zakończeniu jazdy samochodem.

Ale, zastanawiasz się, czy włączenie i wyłączenie nie następuje samorzutnie? Czy akcesoria nie są zasilane automatycznie z gniazdka zapalniczki po przekręceniu kluczyka w stacyjce?

Oczywiście, że są... ale nie zawsze. Gniazdo akcesoriów pomija często obwód stacyjki i podłączone jest bezpośrednio do akumulatora (i komputera w nowszych pojazdach).

Problem

Z jakiegoś powodu dodatkowe gniazdko zasilania (gniazdo zapalniczki) w samochodzie mojej żony jest włączone na stałe. Ponieważ jest zawsze pod napięciem, po zakończeniu jazdy jej kamera pokładowa działa aż do progu rozładowania akumulatora, kiedy to gniazdko zasilania wyłącza się.

Jak gdyby było jeszcze tego mało, kiedy zaczynasz jazdę następnym razem, to kamera nie włącza się automatycznie.

Musisz pamiętać, żeby wyciągnąć wtyk kamery z gniazdka i włożyć go z powrotem, aby kamera dała się ponownie uruchomić. Wątpię, że jesteśmy jedynymi osobami z takim problemem.

(**Red.** Opis autora ewidentnie wskazuje na gniazdko zapalniczki sterowane przez komputer pokładowy. Komputer wykrywa niebezpieczny poziom rozładowania akumulatora przez urządzenie podłączone do gniazdka i blokuje je – odłącza, żeby nie było problemu z uruchomieniem samochodu. Urządzenie pozostaje z indeksem „odłączone" aż do momentu wyciągnięcia jego wtyczki z gniazdka. Dopiero po wyciągnięciu wtyczki zasilanie gniazda akcesoriów zostaje przywrócone, czyli kamerę można ponownie podłączyć do instalacji samochodowej. W takim skomputeryzowanym samochodzie jakakolwiek ingerencja w instalację elektryczną doprowadzi do jego natychmiastowego unieruchomienia, z poleceniem udania się do serwisu. Jedynym dostępnym źródłem zasilania dodatkowych urządzeń pozostaje gniazdko zapalniczki.)

Oczywiście, trudno być z tego zadowolonym. Domyślam się, że gniazdko zapalniczki pozostaje pod napięciem, gdy kluczyka nie ma w stacyjce, abyś mógł naładować swój telefon (albo uruchomić inne akcesoria). Pod napięciem i pod obserwacją komputera.

Ale myślę, że ta „cecha" powoduje więcej problemów niż rozwiązuje.

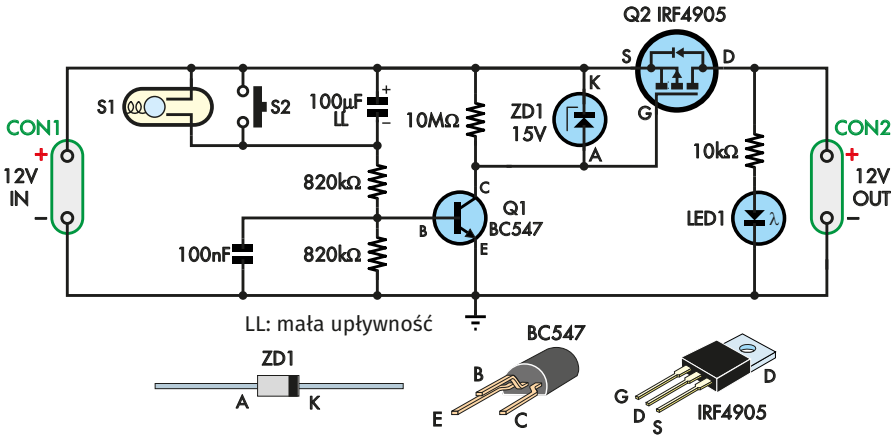
Skoro gniazdko jest bez wątpienia sterowane komputerem, nie mogłem znaleźć jakiegoś sposobu, by cofnąć to do starodawnego schematu – który pracował pięknie, wielkie dzięki. Nie ma żadnego oczywistego, elektrycznego czy programowego sposobu, by tak zrobić.

Odtąd musiałem myśleć nad tym projektem, by włączyć zasilanie kamery i wyłączyć je automatycznie, pobierającym w stanie czuwania tak niewielki prąd, aby w ciągu kilku dni nie wpłynęło to znacząco na stan naładowania akumulatora.



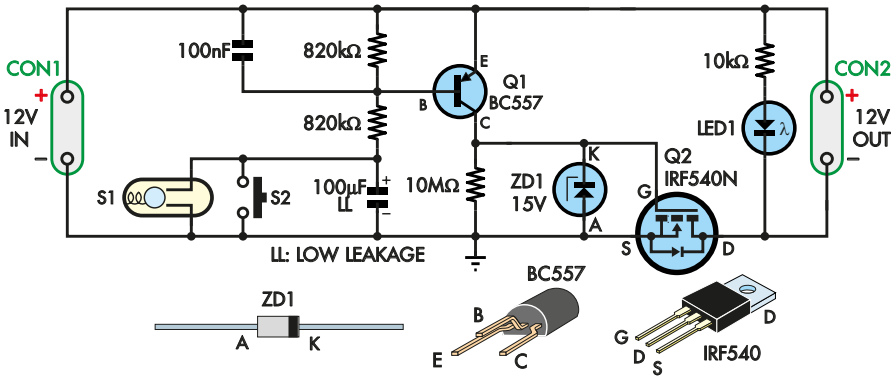
To jest problem, który nie powinien zaistnieć... ale występuje, kiedy twoje gniazdko zapalniczki nie wyłącza się, gdy zapłon jest wyłączony!

eprasa.pl 4f2b873bcf



Uruchamiany poruszeniem włącznik 12 V (Tranzystor P-kanałowy)

Rysunek 1. Schemat ideowy układu dla wersji używającej P-kanałowego tranzystora MOSFET (Q2). Jego zaletą jest to, że obwód masy jest nieprzerwany – zasilanie jest przełączane tylko na dodatnim biegunie. Wibracje albo poruszenia S1 powodują rozładowanie kondensatora 100 µF, który włącza Q1 i w rezultacie Q2, dając pięć minut opóźnienia zanim wyłączą się znów, o ile w międzyczasie S1 nie jest znów uaktywniony.



Uruchamiany poruszeniem włącznik 12 V (Tranzystor N-kanałowy)

Rysunek 2. Ta wersja układu używa zamiennie N-kanałowego tranzystora MOSFET (Q2). Jeżeli porównasz to z rysunkiem 1, widzisz, że zmiany zasadniczo sprowadzają się do odwrotnego podłączenia wszystkiego, z przemieszczeniem elementów góra-dół, by zapewnić wymaganą polaryzację bramki tego MOSFET-a. Inaczej mówiąc, układ działa tak samo, z wyjątkiem faktu, że rozłączana jest linia masy (ujemnego bieguna zasilania) w celu odłączenia zasilanego urządzenia(-ń).

Rozwiązanie

Oczywiste, narzucającym się rozwiązaniem wykrycia, czy samochód porusza się, byłoby monitorowanie napięcia czy raczej ładowania akumulatora. Ale inną „cechą" tego inaczej pięknego pojazdu jest to, że nie zawsze ładuje akumulator podczas jazdy, więc musiałem znaleźć inną drogę.

Mój następny pomysł dotyczył akcelerometru, nadzorowanego przez mikrosterownik o małym poborze mocy, oczekujący, aż pojazd ruszy, przed włączaniem zasilania do kamery.

Mikrokontroler pozostawiałby wtedy zasilanie dodatkowego gniazdka tak długo jak pojazd byłby w ruchu (z kilku-, kilkunastominutowym opóźnieniem wyłączenia, aby zignorować naturalne postoje) i wyłączał je na końcu podróży.

Ale takie rozwiązanie byłoby zbyt skomplikowane. Jest prostsze – użycie czujnika wibracji.

Ten mały, tani element składa się ze sprężynki otaczającej metalowy trzpień wewnątrz metalowej obudowy. W spoczynku, sprężynka nie dotyka trzpienia, ale wystarczy jakiś ruch albo wibracja, aby spowodować kontakt pomiędzy nimi, zamykając styki czujnika. Mniej czułe wersje używają sztywniejszych sprężynek.

Więc to tylko kwestia użycia tego czujnika do uruchomienia oddzielnego urządzenia włączającego zasilanie 12 V do kamery, i dodanie opóźnienia, aby wyłączenie nie następowało natychmiast.

Przedstawiony tutaj projekt używa tylko dziewięciu (niezbędnych) komponentów, plus dodatkowa wtyczka i gniazdko (typu samochodowego) do osiągnięcia celu. To jest na pewno dużo prostsze niż wykorzystanie akcelerometru!

Ustawiłem czas opóźnienia na około pięć minut. Nawet w korkach nie jesteś zwykle unieruchomiony na tak długo.

Opis układu

Zobacz teraz schemat ideowy pokazany na **rysunku 1**. Zastosowano P-kanałowy tranzystor MOSFET jako przełącznik (Q2), aby wyłączenie następowało na linii +12 V.

Przewód masy nie jest rozłączany. Może to być ważne w niektórych przypadkach, gdy Twoja kamera mogłaby być podłączona w innym miejscu pojazdu i mogłoby wystąpić dodatkowe jej połączenie z masą podwozia/nadwozia.

W tym przypadku, wyłącznik ujemnej końcówki zasilania po prostu nie działałby.

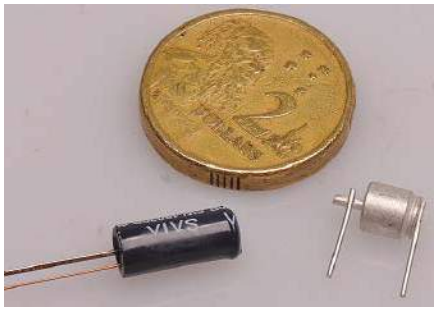
Kondensator 100 µF odpowiada za pięć minut opóźnienia, w połączeniu z dwoma rezystorami 820 kΩ między jego ujemną końcówką i masą. Początkowo, kiedy zasilanie jest włączane, kondensator 100 µF jest rozładowany. To oznacza, że prąd płynie przezeń i górny rezystor 820 kΩ do bazy tranzystora NPN Q1, polaryzując ją na wysokim potencjale.

Dlatego Q1 włącza się, utrzymując bramkę MOSFET-a Q2 na niskim potencjale, blisko 0 V. W wyniku tego Q2 przewodzi od źródła (dodatniego wejścia) do drenu (dodatniego wyjścia), zasilając kamerę.

Po naładowaniu się kondensatora 100 µF, po około pięciu minutach, potencjał bazy tranzystora Q1 spada do około 0,5 V. Tranzystor Q1 przestaje przewodzić, co podnosi potencjał na bramce Q2 aż do +12 V poprzez rezystor 10 MΩ, łączący bramkę z plusem zasilania, wyłączając Q2.

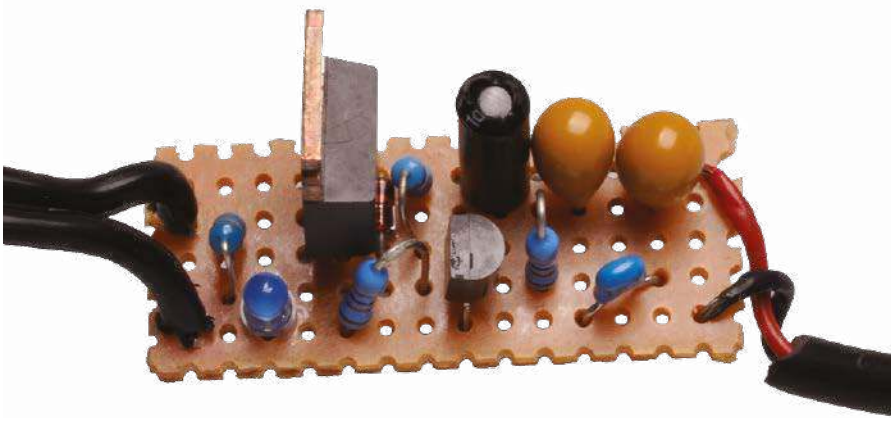
Powodem, że nie mamy kondensatora bezpośrednio na bramce Q2, jest to, że powodowałoby to wolne wyłączanie Q2, przez ponad 30 sekund, ze względu na stopniowe ładowanie tego kondensatora. W takim razie MOSFET byłby w stanie częściowego przewodzenia, co skutkowałoby dużą mocą strat, nagrzewaniem i prawdopodobnie spaleniem.

Skoro Q1 jest bipolarnym tranzystorem załączającym i jego impedancja wejściowa jest tak wysoka, to wystarczy tylko kilka miliwoltów zmiany potencjału bazy, by przeszedł



Sercem projektu jest jeden z tych małych czujników wibracji, przedstawionych z $2 monetą dla porównania wielkości (i nie kosztują one zwykle dużo więcej niż $2); na lewo jest Soyo SW-1801P od Pakronics-a; po prawej stronie jest CM1800-1 od element14.

eprasa.pl 4f2b873bcf



To zdjęcie jest wykonane dla płytki z rysunku 3 obróconej poziomo o 180° (po lewej wyjście, po prawej wejście) w celu wyraźniejszego przedstawienia mniejszych komponentów, które inaczej mogłyby być zasłonięte.

ze stanu pełnego przewodzenia do zatkania. Pozwala to wyłączyć Q2 szybko, pozostawiając go w stanie częściowego przewodzenia typowo przez mniej niż jedną sekundę, więc nie nagrzewa się zbytnio podczas przełączania.

Potrzebny kondensator 100 µF powinien być typem o małej upływności (niskie ESR) ze względu na wysoką impedancję obwodu ładowania 820 kΩ+820 kΩ=1,64 MΩ. W przeciwnym przypadku kondensator nie jest nigdy w pełni naładowany a więc Q2 może nigdy się w pełni nie wyłączyć. Alternatywnie możesz użyć równolegle dwóch tantalowych kondensatorów 47 µF (jako to zrobiliśmy w naszym prototypie), chociaż kondensator elektrolityczny o niskiej upływności prawdopodobnie będzie tańszy.

Wykaz elementów

P-kanałowa wersja na płytce uniwersalnej
1 szt. kawałek płytki uniwersalnej z paskami (Veroboard), pięć pasków × 14 otworów
1 szt. czujnik wibracji Soyo SW-18010P lub podobny (S1)
1 szt. samochodowy przedłużacz zasilania dodatkowych akcesoriów o odpowiedniej długości (przeciąć w połowie, by dostać kable z wtyczką lub gniazdkiem na końcach)
krótkie odcinki rurek termokurczliwych różnej średnicy

Półprzewodniki:
1 szt. BC547 tranzystor NPN (Q1)
1 szt. IRF4905 MOSFET P-kanałowy albo odpowiednik (Q2)
1 szt. niebieska 3 mm dioda LED (LED1)
1 szt. dioda Zenera 15 V/0,4 W lub 1 W (ZD1)

Kondensatory:
1 szt. kondensator elektrolityczny 100 µF/16 V lub 25 V o małej upływności albo:
2 szt. kondensator tantalowy 47 µF/16 V
1 szt. 100 nF kondensator ceramiczny

Rezystory: (wszystkie 0,25 W, 1% albo 5%)
1 szt. 10 MΩ (kod paskowy: brązowy czarny zielony brązowy albo brązowy czarny czarny żółty brązowy)
2 szt. 820 kΩ (kod paskowy: szary czerwony żółty brązowy albo szary czerwony czarny pomarańczowy brązowy)
1 szt. 10 kΩ (kod paskowy: brązowy czarny pomarańczowy brązowy albo brązowy czarny czarny czerwony brązowy)

Zamienniki dla wersji N-kanałowej
1 szt. BC557 tranzystor PNP (Q1)
1 szt. IRF540N MOSFET N-kanałowy albo zamiennik (Q2)

Części dla wersji SMD na PCB *
1 szt. dwustronna płytka PCB, kod 05102191, 25,4×19,5 mm
1 szt. Soyo SW-18010P czujnik wibracji, albo podobny (S1)
1 szt. samochodowy przedłużacz zasilania dodatkowych akcesoriów

Półprzewodniki:
1 szt. AO4421 MOSFET P-kanałowy albo ekwiwalent, obudowa SMD SOIC-8-N (Q2)
1 szt. BC847 tranzystor NPN, obudowa SMD SOT-32 (Q1)
1 szt. niebieska dioda LED SMD 3216/1206 (LED1)
1 szt. dioda Zenera 15 V/0,25 W, obudowa SMD SOT-23 (ZD1)

Kondensatory:
2 szt. 47 µF/16 V kondensator ceramiczny X5R, SMD 3226/1210
1 szt. 100 nF/50 V kondensator ceramiczny X7R, SMD 3216/1206

Rezystory: (wszystkie SMD 3216/1206, 1%)
1 szt. 10 MΩ
2 szt. 820 kΩ
1 szt. 10 kΩ

*** Gdzie kupić kit SMD:**
zawiera PCB i wszystkie części składowe: nr katalogowy SC4851 z: shop online Chip Silicon (siliconchip.com.au/shop)

Dioda Zenera ZD1 zabezpiecza bramkę Q2 przed przepięciami i impulsami napięcia z instalacji elektrycznej samochodu. Bramka pracuje przy napięciu pomiędzy +16 V i –1 V, mieszczącym się w dozwolonym zakresie ±20 V.

Prąd płynący przez ZD1 jest ograniczony przez stosunkowo wysoką impedancję w bazie Q1. Maksymalny prąd bazy przy napięciu 14,4 V wynosi (14,4 V–0,5 V)/820 kΩ=17 µA. Najwyższe h_{FE} dla BC547 to ok. 800 przy I_C 2 mA, ale tu jest to mniej niż połowa tej wartości podawanej dla bardzo niskich prądów I_C, więc maksymalnie h_{FE} wynosi około 400. Po przeliczeniu I_C wyniesie 17 µA×400=6,8 mA.

To jest aż nadto wystarczający prąd, by obniżyć potencjał bramki Q2 do 0 V, ale za mały, żeby uszkodzić Q1 czy ZD1 jeśli napięcie zasilania jest wystarczająco wysokie dla przewodzenia ZD1. Nawet jeśli napięcie zasilania jest znacznie wyższe (co byłoby potrzebne do przewodzenia ZD1), nic się nie spali.

Kondensator 100 nF pomiędzy bazą i emiterem Q1 jest ważny gdyż napięcie zasilania w pojeździe może się zmieniać w szerokim zakresie, od około 10 V przy pracującym rozruszniku do około 14,4 V, kiedy akumulator jest naładowany. I może być też dużo zakłóceń i jakichś znaczących impulsów szpilkowych napięcia na linii zasilania.

Kondensator 100 nF zapobiega przed krótkimi wyłączeniami Q1, spowodowanymi impulsami napięcia, co odcięłoby zasilanie kamery.

Opcjonalne elementy

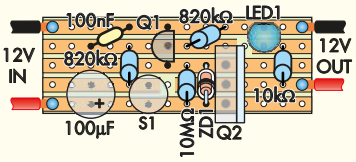
Przycisk zwierny S2 połączony równolegle z czujnikiem wibracyjnym służy do ręcznego wymuszenia włączenia zasilania. Ale zauważ, że umieściliśmy go poza zaprojektowanymi PCB. Jest tak, ponieważ zaledwie poruszenie PCB wystarcza, by włączyć element; więc to prawdopodobnie nastąpiłoby nawet zanim mógłbyś przycisnąć S2. Ma sens teoretycznie, w praktyce możesz nie potrzebować tego. Prawdopodobnie do uruchomienia czujnika wystarczy otwarcie drzwi samochodu i ich ponowne zatrzaśnięcie, czy samo wsiadanie do samochodu.

LED1 i rezystor 10 kΩ ograniczający prąd diody umieszczone są na wyjściu, więc łatwo widzisz, czy moduł się włączył. To jest tylko dodatkowe około 1 mA obciążenia, kiedy jest włączony. Jest to wygodne dla testowania i znajdowania błędów, ale nie potrzebujesz tego, więc mógłbyś nie montować.

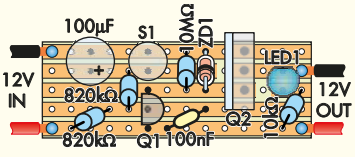
Nawiasem mówiąc, układ nie pobiera prawie żadnego prądu, kiedy jest wyłączony – zasadniczo tylko prąd upływu kondensatora 100 µF, który zwykle wynosi około 1 µA.

eprasa.pl 4f2b873bcf

Uwaga: widok obu płytek przedstawiony jest od góry (strona komponentów), jak zwykle pokazujemy zmontowane PCB. Miedziane ścieżki znajdują się na spodniej stronie płytki, jakbyś patrzył przez płytkę na wylot, podobnie do widoku zdjęcia rentgenowskiego.



Rysunek 3. Użyj tego schematu jako instrukcji montażu wersji z tranzystorem P-kanałowym na kawałku płytki uniwersalnej. Zwróć uwagę na 2 miejsca, gdzie ścieżki zostały przerwane, nożem albo wiertłem. Uważaj, by uniknąć możliwości zwarcia pomiędzy wyprowadzeniami komponentów lub ich nieizolowanymi metalowymi fragmentami, jeżeli zostaną nieznacznie poruszone.



Rysunek 4. To jest schemat montażu dla wersji z tranzystorem N-kanałowym. Jak w przypadku schematu ideowego, to jest zasadniczo odbicie zwierciadlane wersji z rysunku 3, by zniwelować różnicę w przewodzeniu pomiędzy tranzystorami MOSFET N-kanałowymi i P-kanałowymi.

Nie ma to żadnego wpływu na rozładowanie akumulatora.

Pojazd typowo zużywa po wyłączeniu około 10 mA, plus mniej więcej 10 mA samorozładowywania akumulatora, razem około 20 mA, co jest 20000 razy więcej niż zużycie przez moduł.

Inne wykonania

Rysunek 2 przedstawia jak możesz zbudować moduł zawierający bardziej popularny, N-kanałowy tranzystor MOSFET zamiast P-kanałowego MOSFET-a. Zasadniczo, wszystko jest odwrócone. Q1 zamieniony z tranzystora NPN na tranzystor PNP. Wszystkie inne części identyczne, tylko inaczej połączone.

Mógłbyś chcieć zbudować tę wersję tylko dlatego, ponieważ łatwiejsze i tańsze jest zdobycie wysokoprądowego MOSFET-a N-kanałowego. Być może masz nawet taki tranzystor leżący gdzieś obok.

Ale zapamiętaj, że ta wersja przerywa ujemny biegun zasilania, a nie dodatni, co oznacza, że możesz jej użyć tylko do włączania urządzeń, które nie są podłączone do innych urządzeń elektrycznych (chyba, że zasilanych z samego gniazdka).

Jako że moduł zawiera tak mało komponentów, zlutowałem mój na jednostronnej drukowanej płytce uniwersalnej typu paskowego (inaczej „Veroboard") i możesz zrobić tak samo. Umiejscowienie elementów i sposób montażu są przedstawione na **rysunkach 3** i **4**. (**Red.** Można użyć taniej płytki montażowej kod handlowy: 03408 z oferty AVT, ale wymaga ona ręcznego połączenia końcówek wszystkich części, gdyż zawiera tylko oddzielne punkty lutownicze, nie połączone w linii jak płytka użyta w artykule.)

Wersja SMD

Ponieważ wiele osób nie lubi płytek uniwersalnych (bądźmy uczciwi, jestem jedną z nich!), więc zaprojektowałem też małe PCB dla P-kanałowego MOSFET-a (**tylko**).

Płytka wymaga elementów SMD (zobacz **rysunek 5**) w akceptowalnym do domowego lutowania rozmiarze 1206, a jej zaletą są małe wymiary, tylko 25×20×5 mm po zmontowaniu, dlatego jest odpowiednia do zamknięcia w niewielkim (~16 mm średnicy) kawałku rurki termokurczliwej, i łatwa do wciśnięcia gdziekolwiek.

Jedynym elementem przewlekanym jest czujnik wibracji S1. Jest on lutowany w pozycji leżącej i przyciskany do PCB przy pomocy kilku odcinków drutu, tworząc sztywny moduł i minimalizując jego całkowite wymiary.

Jedyną różnicą w stosunku do płytki uniwersalnej jest użycie dwóch równolegle lutowanych kondensatorów ceramicznych SMD 47 µF/16 V zamiast pojedynczego elektrolitycznego 100 µF/16 V, gdyż odpowiedni elektrolityczny kondensator SMD 100 µF/16 V byłby większy i droższy. Oprócz kompaktowych rozmiarów, kondensatory ceramiczne są bardziej niezawodne i odporne na ciepło w porównaniu do elektrolitycznych.

Nie wchodzimy w dalsze szczegóły na temat budowy wersji SMD, chociaż alternatywną listę części SMD zamieszczamy w spisie.

Jeżeli zechcesz zbudować tę wersję, możesz nabyć mały zestaw montażowy (który zawiera PCB i wszystkie elementy) w naszym sklepie online (zestaw nr katalogowy – kit SC4851). Polutuj je następnie wg rysunku 5.

Montaż

Jest jeden krytyczny aspekt montażu i trzeba zwrócić uwagę, że jedna z końcówek czujnika wibracji może być skrajnie cienka i łatwa do ułamania.

To zależy w szczególności, który czujnik zastosujesz; my użyliśmy bardzo popularnego typu (SW-8010P) i doprowadziliśmy do przerwania jednego wyprowadzenia podczas testowania. Ciekawe, że drugie wyprowadzenie jest naprawdę grube i przypuszczalnie przeznaczone do sztywnego montażu na płytce.

Schemat montażu z użyciem tranzystora P-kanałowego, czyli wersja, którą zbudowałem, jest przedstawiony na rysunku 3, natomiast wersja z tranzystorem N-kanałowym na rysunku 4. Podobnie jak schematy ideowe, również płytki montażowe obu wersji są prawie wzajemnymi odbiciami lustrzanymi.

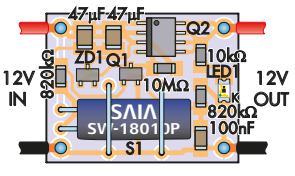
Obie wersje przed wlutowaniem części wymagają przecięcia ścieżek w dwóch miejscach; miejsca cięcia są pokazane po obu stronach Q2. Spójrz dokładnie na rysunek 3 i rysunek 4; cięcia są przedstawione, ale w rzeczywistości są słabo widoczne. Możesz zrobić te cięcia ostrym nożem, tylko upewnij się, że usunąłeś wystarczający kawałek miedzianej ścieżki i przecięte końcówki nie mogą się przypadkowo zewrzeć (użycie płytki prototypowej AVT jest w tym momencie o wiele wygodniejsze – po prostu w miejscu przerwy nie ma nic do lutowania).

Niektóre osoby wolą użyć ~4 mm wiertła obracanego ręcznie, ale wiertło musi być ostre albo nie przetnie miedzi (**Red.** Odstępy otworów montażowych na płytce prototypowej wynoszą standardowe 2,54 mm, czyżby chodziło o „wyfrezowanie" przecinki samym czubkiem wiertła? Nie jest to napisane wyraźnie, za to widać to na rysunkach, że frezowanie wiertłem wykonuje się w miejscach bezużytecznych otworów). Prawdopodobnie nie zaszkodziłoby, gdybyś przy tym przewiercił się przez PCB na wylot, pod warunkiem, że nie zniszczyłbyś sąsiednich ścieżek; ale mógłbyś nieznacznie je osłabić (**Red.** Prościej użyć szlifierki do paznokci lub podobnej, z frezami diamentowymi).

Zrobiwszy dwa cięcia na ścieżkach, możesz wpasować elementy.

Komponenty z wyprowadzeniami osiowymi (rezystory i diody Zenera) są wszystkie obsadzone z rastrem ich wyprowadzeń równym 0,2" (czyli 5,08 mm), więc trzeba ich końcówki podgiąć, jedną pod kątem ostrym, drugą pod rozwartym, a same elementy montować w pozycji ukośnej.

Masz wybór, jak zorientujesz krótką i długą końcówkę każdego podzespołu; spróbuj



Rysunek 5. Montaż PCB dla wersji SMD wg rysunku 1, z tranzystorem P-kanałowym. Płytka jest nieco szersza, ale krótsza i niższa (cieńsza), co daje bardzie zwarty moduł. Użyto MOSFET-a Q2 w 8-nóżkowej obudowie SOIC-8-N (raster wyprowadzeń 0,05" czyli 1,27 mm), która jest łatwa do lutowania, podobnie jak wszystkie pozostałe części. Zwróć uwagę na dwa kondensatory ceramiczne 47 µF połączone równolegle, użyte zamiast pojedynczego kondensatora 100 µF, który byłby większy.

eprasa.pl 4f2b873bcf



Niestety nie mieliśmy jakiegoś kawałka przezroczystej rurki termokurczliwej o wystarczającym rozmiarze, tak więc użyliśmy czerwonej! Jeżeli jest jakieś niebezpieczeństwo zwarcia pomiędzy komponentami (pamiętaj, że moduł może się poruszać pod deską rozdzielczą) bylibyśmy również skłonni, by zacisnąć (np. opaską zaciskową) krawędzie rurki termokurczliwej przed jej obkurczeniem.

zorientować je tak, by uniknąć potencjalnego zwarcia pomiędzy nimi. Rysunki 3 i 4 sugerują jedną z możliwości.

Upewnij się, że znacznik katody ZD1 usytuowany jest w poprawnym kierunku, jak przedstawiono na rysunkach 3 i 4.

Komponenty z wyprowadzeniami po jednej stronie(kondensator elektrolityczny, czujnik, dioda LED, tranzystory) lutowane są do sąsiednich ścieżek, z rastrem 0,1" (czyli 2,54 mm) będącym naturalnym odstępem wyprowadzeń tych części, czyniąc to łatwym.

Uważaj na orientację kondensatora elektrolitycznego; jego dodatnia końcówka jest dłuższa i powinna zostać umieszczona, gdzie na rysunkach 3 albo 4 pokazano symbol +.

Podobnie, prawdopodobnie nie będziesz potrzebował wyginać wyprowadzeń Q1 albo Q2, ponieważ zwykle będą już miały wymagany 0,1-calowy odstęp. Zwróć uwagę na orientację obu części.

Orientacja sensora wibracji nie ma znaczenia, służy tylko jako styk-klucz.

Końcowe połączenia

Z wszystkimi komponentami na płytce, potrzebujesz teraz tylko podłączyć wtyczkę i gniazdko (typu samochodowego).

Zakup raczej oddzielnie (akcesoria samochodowe typu gniazdo/wtyk zapalniczki) wtyczkę i gniazdko, ja kupiłem „podwójny adapter zapalniczki" Jaycar nr katalogowy PP2006.

Następnie po prostu otworzyłem wtyczkę (wykręcając jedną śrubkę i odkręcając końcówkę), wyjąłem styki, odlutowałem przewody i przeciągnąłem je przez obsadę. W ten sposób otrzymałem dwa gotowe gniazdka plus wtyczkę, którą odłożyłem na bok, ponieważ miałem już gotową okablowaną wtyczkę akcesoriów (Jaycar Cat PP1995).

Przewody wtyczki PP1995 trafiły prosto do otworów płytki uniwersalnej i przylutowałem je do odpowiednich ścieżek, chociaż okazało się, że musiałem dodać trochę pasty z topnikiem, ponieważ miałem problemy z przylutowaniem przewodów. Musiałem wywiercić w płytce otwory o średnicy ok. 1,5 mm dla przewodów, po przeciągnięciu przewodów przez otwory, wygiąłem je, aby zetknęły się z miedzianymi paskami i przylutowałem je na miejscu.

Testowanie

Idealnie, testowanie powinno zostać przeprowadzone z zasilaczem 12 V DC z ogranicznikiem prądowym, na wypadek zwarcia na płytce, albo niewłaściwego montażu któregoś z komponentów.

Można to łatwo osiągnąć przez szeregowe włączenie z zasilaniem rezystora 100 Ω/5 W albo 220 Ω/1 W. Możesz sprawdzać napięcie na tym rezystorze, aby uzyskać informację o poborze prądu przez moduł.

Możesz podłączyć zasilanie do przewodów wtyczki używającej pary zacisków typu krokodylki.

LED1 powinien się zapalić natychmiast i powinieneś dostać odczyt około 0,1–0,2 V spadku napięcia na rezystorze wskutek prądu o natężeniu 1 mA pobieranego przez LED. Jeżeli zostawisz płytkę w spokoju przez około pięć minut, uważając aby nie dotknąć jej albo nie potrącić, LED1 powinna zgasnąć, a napięcie na rezystorze bezpieczeństwa powinno spaść do nie więcej jak kilku miliwoltów.

Kiedy LED1 zgaśnie, dotknij i porusz płytkę. Dioda powinna zapalić się z powrotem. Jeśli tak, wszystko jest w porządku.

Jeżeli LED1 nie gaśnie, albo nie zapala się ponownie, kiedy pukasz w płytkę, sprawdź ją ostrożnie na obecność zwarcia. Łatwo spowodować przypadkowo zwarcie sąsiednich ścieżek na płytce. Przyczyną może być też kondensator elektrolityczny o dużej upływności.

Użyj cyfrowego multimetru jako omomierza, by sprawdzić sąsiednie ścieżki. Odczyt niższy niż 10 Ω sugeruje zwarcie elektryczne pomiędzy nimi.

Sprawdź rozmieszczenie i orientację elementów, używając rysunku 3 albo 4 jako odniesienia.

Jeżeli moduł działa, usuń rezystor bezpieczeństwa i zasil płytkę montażową bezpośrednio z zasilacza 12 V. Zmierz napięcie w gniazdku. Powinieneś otrzymać odczyt +12 V z czerwoną sondą dotykającą małej powierzchni kontaktu wewnątrz podstawy gniazdka i czarnej sondy na wewnętrznym dookólnym styku.

Możesz wtedy spróbować podłączyć do gniazdka akcesoria takie jak kamera albo GPS i sprawdzić, że zasilane są poprawnie.

Wykończenie

Zakładając, że wszystko jest w porządku, rozłącz wszystko i dodaj kawałek izolacji termokurczliwej. To jest dobry pomysł, by nasunąć taką rurkę termokurczliwą na obudowę TO-220 aż do dołu i obkurczyć, by zapewnić, że Q2 nie zewrze się z żadnym sąsiednim komponentem. Zrób to samo z jakimiś innymi elementami, które podejrzewasz, że mogłyby spowodować zwarcie przy poruszeniu się albo zgięciu.

Wtedy nasuń przezroczystą rurkę termokurczliwą o większej średnicy przez wtyczkę na całą płytkę i obkurcz, aby nie mogła dotknąć jakiegoś metalowego elementu samochodu, albo luźnych rzeczy takich jak klucze.

Instalowanie w pojeździe jest proste. Tylko włóż do dodatkowego gniazdka wtyk zasilania Twojej kamery, GPS albo czegokolwiek oraz znajdź miejsce na schowanie płytki. To byłby dobry pomysł (przynajmniej początkowo) położyć ją gdzieś, gdzie możesz dostrzec LED1, idealnie od zewnątrz pojazdu, przez szybę.

Zostaw w spokoju przez 5–10 minut, gdzieś, gdzie pojazd nie będzie kołysany przez inne pojazdy poruszające się z dużą prędkością, ciężarówki, etc.

Wtedy sprawdź, by zobaczyć, czy LED1 zgasła. Jeżeli tak, otwórz drzwi i wejdź. Spowodowane tym poruszenie prawdopodobnie uaktywni moduł i włączy LED1 z powrotem. Inaczej, potrąć płytkę łokciem i sprawdź, że włącza się z powrotem.

Możesz stwierdzić, że czujnik jest zbyt wrażliwy, okoliczny ruch często włącza go. W tym przypadku masz dwie główne opcje. Najłatwiejsze jest dodać jakieś amortyzowanie dookoła modułu w rodzaju miękkiej pianki PU np. z gąbki kąpielowej, zmniejszając poruszenia i wibracje przenoszone na moduł, co obniża jego wrażliwość. Będziesz potrzebował poeksperymentować z typem i grubością pianki, by osiągnąć skutek.

Jeżeli to się nie uda, będziesz musiał usunąć czujnik wibracyjny i zastąpić go mniej wrażliwą wersją.

Ale przekonaliśmy się, że są one zwykle za mało czułe, więc lepiej poeksperymentować z pianką. ■

Nicholas Vinen

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

eprasa.pl 4f2b873bcf







Szablony do produkcji PCB i gotowe płytki PCB dostępne są na stronie: https://bit.ly/3dr8fES

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

Zegar wskazówkowy synchronizowany sygnałem GPS

Tradycyjne zegary wskazówkowe są przeważnie dość dokładne – ale od czasu do czasu wymagają zdjęcia ze ściany i korekcji ich wskazań. Do tego istnienie czasu letniego i zimowego oznacza, że trzeba to robić dwa razy w roku! Czy nie byłoby przyjemniej, gdyby zegar robił to sam, wyregulował się tak, aby zawsze pokazywał właściwy czas niezależnie od pory roku? Zbuduj opisany sterownik zegara analogowego GPS, a twoje życzenia się spełnią.

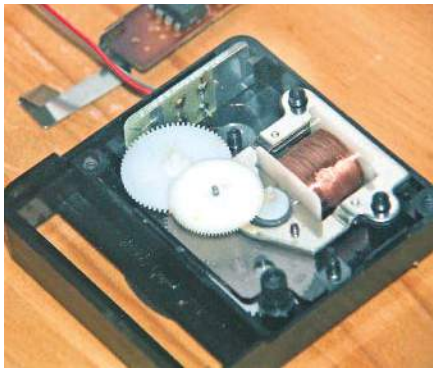
Wskazówkowe zegary kwarcowe zasilane bateryjnie są niedrogie i dobrze prezentują się na ścianie (szczególnie te w wysmakowanych obudowach), a dla wielu osób są preferowanym źródłem informacji o czasie.

Niestety, wbrew temu, co być może sądzi wiele osób na podstawie słowa „kwarcowe", to nie są one zbyt dokładne i prędzej czy później rozsynchronizowują się z czasem rzeczywistym nawet o dwie sekundy na dzień, co oznacza minutę na miesiąc. Do tego kierunek rozbieżności nie da się przewidzieć, bo zależy on od konkretnego egzemplarza i warunków eksploatacji (temperatura i jej zmiany).

A jeszcze musisz pamiętać, by korygować czas dwa razy w roku, jeżeli na twoim terenie obowiązuje zmiana z czasu letniego na zimowy i odwrotnie. Jest to szczególnie kłopotliwe, jeśli zegar jest zamontowany wysoko, ponieważ musisz użyć drabiny lub krzesła i to jeszcze w godzinach, gdy normalny człowiek przeważnie śpi (z 2 na 3 lub 3 na 2 w nocy). Czy nie byłoby miło, gdyby zegar sam pilnował właściwego czasu i jego zmian? Cóż, przynajmniej przez czas życia baterii...

Opisana tu konstrukcja zastępuje, elektronikę standardowego zegara kwarcowego, naszym sterownikiem, który, dzięki Globalnemu Systemowi Pozycjonującemu i jego superprecyzyjnym zegarom atomowym, zawsze zna prawidłowy czas.

W naszym przypadku, źródłem precyzyjnej informacji o czasie jest niedrogi moduł GPS odbierający informacje z orbitujących zegarów atomowych oraz mikrokontroler sterujący mechanizmem użytego zegara wskazówkowego. Zegar zasilany z dwóch baterii paluszkowych AA, zależnie od sposobu ruchu wskazówki sekundowej, powinien działać przez rok (płynący sekundnik) lub dwa lata (skokowy sekundnik).



Rysunek 1. Wnętrze typowego mechanizmu zegarowego ze skokowym sekundnikiem. Pokazane są modyfikacje, jakie wprowadziliśmy dla wyprowadzenia na zewnątrz przewodów od cewki silnika.

Tu wyjaśnienie, że w przypadku skokowego sekundnika, porusza się on po tarczy zegara, skokami co 1 s, zaś sekundnik płynny daje wrażenie ciągłego ruchu wskazówki.

Jeżeli twój zegar ma skokowy sekundnik, to istnieje też możliwość zaprogramowania lokalnych reguł zmiany czasu z letniego na zimowy i odwrotnie. Dokonuje się tego przy pomocy komputera PC podłączanego przez kabel USB do naszego sterownika. Potem zegar będzie już sam zmieniał czas gdy nadejdzie tego pora, bez fatygowania użytkownika.

Korekcja jest dokonywana na dwa sposoby: jeżeli zmiana czasu jest w przód, tj. na czas letni (z 2:00 na 3:00), to wskazówka jest przesuwana dwa razy na sekundę aż do osiągnięcia właściwej pozycji. W przypadku zaś zmiany w tył, zegar jest po prostu zatrzymywany na godzinę,

W przypadku tego typu zegarów, wszystko co musisz zrobić, to, przed włożeniem baterii, ustawić wszystkie trzy wskazówki w pozycji godziny 12:00:00. Nasz sterownik użyje

eprasa.pl 4f2b873bcf

wbudowanego modułu GPS, aby pobrać z „nieba" aktualny czas, a następnie będzie przesuwał wskazówki zegara w przyspieszonym tempie, aż osiągnie właściwe wskazanie czasu na sterowanym zegarze. Następnie przejdzie do normalnego trybu pracy bazując na lokalnym oscylatorze kwarcowym 32 768 Hz.

W przypadku zegarów z płynącym sekundnikiem procedura jest podobna, ale zamiast ustawiać wskazówki na godzinę 12:00:00, ustawiasz je na najbliższe pełne pół godziny, a oprogramowanie układowe odczeka odpowiednią ilość czasu przed rozpoczęciem taktowania zegara, by wskazówki ruszyły o czasie.

Dla maksymalnej oszczędności baterii, odbiór czasu GPS jest wykonywany tylko co 44 godziny, a w międzyczasie moduł odbiornika GPS jest odłączony od zasilania. Po odczycie czasu wzorcowego następuje porównanie czasu aktualnego z wymaganym i wykonywana jest ewentualna korekcja wskazań przez wstrzymanie ruchu sekundnika lub przesunięcie go ruchem przyspieszonym do przodu.

(**Od redakcji:** Wybrany czas międzywłączeniowy modułu wynoszący 44 godziny powoduje przesuwanie momentów prób synchronizacji w ciągu doby, dzięki czemu są większe szanse niezakłóconego, np. przez pogodę, odbioru czasu z satelitów.)

Po synchronizacji mikrokontroler jest również w stanie obliczyć niedokładność lokalnego oscylatora kwarcowego, a następnie skompensować ją przez okazjonalne pominięcie lub dodanie sekund, bez konieczności włączania modułu GPS.

Funkcja ta może także kompensować starzenie się rezonatora kwarcowego i zachować dokładność zegara pomiędzy synchronizacjami z zegarami atomowymi GPS. Oznacza to również, że prawdopodobnie nigdy nie zauważysz momentu korekty, bo wskazania będą cały czas prawidłowe!

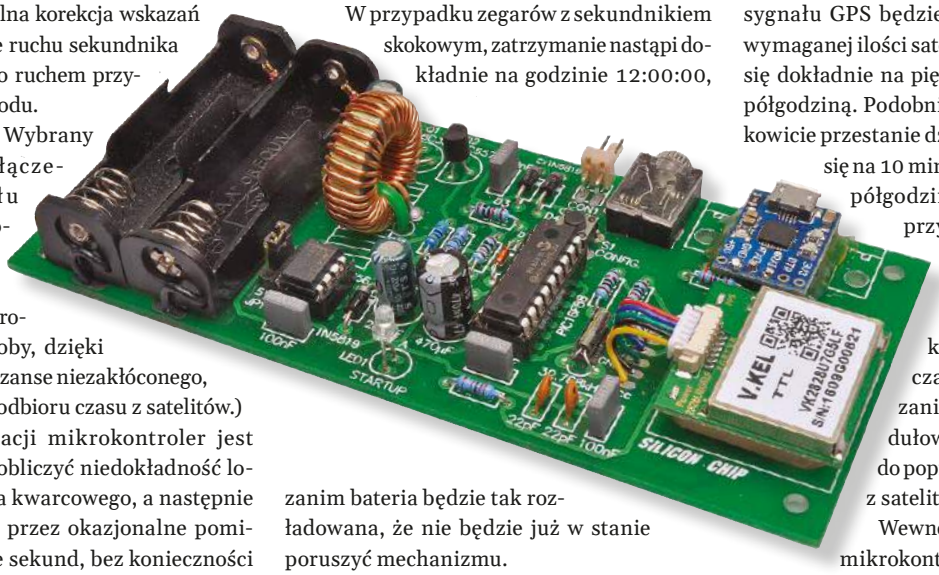
Właściwości i specyfikacje
- Nadaje się do praktycznie każdego bateryjnego mechanizmu zegara kwarcowego
- Działa z mechanizmami skokowymi i płynnymi
- Długa żywotność baterii: około roku dla zegarów „płynnych" i dwóch lat dla skokowych.
- Wystarczająco mały, aby można go było zamontować z tyłu większości zegarów
- Czas synchronizowany z satelitami GPS co 44 godziny (z możliwością zmiany)
- Może korzystać z różnych modułów GPS, w tym najtańszych.
- Automatycznie pomija lub dodaje dodatkowe sekundy, aby zegar był dokładny
- Automatycznie uwzględnia błąd lokalnego oscylatora kwarcowego na podstawie czasu GPS
- Automatycznie ustawia czas po wstawieniu świeżych baterii (***)
- Automatycznie dostosowuje się do czasu letniego (***)

*** – tylko dla mechanizmu skokowego

Monitorowanie stanu baterii

Oprócz sterowania zegarem, mikroprocesor kontroluje też napięcie baterii i gdy spadnie ono poniżej 2 V (czyli 1 V na ogniwo), to zatrzyma on zegar w dogodnej pozycji do późniejszego restartu.

W przypadku zegarów z sekundnikiem skokowym, zatrzymanie nastąpi dokładnie na godzinie 12:00:00, zanim bateria będzie tak rozładowana, że nie będzie już w stanie poruszyć mechanizmu.



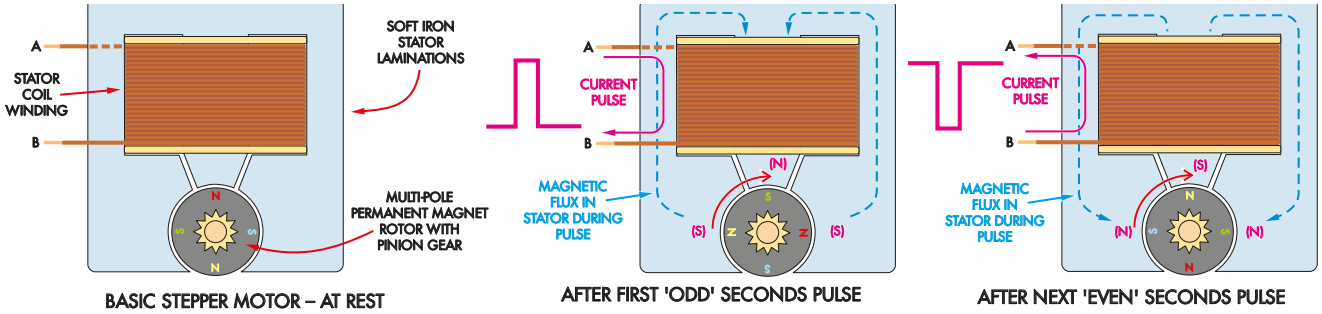
Po wymianie baterii, zegar powinien ustawić się samoczynnie na prawidłowe wskazanie czasu.

W przypadku zegarów z płynącym sekundnikiem oprogramowanie mikrokontrolera zatrzyma zegar dokładnie w pozycji równej godziny lub jej połowie. Zanim włożysz nową baterię, będziesz musiał ustawić wskazówki na następną godzinę lub pół godziny, ale miejmy nadzieję, że nie będziesz musiał przestawiać sekundnika, ponieważ powinien on zatrzymać się dokładnie na godzinie dwunastej.

Jeżeli podczas prób synchronizacji, poziom sygnału GPS będzie zbyt słaby do odbioru wymaganej ilości satelitów, to zegar zatrzyma się dokładnie na pięć minut przed godziną/półgodziną. Podobnie, jeżeli moduł GPS całkowicie przestanie działać, to zegar zatrzyma się na 10 minut przed równą godziną/półgodziną. Ułatwi to ustalenie przyczyny zatrzymania zegara. W każdym przypadku oprogramowanie mikrokontrolera wykona do 10 prób odbioru czasu GPS, co 4 h każda, zanim się podda. Da to modułowi GPS sporą ilość okazji do poprawnego odbioru sygnału z satelitów.

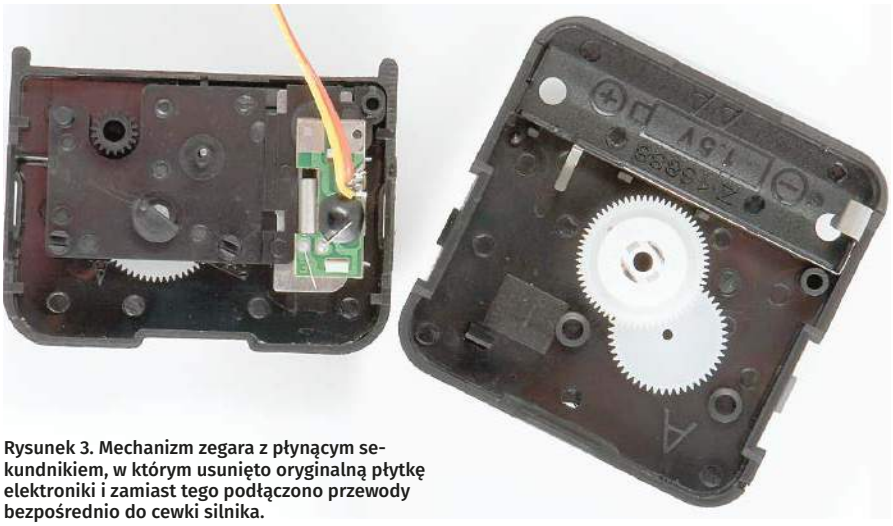
Wewnętrznie, oprogramowanie mikrokontrolera mierzy czas w ósmych częściach sekundy. Pozwala to na znacznie dokładniejsze śledzenie błędów i kontrolę tego, co pokazują wskazówki zegara.

Teoretycznie oznacza to też większą dokładność, ale w praktyce jest ona obniżana własnościami fizycznymi napędu zegara, który traci ułamek sekundy przy uruchamianiu. Jest to coś, czego oprogramowanie



Rysunek 2. Silnik zegara składa się z wielobiegunowego wirnika-magnesu umieszczonego pomiędzy nabiegunnikami elektromagnesu z rdzeniem z miękkiego żelaza. Wirnik obraca się skokowo przy każdej zmianie biegunowości zasilania cewki.

eprasa.pl 4f2b873bcf



Rysunek 3. Mechanizm zegara z płynącym sekundnikiem, w którym usunięto oryginalną płytkę elektroniki i zamiast tego podłączono przewody bezpośrednio do cewki silnika.

mikrokontrolera nie jest świadome i przez to nie może tego skorygować.

Zmiany w stosunku do starszych projektów

Bystrzy czytelnicy (lub ci z długą pamięcią!) mogą przypomnieć sobie nasze oryginalne artykuły o zegarze analogowym synchronizowanym GPS z numerów z marca i listopada 2009 roku (Silicon Chip). Pierwszy dotyczył tylko zegarów z sekundnikiem skokowym, a drugi artykuł dotyczył modyfikacji pierwszego projektu do sterowania zegarami z płynnym ruchem wskazówek.

Oba projekty cieszą się dużą popularnością. Nowy projekt łączy oba rozwiązania i ma wiele zalet w porównaniu z wcześniejszymi projektami.

Po pierwsze, płytki drukowane do tych starszych projektów nie są już dostępne, podczas gdy płytka do obecnego projektu jest i będzie dostępna w przewidywalnej przyszłości.

Po drugie, moduł EM-408 użyty w starszych projektach jest już przestarzały i trudny do zdobycia; moduł VK2828U7G5LF, którego używamy obecnie, jest znacznie tańszy i ma wiele zalet, w tym obsługę satelitów kilku systemów: GALILEO (europejski), GLONASS (rosyjski) oprócz podstawowego systemu GPS (USA).

W rzeczywistości moduł może korzystać jednocześnie z sygnałów wszystkich trzech systemów, aby zwiększyć szansę na odczyt czasu w pomieszczeniu, ponieważ praca systemu GPS opiera się na odbiorze sygnałów z wielu satelitów (zwykle co najmniej trzech).

Moduł VK2828U7G5LF jest oparty na chipie u-blox Neo-7 i ma nieco lepszą czułość niż poprzednio stosowany EM-408, z określoną czułością śledzenia –162 dBm w porównaniu do –159 dBm.

Ma również nieco niższy pobór prądu, tj. około 30 mA w porównaniu do 44 mA starszego modułu. Ponadto ma krótszy średni czas „zimnego startu" (uruchomienie w miejscu gdzie konieczne jest odebranie pełnych danych orbitalnych satelitów widocznych dla odbiornika) wynoszący 26 sekund w porównaniu do 42 sekund starszego modelu, co oznacza znaczną oszczędność baterii.

Znacznie zwiększyliśmy również wydajność energetyczną zasilania modułu GPS; chociaż moduł GPS jest zasilany tylko raz na niecałe dwie doby, to pobiera w tym czasie znaczny prąd, więc każda poprawa sprawności zasilania powinna wydłużyć żywotność baterii, zarówno poprzez zmniejszenie ilości pobranego za każdym razem ładunku, jak i przez zmniejszenie chwilowego spadku napięcia na ogniwach, który mógłby spowodować zadziałanie układu odłączania (próg wyłączenia wynoszący 1 V).

Wreszcie porzuciliśmy też staromodny kabel szeregowy DB9/DE9 i zamontowaliśmy port micro-USB, dzięki czemu moduł można łatwo podłączyć do współczesnego komputera, jeżeli potrzebna jest zmiana ustawień naszego układu.

Jak to działa

Standardowy bateryjny zegar ścienny wykorzystuje oscylator kwarcowy i piętnastobitowy dzielnik binarny (32768 Hz = 2^{15} Hz) do generowania impulsow sekundowych potrzebnych do sterowania jego silnikiem skokowym, który przez przekładnię porusza wskazówkami.

Silnik składa się z cewki z rdzeniem z miękkiego żelaza i małego magnesu (wirnika) umieszczonego w polu magnetycznym wytwarzanym przez tę cewkę (patrz **rysunek 1**). Kiedy przez cewkę przepływa prąd przemienny, to powoduje naprzemienną zmianę kierunku pola magnetycznego i obrót wirnika ustawiającego się zgodnie z nim. Następnie obrót osi wirnika, za pomocą kół zębatych, napędza wskazówki zegara (patrz **rysunek 2**).

Oscylator kwarcowy jest zwykle dość dokładny, zwłaszcza gdy zegar jest nowy – ale mają na niego wpływ: temperatura, napięcie zasilania układu generatora oraz czas (starzenie), które to wpływy mogą sumować się do 14 sekund błędu tygodniowo.

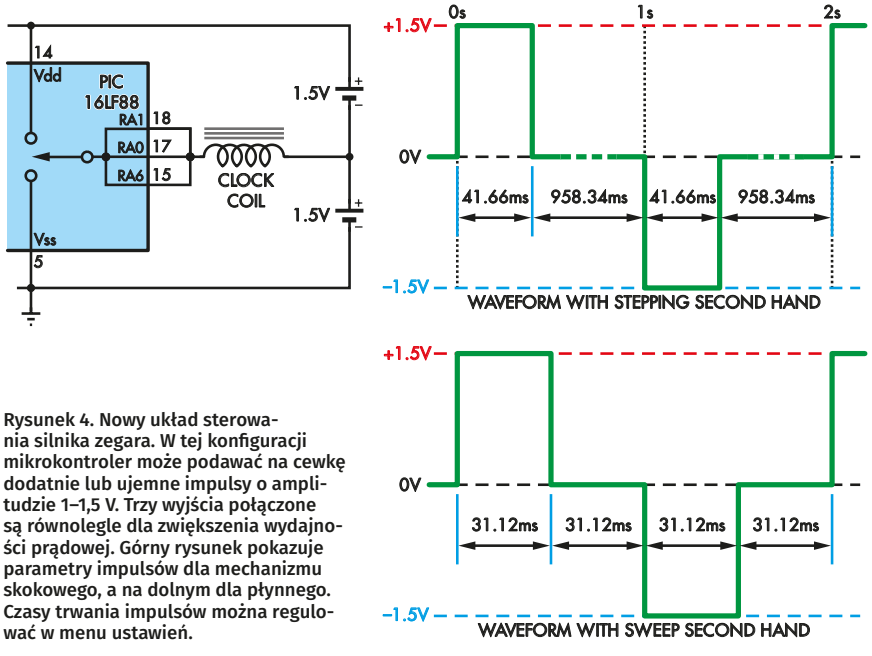
(**Od redakcji:** Odchyłkę dobową zegara można, znając częstotliwość rezonatora kwarcowego, obliczyć ze wzoru:

$$\Delta t = 86400s * ((fosc/32768) - 1)$$

gdzie fosc – aktualna częstotliwość kwarcu w Hz

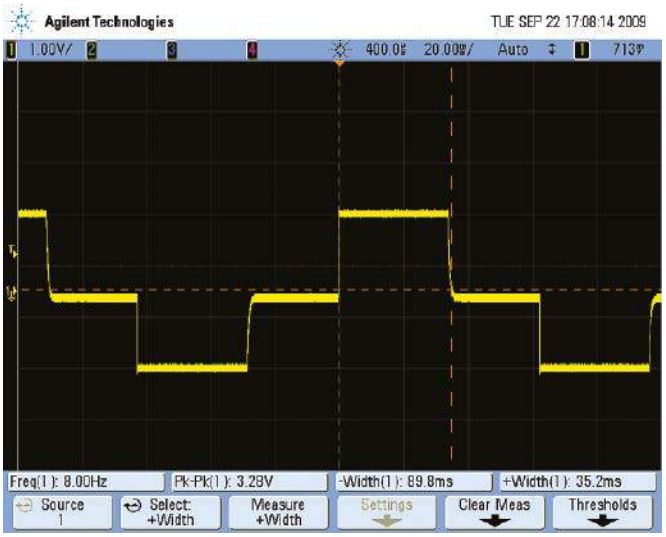
Widać z tego, że już odchyłka częstotliwości rezonatora kwarcowego o ±1 Hz od wartości nominalnej daje odchyłkę wskazań o ±2,64 s na dobę.)

Nasz sterownik całkowicie zastępuje oryginalną elektronikę zegara i generuje wymagane impulsy dla jego silnika.

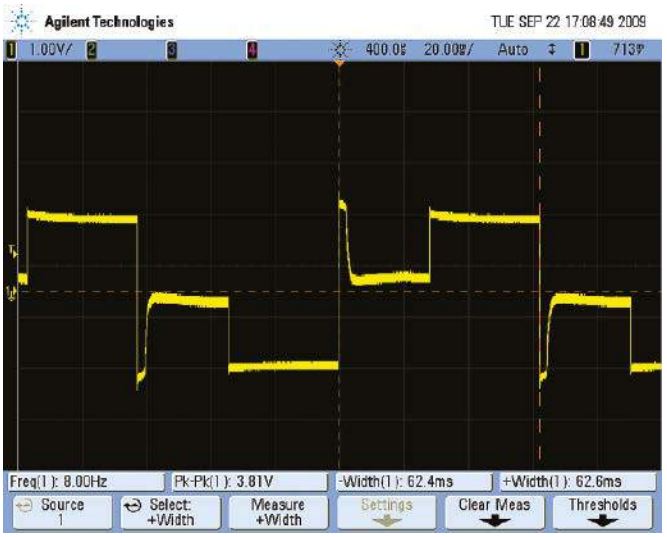


Rysunek 4. Nowy układ sterowania silnika zegara. W tej konfiguracji mikrokontroler może podawać na cewkę dodatnie lub ujemne impulsy o amplitudzie 1–1,5 V. Trzy wyjścia połączone są równolegle dla zwiększenia wydajności prądowej. Górny rysunek pokazuje parametry impulsów dla mechanizmu skokowego, a na dolnym dla płynnego. Czasy trwania impulsów można regulować w menu ustawień.

eprasa.pl 4f2b873bcf



Rysunek 5. Obraz z oscyloskopu pokazuje sygnał wyjściowy z pinów 15, 17 i 18 układu IC1 bez obciążenia. Masa sondy oscyloskopu jest podłączona do punktu wspólnego baterii.



Rysunek 6. Ten sam pomiar jak na rysunku 5, ale z podłączonym mechanizmem zegarowym. Widać przepięcia na indukcyjności cewki na tylnych zboczach impulsów sterujących. Amplituda przepięć jest ograniczana przez diody Schottky'ego (D3 i D4).

Zegar z płynnym ruchem wskazówki sekundowej działa zasadniczo w ten sam sposób, z wyjątkiem tego, że jego przekładnia ma wyższy współczynnik redukcji obrotów silnika, więc potrzeba odpowiednio więcej impulsów, aby przesunąć wskazówki o jedną sekundę (patrz **rysunek 3**).

Pozwala to na uzyskanie wrażenia płynnego ruchu wskazówki sekundowej przez odpowiednio częstsze wysyłanie impulsów do silnika. Kosztem większego zużycia baterii (silnik pracuje praktycznie w sposób ciągły), eliminujesz jednak tykot zegara skokowego, co zapewnia znacznie większy komfort dla osób o wrażliwym słuchu (ważne szczególnie gdy zegar wisi w sypialni).

W przeciwieństwie do standardowego zegara, sercem naszego układu jest mikrokontroler PIC16LF88, taktowany typowym kwarcem zegarkowym o częstotliwości 32768 Hz.

Na podstawie tej częstotliwości, w programie mikrokontrolera, generowane są przerwania obsługujące aktualizację czasu oraz wytwarzanie impulsów sterujących silnikiem zegara.

Na **rysunku 4** pokazano, w jaki sposób mikrokontroler steruje silnikiem zegara.

Jeden koniec cewki zegara jest podłączony do punktu wspólnego dwóch ogniw 1,5 V (gdy są świeże), podczas gdy drugi koniec jest podłączony do trzech zrównoleglonych (dla zwiększenia wydajności prądowej) wyjść mikrokontrolera. W danym momencie wyjścia te mogą być podłączone do +3 V, 0 V lub być w stanie wysokiej impedancji.

Wynikowy bipolarny przebieg sterujący, dla zegarów z płynnym ruchem sekundnika, ma 16 impulsów na sekundę, podczas gdy dla zegara skokowego ma tylko jeden impuls na sekundę ale o polaryzacji zmieniającej się co impuls.

Rysunek 5 pokazuje przebieg na wyjściu mikrokontrolera bez podłączonej cewki silnika, zaś **rysunek 6** pokazuje ten sam przebieg z podłączoną cewką. W obu przypadkach masa oscyloskopu była podłączona do punktu wspólnego baterii zasilających.

W przypadku zegarów z płynnym ruchem wskazówek, wirnik silnika posiada pewien pęd, który utrzymuje go w ruchu, podtrzymywanym ciągiem impulsów sterujących, tak więc nigdy się nie zatrzymuje. Różni się to od ruchu zegara skokowego, w którym impuls sterujący cewką szarpie wirnikiem obracając go o ćwierć obrotu, a potem pozostawia w spoczynku przez sekundę, powodując w ten sposób tykający dźwięk (wzmacniany dodatkowo przez rezonanse własne obudowy zegara).

Oprócz sterowania silnikiem, oprogramowanie musi również śledzić aktualny czas, pamiętać czy jest to czas letni czy zimowy, a także okresowo włączać odbiornik GPS i interpretować otrzymane od niego dane.

Wszystko to ma wpływ na złożoność programu sterującego. Ilustracją tej złożoności jest czas jaki był potrzebny do wykonania tego projektu. Opracowanie samego układu elektrycznego zajęło zaledwie kilka godzin, podczas gdy opracowanie oprogramowania zajęło wiele tygodni.

Normalny cykl zegara rozpoczyna się na początku każdej sekundy. Zegar generuje przerwanie, które powoduje wybudzenie procesora (CPU) i wykonanie kodu obsługi przerwania. Program wykonuje pewne obliczenia (o czym więcej będzie w dalszej części artykułu), a następnie ustawi końcówki 15, 17 i 18, jednocześnie w stan wysoki lub niski. Następnie ustawia zegar na wygenerowanie kolejnego przerwania po kilkudziesięciu milisekundach (czas trwania impulsu) i natychmiast przechodzi w stan uśpienia dla obniżenia poboru prądu.

Po ustawionym czasie procesor jest ponownie wybudzany, program ustawia wyjścia do silnika w stan wysokiej impedancji (koniec impulsu taktującego) i znów usypia procesor.

Jeśli zegar ma sekundnik skokowy, to wykonywany jest nim ruch i procesor ma wolne do następnej sekundy. Jeżeli jednak mamy zegar z płynącym sekundnikiem, to odstępy pomiędzy wybudzeniami procesora są odpowiednio krótsze, co wiąże się ze zwiększonym poborem prądu z baterii.

W okresie uśpienia wszystko poza oscylatorem kwarcowym i czasomierzem generującym przerwania jest wyłączane, co powoduje, że mikrokontroler pobiera prąd o wartości zaledwie kilku mikroamperów.

Ponadto procesor w mikrokontrolerze działa z pełną prędkością tylko przez 60–100 µs podczas obsługi przerwania, więc jego całkowity prąd zasilania jest znikomy.

W rzeczywistości większość prądu w układzie jest pobierana przez silnik krokowy zegara – tak też jest w przypadku „standardowego" zegara na baterie (patrz ramka: Obliczanie żywotności baterii).

Na początku każdej sekundy program porównuje faktyczne położenie wskazówek zegara (w rzeczywistości jest to domniemanie programu o aktualnym stanie mechanizmu) i tym, które powinno być. W zależności od wyniku tego porównania, program albo pomija albo dodaje impulsy dla korekcji wskazań.

Jeżeli zaczyna się czas letni, to oprogramowanie po prostu dodaje 3600 sekund (jedna godzina) do żądanej pozycji, a zegar automatycznie przyspiesza chód, aż będzie godzinę do przodu.

Kiedy nadchodzi czas synchronizacji (tj. raz na 44 godziny), to zamiast wracać

eprasa.pl 4f2b873bcf

do stanu uśpienia po obsłudze przerwania, mikrokontroler włącza zasilanie przetwornicy napięcia, która dostarcza 3,3 V (lub 5 V zależnie od ustawień) do modułu GPS. Przetwornica DC-DC stabilizuje napięcie zasilania modułu GPS przy malejącym, w miarę jej rozładowywania się, napięciu baterii.

Gdy moduł GPS zobaczy wystarczającą liczbę satelitów, mikrokontroler wyodrębnia, z szeregowego strumienia danych, informację o czasie i przekształca ją w reprezentację wewnętrzną (tj. w liczbę sekund od 1 stycznia 2000 r.), uwzględnia przesunięcie strefy czasowej, czas letni, oblicza wewnętrzny błąd oscylatora kwarcowego i tak dalej – wszystkie kroki niezbędne do tego, aby zegar pokazywał poprawną informację.

Po zakończeniu obliczeń i potwierdzeniu, że aktualne ustawienie czasu jest prawidłowe, moduł GPS zostanie wyłączony, a mikrokontroler powraca do normalnego trybu pracy.

Moduł GPS

Zwykle myślimy o module GPS jako urządzeniu do określania naszej pozycji na kuli ziemskiej. Ponieważ jednak system GPS swoje działanie opiera na niezwykle precyzyjnych pomiarach czasu przy pomocy zegarów atomowych, więc mamy też dostęp do precyzyjnego czasu UTC (Uniwersalny Czas Koordynowany – **od redakcji:** jest to czas wzorcowy, ustalany na podstawie międzynarodowego czasu atomowego z uwzględnieniem nierównomierności czasu obrotu Ziemi wokół własnej osi i czasu słonecznego. Wg czasu UTC jest organizowany, np. światowy ruch lotniczy).

W rzeczywistości większość organów standaryzacji pomiaru czasu na całym świecie wykorzystuje system GPS jako „standardową latarnię morską" do wzajemnej synchronizacji swoich zegarów. I spójrzmy też prawdzie w oczy, cena modułu GPS jest „odrobinę" mniejsza niż zegara atomowego – nawet używanego!



Nieco powiększony wygląd zalecanego modułu GPS. Inne typy modułów również powinny działać, ale wiemy, że ten będzie na pewno! (Jest dostępny np. w sklepie internetowym Silicon Chip)

Większość modułów GPS jest, w zakresie danych wyjściowych, zgodna ze standardem NMEA (National Marine Electronics Association – amerykańskie stowarzyszenie branżowe ustanawiające standardy komunikacji pomiędzy urządzeniami elektroniki morskiej) i generuje szeregowy strumień danych z szybkością 4800 lub 9600 bodów, z ośmioma bitami na znak. Zwykle używają one wersji protokołu szeregowego RS-232, tyle że z poziomami elektrycznymi układów TTL.

Standard NMEA opisuje również strukturę przesyłanych danych, a my, w naszym projekcie, używamy komunikatu RMC (Recommended Minimum data – Zalecane Minimum danych), który jest częścią domyślnych danych wyjściowych dla prawie każdego produkowanego modułu GPS.

Nie musisz używać konkretnie modułu VK2828U7G5LF; każdy moduł GPS, który może działać zasilany z napięcia 3,3 V lub 5 V i dostarczać strumień RS-232 na poziomie TTL, z prędkością 9600 bodów, powinien zadziałać z naszym sterownikiem.

Pamiętaj jednak, że jeśli jego czułość jest gorsza niż tego VK2828 lub pobór prądu jest wyższy, twój zegar może nie działać tak dobrze, jak nasz prototyp.

Co lepsze: skaczący czy płynący sekundnik?

Wierzcie lub nie, ale niektórzy ludzie lubią dźwięk zegarów skokowych i uważają go za kojący oraz sprzyjający zasypianiu. Inni mogą uznać ten dźwięk za strasznie irytujący. Tak więc, to tylko od ciebie zależy, którą wersję wybierzesz (choć ważkim czynnikiem mogą być też wydatki na baterie AA (popularne paluszki), a więc błoga cisza albo zwiększone wydatki – wybór należy do ciebie.

Należy również pamiętać, że jeśli używasz zegara z płynącym sekundnikiem, to nie będzie możliwa automatyczna korekta zmian czasu letniego/zimowego i będziesz musiał wykonywać trochę dodatkowej pracy po wymianie baterii na nowe (szczegóły poniżej).

Chociaż dość trudno jest znaleźć bateryjne zegary z płynnym ruchem wskazówek, to mechanizmy do nich są dość łatwo dostępne, w przystępnych cenach, na eBayu i Ali Express.

Jeżeli chcesz więc mieć cichy zegar z płynącym sekundnikiem, to sugerujemy zakup zegara ze skokowym ruchem sekundnika, a następnie wymianę jego mechanizmu. Możesz to zrobić jednocześnie z instalacją naszego synchronizatora. Oczywiście upewnij się, że kupiłeś mechanizm z wałkiem o odpowiedniej średnicy i długości.

Zasadniczo, gdy już masz zegar, to zdejmij ostrożnie wskazówki z wału, a następnie wymontuj mechanizm z zegara. Zmierz średnicę oraz długość jego wału i znajdź odpowiedni mechanizm „płynny" o tych samych wymiarach charakterystycznych.

Mechanizmy zegarowe są często reklamowane wraz z rysunkami technicznymi podającymi wymiary wałów, dzięki czemu można je dopasować do swojego zegara.

Wiele mechanizmów jest również sprzedawane wraz z kompletem wskazówek, więc możesz zdecydować, czy zachować oryginalne, czy też zastąpić je nowymi, np. ozdobnymi.

Jeśli chcesz spróbować kupić zegar z płynącym sekundnikiem, to słowa kluczowe (angielskie) jakich warto użyć w wyszukiwarce w połączeniu ze słowem „clock", to: „sweep", „continuous sweep", „silent" lub „mute".

Nawiasem mówiąc, jeśli masz zegar z uszkodzonym mechanizmem, ale wolisz zegarki ze skokowym sekundnikiem, to Ali Express oraz eBay są również doskonałym źródłem niedrogich części zamiennych, dzięki czemu Twój ulubiony zegar będzie działał do końca świata (a przynajmniej do końca istnienia źródła na te napędy), a może nawet kilka dni dłużej.

(**Od redakcji:** W Polsce takie mechanizmy skokowe i płynące można dostać np. w firmie Atrix: https://atrix.pl/pl/c/Mechanizmy-i-akcesoria/5/2.)

Zwróć uwagę, że obwód sterujący jest dokładnie taki sam dla obu typów mechanizmów, jedyną różnicą jest użyty wsad programowy do mikrokontrolera.

Ograniczenia mechanizmów z płynącym sekundnikiem

Ponieważ silnik tych zegarów musi być stale taktowany impulsami i został zaprojektowany do pracy z określoną prędkością, to można go przyspieszyć lub spowolnić tylko w zakresie około ±6% tej wartości. Jest to wystarczające w przypadku potrzeby dokonania jedno- lub dwusekundowych korekt wskazań zegara, ale nadrobienie godziny podczas przejścia na czas letni zajęłoby zbyt dużo czasu.

W rezultacie, jeśli chcesz by zegar automatycznie przestawiał się na czas letni, to musisz użyć mechanizmu zegarowego ze skaczącym sekundnikiem.

Oczywiście ręczna regulacja zmian czasu na zegarze „płynnym" nie jest aż taka trudna; pozwalasz zegarowi dalej działać, napędzając wskazówkę sekundową i przestawiasz wskazówki minut/godzin do tyłu lub do przodu o godzinę (lub na jakąkolwiek inną godzinę wedle potrzeb). Upewnij się tylko, że wskazówka minutowa pokrywa się z sekundnikiem gdy ten ją mija. Jest to o wiele łatwiejsze niż znalezienie dokładnego źródła czasu, do pełnego ustawienia zegara.

Ponadto, używając zegara ze skaczącym sekundnikiem, wystarczy ustawić wskazówki

eprasa.pl 4f2b873bcf

na godzinie 12:00:00, a zegar przesunie wskazówki na właściwy czas po włożeniu świeżych baterii. Nie jest to możliwe dla zegara z płynnym ruchem sekundnika. Dla tego typu zegara ustawiasz czas na najbliższą „półgodzinkę" (np. jeśli jest 11:18, ustaw go na 11:30), a ten poczeka z impulsowaniem silnika aż godzina wewnętrzna zgodzi się z tym co pokazują wskazówki.

Opis układu

Pełny schemat pokazano na **rysunku 7.** Kluczowym elementem sterownika jest układ IC1, mikrokontroler PIC16LF88. To on steruje silnikiem krokowym zegara, steruje zasilaniem modułu GPS i opracowuje dane wyjściowe tego modułu.

Zwróć uwagę, że wersja **LF** układu PIC16F88 gwarantuje jego działanie przy napięciu już od 2 V, podczas gdy wersja standardowa działa od 4 V. Oczywiście, może się okazać, że standardowy PIC16F88 będzie działał bezbłędnie nawet poniżej 2 V ale producent tego nie gwarantuje.

Rezystor 10 kΩ i kondensator 470 µF, podłączone do końcówki 4 układu IC1 (/MCLR), poprzez rezystor ograniczający prąd 1 kΩ, służą do utrzymywania stanu zerowania mikrokontrolera przez kilka sekund po podłączeniu zasilania. Daje to wystarczająco dużo czasu na prawidłowe umieszczenie ogniw w koszykach bateryjnych, zanim mikrokontroler zacznie wykonywać swój program.

Dioda D1 rozładowuje kondensator 470 µF po odłączeniu baterii by po ich ponownym zainstalowaniu układ opóźniający start programu mikrokontrolera działał poprawnie.

Złącze interfejsu szeregowego (CON2) jest połączone z mikrokontrolerem za pomocą kilku rezystorów zabezpieczających. Rozwiązanie to oparto na fakcie, że prawie wszystkie nowoczesne interfejsy szeregowe RS-232 wykorzystują próg około 1,5 V między wysokim i niskim poziomem logicznym. Nie jest to, to co określa pełny standard RS-232, ale wykorzystujemy ten fakt, aby zapewnić prosty interfejs do komputera osobistego potrzebny do konfiguracji zegara.

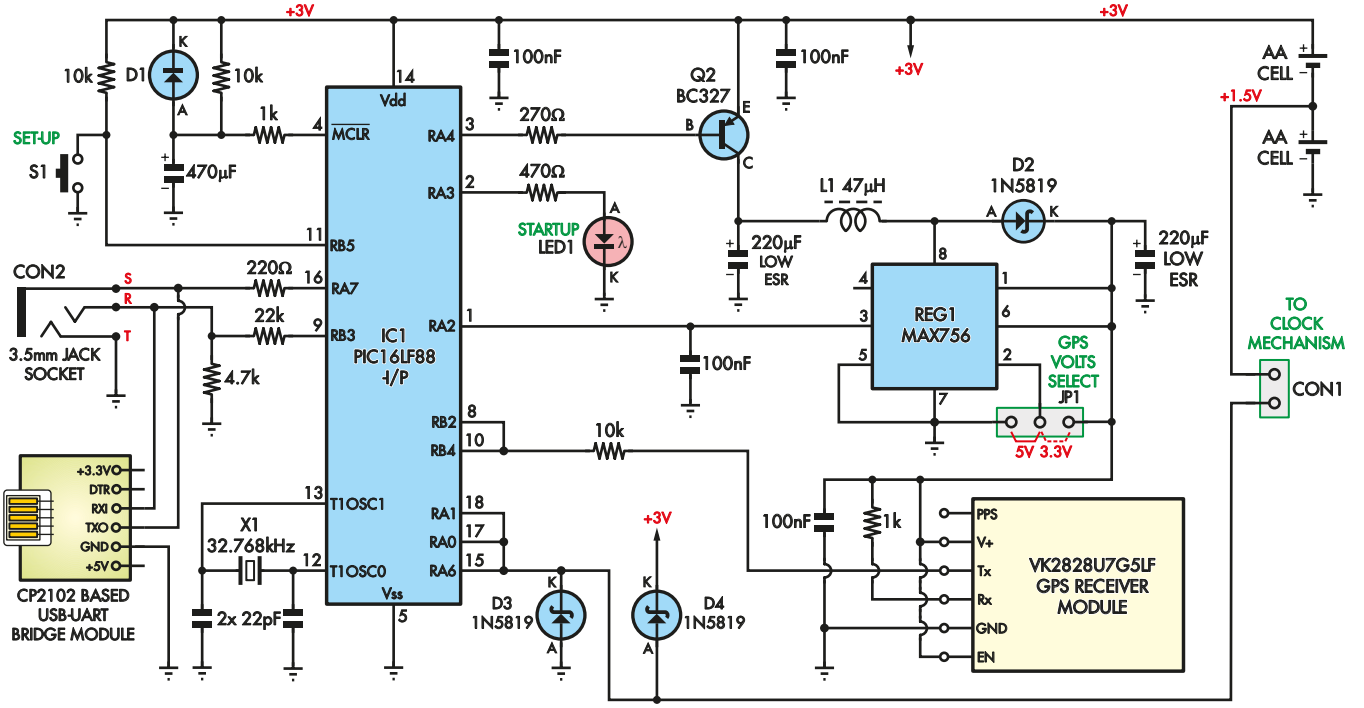
Do podłączenia do CON2 można użyć kabla szeregowego typu PICAXE (konwerter USB – szeregowy TTL) zakończonego wtyczką stereo jack 3,5 mm.

Ponieważ jednak uważamy, że większość konstruktorów sterownika nie będzie miała takiego kabla, to przewidzieliśmy miejsce dla montażu niedrogiego konwertera mikro USB -łącze szeregowe, wykorzystującego układ CP2102. Łączy się on z końcówkami RX i TX układu IC1 (poprzez tę same rezystory co i gniazdo CON2), a także z masą. Ponieważ nie ma on połączenia z zasilaniem, to nadal, do konfiguracji urządzenia, potrzebne są, włożone w koszyki, baterie AA.

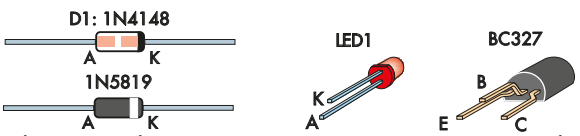
Rezonator kwarcowy X1 zapewnia stabilną podstawę czasu dla zegara, wraz z dwoma kondensatorami 22 pF (lub 33 pF wg zaleceń firmy Microchip dla tej częstotliwości) zapewniającymi jego prawidłowe obciążenie. Normalnie trzeba by dobierać jeden z tych kondensatorów lub zastosować dodatkowy trymer, aby zegar był dokładny, ale ponieważ oprogramowanie automatycznie koryguje błędy niedokładności rezonatora przez okresowe porównywanie czasu wewnętrznego (RTC) z czasem GPS, to nie jest to wymagane.

Mikrokontroler włącza zasilanie modułu GPS, wystawiając stan niski na końcówce 3. Powoduje to włączenie tranzystora Q2 (typu PNP), który nasyca się i ładuje kondensator 220 µF podłączony do jego kolektora, do napięcia około 2,8 V, zasilając przetwornicę DC-DC.

Jest ona wykonana z wykorzystaniem układu MAX756CPA (REG1 na schemacie). Przetwornica działa na zasadzie wywoływania przepięć na indukcyjności L1, przez okresowe przerywanie przepływu prądu w cewce. To przepięcie ładuje, przez diodę D2, kondensator 220 µF na wyjściu przetwornicy. Regulacja napięcia odbywa się przez zmianę czasów włączenia i wyłączenia tranzystora



SC ©2017 **GPS SYNCHRONISED CLOCK**



Rysunek 7. Pełny schemat ideowy sterownika, z pominięciem cewki zegara, którą podłącza się do CON1. Mikrokontroler włącza, tranzystorem Q2, przetwornicę zasilającą moduł GPS, a następnie odbiera z niego dane szeregowe na końcówkach 8 i 10. Gdy moduł GPS nie jest zasilany, IC1 używa wewnętrznego czasomierza taktowanego kwarcem zegarkowym X1 do utrzymywania bieżącego czasu i wytwarzania impulsów do cewki zegara.

eprasa.pl 4f2b873bcf

Wykaz elementów
- Płytka drukowana o wymiarach 140×61,5 mm, kod handlowy 04202171 – 1 szt.
- Moduł GPS typ VK2828U7G5LF – 1 szt. (* patrz przypisy)
- Moduł interfejsu USB na układzie CP2102 z gniazdem mikro USB – 1 szt.
- Rezonator kwarcowy zegarkowy 32768 Hz (X1) – 1 szt.
- Cewka L1, L=47 µH, Inas > 1 A (Jaycar LF1274, Altronics L6517 lub odpowiednik) – 1 szt.
- Mała opaska kablowa – 1 szt.
- Przełączane gniazdo stereo (Jaycar typ PS0133, Altronics typ P0092, prawd. też AVT kod GN 3.5 STER L PRZYK) – 1 szt.
- Pionowy przycisk do montażu na PCB (Jaycar SP0600, Altronics S1120) – 1 szt.
- Pojedyncze koszyki na ogniwa AA do montażu na PCB (Altronics S5029) – 2 szt.
- Podstawka DIL18 (precyzyjna) – 1 szt.
- Trójdrożna listwa kołkowa, raster 2,54 mm, plus zworka (JP1) – 1szt.
- Dwudrożne złącze kątowe do montażu na PCB, raster 2,54 mm (CON1) – 1 szt.
- Dwudrożny wtyk listwowy z kluczem, raster 2,54 mm, do CON1 – 1 szt.
- Przewód dwużyłowy do połączenia sterownika i zegara.
- Kawałek srebrzanki lub odcięta końcówka elementu (na zworkę).
- Ogniwa alkaliczne AA – 2 szt.

Półprzewodniki:
- Mikrokontroler PIC16LF88-I/P zaprogramowany wsadem – 1 szt. (# patrz przypisy)
- MAX756CPA przetwornica DC-DC – 1 szt.
- Tranzystor PNP BC327 (Q2) – 1 szt.
- Dioda 1N4148 (D1) – 1 szt.
- Diody Schottky'ego 1N5819 (D2-D4) – 3 szt.
- Dioda LED o wysokiej jasności (LED1), fi=3 mm – 1 szt.

Kondensatory:
- 470 µF/10 V elektr. – 1 szt.
- 220 µF/25 V elektr, niskie ESR (Jaycar RE6324, Altronics R6144 lub odpowiedniki) – 2 szt.
- 100 nF/50 V MKT, ceramika lub ceramika wielowarstwowa – 4 szt.
- 22 pF – ceramiczne – 2 szt.

Rezystory: (wszystkie 0,25 W, 5%)

• 22 kΩ – 1 szt.	paski: czerwony, czerwony, pomarańczowy, złoty
• 10 kΩ – 3 szt.	paski: brązowy, czarny, pomarańczowy, złoty
• 4,7 kΩ – 1 szt.	paski: żółty, fioletowy, czerwony, złoty
• 1 kΩ – 2 szt.	paski: brązowy, czarny, czerwony, złoty
• 470 Ω – 1 szt.	paski: żółty, fioletowy, brązowy, złoty
• 270 Ω – 1 szt.	paski: czerwony, fioletowy, brązowy, złoty
• 220 Ω – 1 szt.	paski: czerwony, czerwony, brązowy, złoty

* moduł dopasowany do projektu PCB, posiada zintegrowaną antenę. Jest dostępny ze sklepu internetowego Silicon Chip. Można użyć innych modułów, ale mogą one mieć różne wyprowadzenia i układy przewodów, a niektóre mogą wymagać zewnętrznej anteny.
# dostępne w sklepie internetowym Silicon Chip, wersje wsadów programowych, patrz tekst.

kluczującego przetwornicy (zmienia się przy tym częstotliwość jej pracy).

REG1 może działać przy bardzo niskim napięciu zasilania (już od 1,1 V) i nadal dostarczać ściśle stabilizowane napięcie wyjściowe 3,3 V lub 5,0 V. Aktualne napięcie wyjściowe jest wybierane przy pomocy jej końcówki nr 2 przyłączanej zworką JP1 odpowiednio do masy lub wyjścia przetwornicy. Pozwala to na przystosowanie jej napięcia wyjściowego do wymagań używanego modułu GPS.

Cewka L1 musi mieć prąd nasycenia 1 A lub większy. Oznacza to, że powinna być nawinięta grubym drutem na rdzeniu proszkowym; dławik RF nie będzie działał. Spis elementów zawiera dwa typy (do wyboru) dostępne w Australii, ale można też wybrać jakiś typ dostępny lokalnie. Ponadto oba kondensatory 220 µF muszą mieć niską równoważną rezystancję szeregową (ESR). Konfiguracja z Q2 jest jednym z ulepszeń, które wprowadziliśmy do obwodu; oryginalny projekt wykorzystywał tranzystor w układzie Darlingtona, który powodował większy spadek napięcia w stanie włączenia, tj. około 0,7–0,8 V. Znacznie zmniejszało to sprawność przetwornicy i powodowało większy pobór prądu z baterii skracając ich żywotność.

Z pojedynczym tranzystorem i wyższym prądem jego sterowania wynoszącym 4,5–10 mA (w pełnym zakresie napięć zasilania), Q2 jest w stanie dostarczyć co najmniej 400 mA prądu do zasilania przetwornicy – co jest więcej niż wystarczająco, aby się ona uruchomiła i działała z ogólną poprawą sprawności od 29%, przy 3 V do 65%, przy 2 V.

Przetwornica REG1 wytwarza wewnętrzne napięcie odniesienia wynoszące 1,25 V, które jest wykorzystywane do regulacji jej napięcia wyjściowego. Napięcie to jest również dostępne na końcówce 3 układu i jest używane przez mikrokontroler, jako napięcie odniesienia do pomiaru napięcia baterii. Dzięki dokładnemu pomiarowi jej napięcia możemy zatrzymać zegar na godzinie 12, zanim będzie ona zbyt słaba, aby móc zasilać mikrokontroler i poruszać wirnikiem silnika krokowego.

Nawiasem mówiąc, mikrokontroler zaprogramowany jest na pomiar napięcia zasilania w momencie uruchamiania modułu GPS, tj. największego poboru prądu (około 160 mA), co jest bardziej miarodajne niż pomiar bez obciążenia i mówi więcej o stanie zużycia baterii.

Moduł GPS to jedna z prostszych części układu. Posiada dwa zaciski do zasilania, dwa do komunikacji z mikrokontrolerem (wysyłanie i odbieranie danych), sygnał zezwalający oraz nie wykorzystywany w projekcie sygnał impulsów sekundowych. Podłączamy wejście zezwalające modułu do jego plusa zasilania, tak aby był zawsze włączony po pojawieniu się zasilania.

Ponieważ nic nie wysyłamy do modułu GPS (domyślna konfiguracja producenta bardzo nam odpowiada), linia odbiorcza danych również jest podciągnięta do stanu wysokiego, przez rezystor 1 kΩ. Rezystor 10 kΩ połączony szeregowo z końcówkami 8 i 10 mikrokontrolera ogranicza prąd, gdy moduł GPS pracuje przy napięciu wyższym (5 V) niż zasilanie mikrokontrolera (3 V i niżej).

Mikrokontroler steruje silnikiem krokowym zegara z końcówek 15, 17 i 18, które są połączone równolegle w celu uzyskania większej wydajności prądowej. Gdy mają one wysoką impedancję, to przez silnik zegara nie przepływa żaden prąd. Jeśli są ustawione w stan wysoki, to na CON1 jest około +1,5 V (względem punktu wspólnego baterii), a jeśli w niski, to około –1,5 V (przy świeżych bateriach). Mikrokontroler wytwarza impulsy o naprzemiennej polaryzacji sterujące cewką silnika: z częstotliwością 1 Hz dla zegarów ze skokowym i 16 Hz dla zegarów z płynącym sekundnikiem. Diody Schottky'ego D3 i D4 obcinają przepięcia powstające na indukcyjności cewki silnika, w momencie przerywania przepływu prądu, tj. gdy końcówki 15, 17 i 18 ustawiane są w stan wysokiej impedancji, patrz rysunek 6.

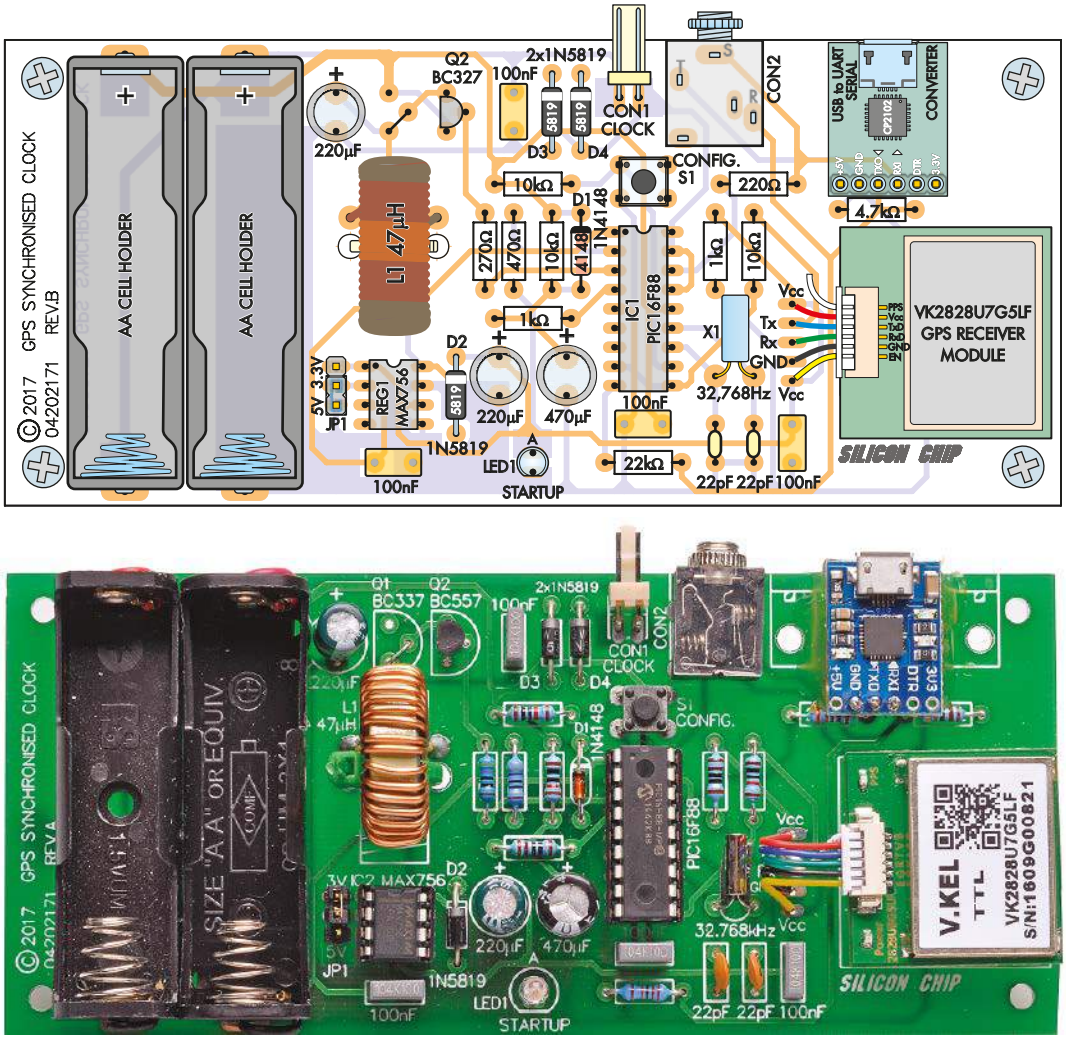
Przycisk S1, wciśnięty i przytrzymany podczas uruchamiania sterownika, informuje mikrokontroler IC1 o konieczności przejścia w tryb konfiguracji, gdzie można będzie zmienić jego ustawienia korzystając z interfejsu szeregowego lub USB. Dioda LED1 miga podczas uruchamiania i wskazuje, czy zegar jest w trybie ustawień, czy też działa normalnie. Moduł konwertera USB ma także wbudowane diody LED, które sygnalizują, kiedy jest on zasilany oraz przesył danych na liniach Rx i Tx.

Montaż elementów na płytce

Wszystkie elementy sterownika, w tym moduł GPS oraz koszyki na baterie AA, są zamontowane na płytce drukowanej o wymiarach 140×61,5 mm i oznaczonej kodem handlowym 04202171. Opisy (sitodruk) na płytce, po stronie elementów pokazano na **rysunku 8**.

Montaż rozpocznij od wlutowania zworki drucianej (jest ona zamiast tranzystora Q1 ze starszego projektu) obok tranzystora Q2, a następnie zamontuj diodę D1 (1N4148) oraz wszystkie rezystory. Sprawdź wartość każdego rezystora, za pomocą multimetru, przed wlutowaniem go na jego miejsce. Następnie wlutuj diody Schottky'ego, D2 do D4 (1N5819), uważając, aby były ustawione zgodnie z rysunkiem nr 8. W następnej kolejności wlutuj podstawkę dla IC1 (wycięciem do góry), przycisk

eprasa.pl 4f2b873bcf



Rysunek 8. Użyj pokazanej warstwy opisowej PCB i zdjęcia modelu* (te same rozmiary dla ułatwienia), przy montażu sterownika. Pod układ IC1 daj podstawkę (najlepiej precyzyjną) a układ REG1 wlutuj bezpośrednio w płytkę. Jeżeli użyjesz podanego modułu GPS, to w zestawie z nim jest kabel przyłączeniowy z pokazaną na rysunku kolorystyką przewodów. W przeciwnym razie będziesz musiał samodzielnie określić przyporządkowanie końcówek modułu na podstawie jego karty katalogowej i dopasować je do etykiet na płytce drukowanej. Jeśli ma on wejście zezwalające, to powinno być normalnie połączone z Vcc dla normalnej pracy, ale sprawdź arkusz danych, aby się upewnić.

***Zauważ, że zdjęcie przedstawia prototyp – nie ma tu tranzystora Q1 (zastąpiono go zworą), użytego w poprzednich modelach jako połowa układu Darlingtona, a Q2 to teraz BC327 (a nie BC557).**

S1 oraz układ przetwornicy REG1. Układ ten należy przylutować bezpośrednio do płytki uważając by wycięcie na jego obudowie było ustawione w stronę cewki L1.

Teraz przylutuj kondensatory ceramiczne i MKT wg opisów na płytce (strona elementów). Wlutuj kondensatory elektrolityczne uważając na ich polaryzację.

Teraz przychodzi kolej na tranzystor Q2, a następnie listwę trójstykową dla JP1 (przełącznik napięcia przetwornicy REG1) oraz LED1, którą można wlutować bezpośrednio w płytkę lub na krótkich przewodach. Jej dłuższa (o ile jest to fabrycznie nowa dioda) końcówka musi przejść przez otwór oznaczony literką „A(noda)". Lepiej jednak, na wszelki wypadek, sprawdzić polaryzację diody miernikiem lub testerem.

Wciśnij końcówki gniazda CON2 w szczeliny w płytce drukowanej i upewnij się, przed lutowaniem, że jest ono równo dociśnięte do powierzchni płytki, a jego krawędź jest równoległa do jej krawędzi. Możesz też, od razu, zainstalować CON1 (obok CON2).

Teraz, używając dwustronnej taśmy klejącej, przyklej do płytki dwa koszyki na baterie AA oraz moduł GPS. Jest to ważne, ponieważ to dodatkowe mocowanie zapobiega pękaniu połączeń lutowanych podczas wkładania i wyjmowania ogniw. Przylutuj i przytnij końcówki koszyków bateryjnych. Zachowaj ostrożność podczas lutowania, ponieważ materiał, z którego zrobiono koszyki, ma niską temperaturę topienia i łatwo można go odkształcić.

Odizoluj końcówki przewodów dostarczonych z modułem GPS i przylutuj je do pól lutowniczych, zgodnie z kolorystyką pokazaną na rysunku 8 (biały przewód pozostaje niepodłączony), a następnie włóż wtyk do gniazda modułu GPS. Przełóż opaskę kablową (bzyk) przez otwór cewki toroidalnej L1 oraz otwory w płytce drukowanej, tak by dała się ona zapiąć od strony elementów (obok cewki). Gdy cewka L1 jest pewnie przymocowana do płytki drukowanej, przylutuj i przytnij jej końcówki.

PIC16LF88 (IC1) musi być zaprogramowany przy użyciu odpowiedniego pliku nazwa.hex.

Istnieją cztery wersje oprogramowania mikrokontrolera:

- **04120217A** – dla zegarów skokowych i adapterem mikro-USB – szeregowy
- **04120217B** – dla zegarów skokowych i kablem PICAXE
- **04130217A** – dla zegarów „płynnych" i adapterem mikro-USB – szeregowy
- **04130217B** – dla zegarów „płynnych" i kablem PICAXE

Można je pobrać ze strony internetowej czasopisma Silicon Chip (zakładka Software).

(**Od redakcji:** Od czasu publikacji artykułu poprawiono w oprogramowaniu pewne błędy oraz dodano w oprogramowaniu możliwość wymuszenia synchronizacji z GPS przez wciśnięcie i kilkusekundowe przytrzymanie przycisku S1.)

Można też kupić gotowy, zaprogramowany mikrokontroler. Tak czy inaczej, po jego zaprogramowaniu, sprawdź czy jego nóżki nie są pogięte i włóż go do podstawki na płytce wycięciem w stronę przycisku S1.

Na koniec umieść zworkę na szpilkach JP1. Zalecamy użycie ustawienia **3,3 V** z proponowanym w artykule modułem GPS i chociaż jest to minimalne napięcie robocze dla **VK2828U7G5LF**, to zmniejszy ono zużycie energii, gdy GPS jest aktywny w około 35% i nie powinno to mieć wpływu na jego wydajność.

eprasa.pl 4f2b873bcf

Jeżeli masz problemy z jego uruchomieniem, to możesz później przełączyć się na **5 V**. Jeśli używasz innego modułu GPS, to sprawdź jego kartę katalogową pod kątem wymaganego napięcia zasilania, przed ustawieniem zworki JP1.

Uwaga: zworka musi być założona w jednej pozycji, w przeciwnym razie może to spowodować uszkodzenie modułu GPS i niepotrzebne wydatki na nowy.

Uruchamianie

W tym punkcie prac odłącz tymczasowo moduł GPS, aby móc wykonać kilka testów. Z IC1 w podstawce, włóż dwie świeże baterie do koszyków bateryjnych. Po kilku sekundach powinieneś zobaczyć jedno mignięcie diody LED1 opisanej STARTUP (rozruch), a następnie, po około sekundzie, kolejne dwa mignięcia. Wskazują one, że odpowiednio mikrokontroler i przetwornica DC-DC działają. Jeżeli nie pojawi się ta sekwencja mignięć, to zapoznaj się z poniższym fragmentem dotyczącym rozwiązywania problemów.

Po podwójnym błysku, mikrokontroler odczeka dwie minuty, spodziewając się danych z modułu GPS, zanim wyłączy przetwornicę DC-DC. W tym czasie należy zmierzyć napięcie zasilania na złączu do modułu GPS. W naszym modelu napięcie to wynosiło **3,33 V** i ty też powinieneś uzyskać podobny odczyt. Jeśli otrzymasz odczyt poniżej **3,3 V**, to rozważ wyjęcie ogniwa i zmianę na ustawienie zworki JP1 w pozycję **5 V**. Po ewentualnej zmianie dobrze jest ponownie zmierzyć napięcie, aby upewnić się, że jest ono prawidłowe.

(**Od redakcji:** Karta katalogowa układu MAX756 podaje, że minimalne napięcie wyjściowe, w ustawieniu 3,3 V, może wynosić 3,17 V. Jest to napięcie zbyt niskie do poprawnej pracy modułu GPS. Dobrze jest, przed wlutowaniem w płytkę docelową, sprawdzić rzeczywiste parametry posiadanego egzemplarza tego układu montując go na płytce stykowej i obciążając prądem ok. 300 mA, ewentualnie pracować z ustawieniem Uwy=5 V.)

Po potwierdzeniu, że nie uszkodzisz modułu GPS, możesz wyjąć ogniwa i podłączyć go do układu. Na koniec włóż ponownie baterie, a sterownik powinien znów przejść przez całą sekwencję startową, jak opisano w sekcji dotyczącej rozwiązywania problemów.

Modyfikacja mechanizmu zegara

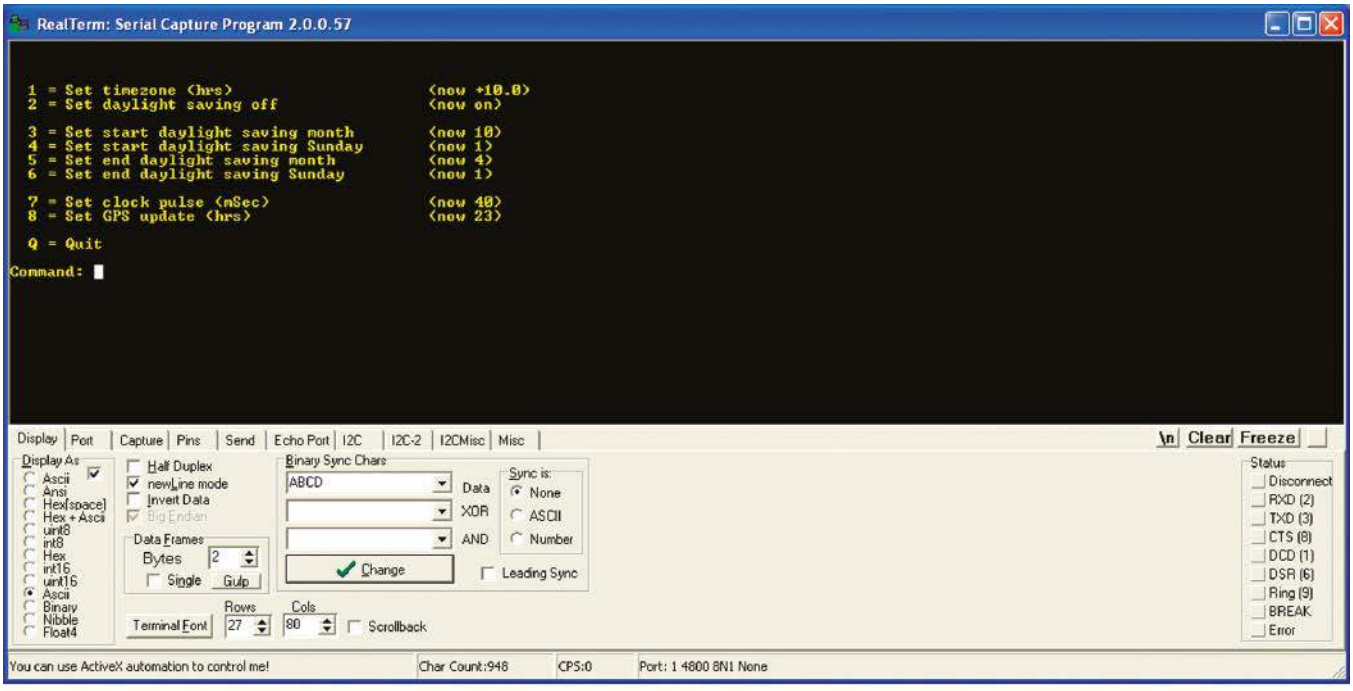
Teraz nadszedł czas, aby podłączyć sterownik do mechanizmu zegara, co wymaga usunięcia z niego całej oryginalnej elektroniki sterującej i podłączenia cewki zegara bezpośrednio przewodem do naszego sterownika. Zacznij od zdjęcia pokrywy z mechanizmu zegara. Zidentyfikuj przewody od cewki silnika krokowego, wylutuj je z płytki oryginalnego układu i przylutuj do dwużyłowego przewodu zakończonego dwudrożną wtyczką. Zaizoluj połączenia lutowane (np. koszulką termokurczliwą) i zabezpiecz przylutowany przedłużacz przed wyrwaniem, np. za pomocą kleju silikonowego, a następnie załóż pokrywę mechanizmu.

Cewka silnika krokowego jest jedyną taką w mechanizmie zegara, więc nie powinno być problemu z jej znalezieniem, należy tylko uważać by przy lutowaniu nie urwać przewodu, którym jest nawinięta. Każdy zegar jest trochę inny, więc musisz tu poradzić sobie we własnym zakresie.

Możesz teraz sprawdzić swoją modyfikację za pomocą baterii alkalicznej 1,5 V. Wystarczy podłączyć ogniwo do przewodów prowadzących do cewki silnika krokowego, a następnie powtórzyć tę czynność ale z odwróconą biegunowością. Przy każdym podłączeniu wskazówka sekundowa zegara powinna przesuwać się o jedną sekundę (w przypadku zegara krokowego) lub o 1/16 sekundy (w przypadku zegara z płynnym sekundnikiem).

Metoda mocowania płytki sterownika do zegara też może być różna, ze względu na ich różnice konstrukcyjne, ale w najprostszym przypadku można po prostu przykleić ją z tyłu za pomocą dwustronnej taśmy samoprzylepnej.

(**Od redakcji:** Podana metoda mocowania płytki do zegara jest nie do końca przemyślana, bo ze względu na rozmiary cewki L1, to zegar nie da się poprawnie powiesić na ścianie i będzie wisiał ukośnie opierając się na niej. Praktyczniejszym rozwiązaniem byłoby zamknięcie sterownika w oddzielnej obudowie i tylko połączenie go z mechanizmem zegara dwużyłowym mało widocznym przewodem. Pozwoli to także rozwiązać problemy z odbiorem sygnału GPS wewnątrz pomieszczeń,



Rysunek 9. Podłącz sterownik do komputera PC za pomocą kabla microUSB-USB, skonfiguruj emulator terminala, wciśnij i przytrzymaj przełącznik S1 oraz włóż parę nowych ogniw AA, aby uzyskać dostęp do menu konfiguracji. Menu pokazane tutaj dotyczy zegarów z sekundnikiem skokowym i nie powinno dostarczyć problemów ze zrozumieniem jego obsługi.

eprasa.pl 4f2b873bcf

które mogą wystąpić z powodu grubszych ścian domów w Polsce w porównaniu do tych stosowanych w ciepłej Australii.)

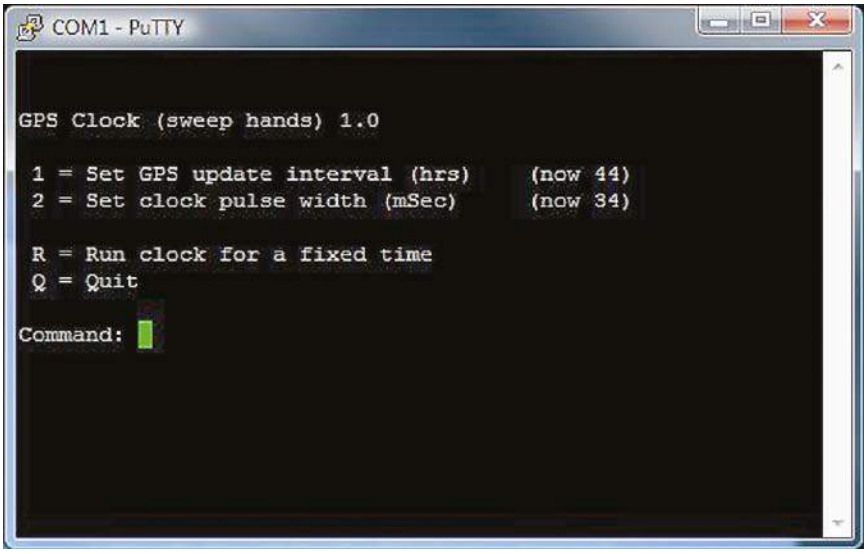
Rozwiązywanie problemów

Miejmy nadzieję, że twój zegar zadziała za pierwszym razem, ale jeżeli nie, to możesz użyć diody LED1 (STARTUP), w celu wyśledzenia źródła problemu. Dioda ta będzie odpowiednio migać podczas normalnej inicjalizacji (gdy przycisk S1 nie jest wciśnięty), aby sygnalizować zakończenie kolejnych etapów rozruchu. Brak danej grupy mignięć wskaże gdzie należy rozpocząć szukanie źródła problemu. Po włożeniu baterii powinny pojawić się kolejno następujące sekwencje świetlne:

- Jedno mignięcie: mikrokontroler został uruchomiony. Jeżeli nie było mignięcia, oznacza to, że coś jest nie tak z mikrokontrolerem lub bateriami zasilającymi.
- Dwa mignięcia: uruchomiła się przetwornica DC-DC MAX756 (określa się to poprzez pomiar napięcia na końcówce 3 układu REG1 połączonej z końcówką 1 układu IC1). Jeśli nie uda ci się uzyskać tego sygnału, sprawdź REG1 i powiązane z nim komponenty. Sprawdź czy napięcie na kolektorze Q2 wynosi około 2,8 V (ze świeżymi ogniwami) a napięcie referencyjne pomiędzy 1,23 a 1,27 V na końcówce 3 REG1.
- Trzy mignięcia: moduł GPS działa i przesłał komunikat startowy. Jeśli tego nie uzyskasz, sprawdź okablowanie modułu i czy jego napięcie zasilania mieści się pomiędzy 3,3 a 5,5 V. Jeśli masz oscyloskop, to sprawdź, czy na szynie zasilającej modułu GPS wartość międzyszczytowa zakłóceń nie przekracza 150 mV (ustawienie AC wejścia oscyloskopu).
- Cztery mignięcia: moduł GPS odbiera wystarczającą liczbę satelitów i odpowiedział mikrokontrolerowi dokładnym sygnałem czasu. Może to potrwać do 90 sekund lub dłużej, więc bądź cierpliwy. Jeśli tego nie uzyskałeś, to spróbuj umieścić płytkę bliżej okna i ewentualnie otwórz metalowe żaluzje. Jeśli sygnał GPS w pomieszczeniu jest słaby, to należy o tym pamiętać przy wyborze lokalizacji zegara.

Zaraz po odebraniu poprawnego sygnału GPS (cztery mignięcia), zegar powinien zacząć pozycjonować wskazówki poruszając się w tempie 2 kroków na sekundę, aż do ustawienia się na właściwy czas (dotyczy to sekundnika skokowego).

Jeśli tak się nie stanie, oznacza to, że rezonator kwarcowy (X1) nie działa lub silnik krokowy zegara nie jest prawidłowo podłączony do sterownika. W szczególności sprawdź, czy odłączyłeś oryginalny moduł elektroniczny zegara i prawidłowo przylutowałeś przewody do cewki silnika. Zobacz sekcję „Konfiguracja" poniżej, aby uzyskać więcej informacji na temat sprawdzania połączenia z silnikiem zegara.



Rysunek 10. Menu ustawień dla zegarów z płynącym sekundnikiem; jest znacznie prostsze niż pokazane na rysunku 9, między innymi nie zawiera opcji zmiany czasu i strefy czasowej. Zawiera za to opcję uruchomienia zegara na określony czas, potrzebną do sprawdzenia czy zegar nie gubi impulsów przy zasilaniu go napięciem około 2 V (patrz opis w tekście).

Testowanie napędu zegara

W przypadku taktowania napędów zegarów najważniejszym jest sprawdzenie, czy impuls sterujący jest wystarczająco długi, aby niezawodnie poruszać wskazówkami zegara nawet przy najniższym napięciu zasilania (2 V). Jeżeli masz zasilacz laboratoryjny, to możesz użyć przewodów z krokodylkami, aby podłączyć jego ujemne wyjście do sprężyny w prawym koszyku bateryjnym, a jego dodatnie wyjście do katody D4. Będziesz także musiał wytworzyć napięcie odczepu środkowego baterii przy pomocy dzielnika napięcia utworzonego z dwóch rezystorów 47 Ω włączonych pomiędzy masę i plus zasilania z baterii.

Jeśli nie masz odpowiedniego zasilania, będziesz musiał po prostu zebrać kilka, prawie, ale nie całkiem rozładowanych ogniw AA, które mają napięcie blisko 1 V (każde) przy umiarkowanym obciążeniu.

Tak czy inaczej, wystarczy pozostawić zegar włączony na kilka minut i sprawdzić, czy nie gubi impulsów. Jeśli gubi, to użyj menu ustawień (opisanego poniżej), aby zwiększyć szerokość impulsu sterującego zegarem o 8 ms i spróbuj ponownie. W razie potrzeby czynność powtarzaj, aż do uzyskania niezawodnej pracy zegara.

Inną kwestią, na którą należy zwrócić uwagę, jest to, że podczas testowania musisz ustawić zegar w pozycji pionowej. Silnik zegara ma bardzo małą moc i jeżeli nie będzie dawał sobie rady, to nastąpi to, gdy zegar będzie próbował przesunąć wskazówkę sekundową wbrew grawitacji, tj. pomiędzy 31 a 59 sekundą.

Zegary z płynnym ruchem sekundnika muszą zostać przetestowane dokładniej

REKLAMA


eprasa.pl 4f2b873bcf

i do tego celu oprogramowanie mikrokontrolera ma specjalną funkcję w menu ustawień. Zegar będzie działał przez ustawioną ilość minut, a następnie się zatrzyma. Dobry test trwa 60 minut i chodzi o to, aby wskazówka minutowa i sekundowa wróciły dokładnie w to samo miejsce, z którego wystartowały. Każdy błąd, nawet o pół sekundy, będzie wskazywał na zbyt krótki impuls wyjściowy sterownika.

Po raz kolejny powinieneś uruchomić powyższy test z zasilaniem 2 V.

Podobnie jak w przypadku mechanizmu skokowego, ustaw zegar w pionie, na czas testowania.

Jeśli zegar zgubi trochę czasu, to rozwiązaniem jest znów zwiększenie szerokości impulsu w menu ustawień. Pozwala ono na zmianę szerokości impulsu w krokach co jedną milisekundę, przy czym rosnące wartości dostarczają więcej energii do silnika zegara kosztem żywotności baterii.

Pamiętaj, że musisz rozpocząć test przy normalnym napięciu (około 3 V), ponieważ interfejs szeregowy nie będzie działał przy niskich napięciach, a zegar nie zacznie działać. Po rozpoczęciu testu można zmniejszyć napięcie zasilania. Jeśli nie masz zasilacza regulowanego, może to być możliwe zaaranżowanie przez równoległe połączenie świeżych ogniw z lekko rozładowanymi, a następnie odłączenie świeżych w celu przetestowania układu w granicznych warunkach zasilania.

Konfigurowanie sterownika

Menu konfiguracji różni się w zależności od zainstalowanego oprogramowania mikrokontrolera IC1. Wynika to z tego, że oprogramowanie dla mechanizmu płynnego nie obsługuje zmian czasu letniego, więc powiązane z tym opcje zostały tu wyeliminowane. Menu dla zegarów z ruchem skokowym pokazano na rysunku 9, a dla zegarów z ruchem płynnym na rysunku 10.

W przypadku zegarów z ruchem skokowym domyślnie sterownik jest skonfigurowany dla strefy czasowej NSW (Nowej Południowej Walii z Sydney), Wiktorii i Tasmanii (UTC+10 h) oraz na czas letni.

Jeżeli konieczna jest zmiana strefy czasowej, to będziesz musiał zmienić ustawienia, podłączając sterownik do portu USB w komputerze za pomocą wbudowanego adaptera. Jeżeli posiadasz kabel do programowania PICAXE, to możesz zamiast tego podłączyć go do CON2.

Potrzebny będzie również, działający na komputerze PC, program emulujący terminal szeregowy i skonfigurowany na 9600 bodów, 8 bitów danych, bez parzystości i z jednym bitem stopu. W Internecie dostępnych jest wiele darmowych programów terminalowych, np. TeraTerm Pro, PuTTY, RealTerm lub Hercules Terminal Emulator. Użyj wyszukiwarki Google z podanymi nazwami dla znalezienia miejsc skąd można je pobrać.

Aby wejść w tryb ustawień, przytrzymaj, podczas wkładania nowych ogniw, wciśnięty przycisk S1 i przytrzymaj go wciśniętego, aż zobaczysz menu ustawień wyświetlone przez emulator terminala. Dioda startowa (LED1) będzie również migać, gdy mikrokontroler przesyła znak do komputera, co może pomóc w diagnozowaniu problemów z komunikacją.

Jeżeli na twoim terenie obowiązuje zmiana czasu to możesz ustawić dowolny miesiąc (1 do 12) początku i końca czasu letniego. Możesz również ustawić dzień zmiany (1, 2, 3 lub ostatnią niedzielę miesiąca). Godzina rozpoczęcia czasu letniego (2 nad ranem) jest ustalona w programie na stałe, podobnie jak godzina jego zakończenia (3 nad ranem).

W przypadku obu typów zegara szerokość impulsu wyjściowego można zmieniać w krokach co 1 ms, w celu dostosowania do konkretnego mechanizmu.

Większość zegarów działa z ustawieniami domyślnymi, ale niektóre mogą potrzebować nieco dłuższych impulsów, aby działać niezawodnie przy niskim napięciu baterii. Ponadto, aby zwiększyć dokładność zegara lub wydłużyć żywotność baterii, możesz zmienić interwał czasowy między synchronizacjami GPS.

(Od redakcji: Czas pomiędzy próbami synchronizacji nie powinien być całkowitą wielokrotnością doby (24h) by zapewnić możliwość kolejnych prób w różnych jej porach co zwiększy szanse na prawidłowe odebranie sygnału z satelitów GPS.)

Wszystkie zmiany są zapisywane w pamięci nieulotnej i zostają zachowane nawet po wyjęciu baterii.

Ustawianie czasu

Wyjaśniliśmy to wcześniej, ale tu krótkie podsumowanie.

W przypadku zegara ze wskazówkami skokowymi ustaw go tak, aby wszystkie wskazówki wskazywały pozycję godzinę 12:00:00 i dopiero włóż baterie. Gdy moduł GPS ma dobry sygnał i IC1 jest w stanie określić właściwy czas, wskazówki zegara będą „poruszać się szybko" wokół tarczy, do momentu osiągnięcia poprawnej pozycji, a następnie zegar przejdzie do normalnej pracy.

Aby uchronić zegar (a przede wszystkim baterie) przed długim czasem pozycjonowania wskazówek na „drugim biegu", sensowne jest włączenie go wkrótce po godzinie 12:00:00 (według czasu lokalnego). W ten sposób zegar będzie potrzebował tylko około dziesięciu minut na ustawienie wskazówek i przejście do normalnej pracy.



Oto jak przymocowaliśmy płytkę do zegara wskazówkowego – trochę piłowania dla usunięcia kilku występów, a następnie kilka kropel silikonowego uszczelniacza jako kleju. Pokazany sposób mocowaniaa, umożliwia późniejszą łatwą wymianę baterii.

W przypadku zegarów z płynącym sekundnikiem ustawianie jest nieco trudniejsze. Najpierw sprawdź aktualną godzinę, a następnie ustaw wskazówki godzinowe i minutowe tak, aby wskazywały najbliższe pół godziny po aktualnym czasie.

Na przykład, jeśli jest 3:08, to przed włożeniem baterii ustaw zegar na 3:30. Problem polega jednak na tym, że wskazówka sekundowa będzie wskazywać jakąś przypadkową pozycję na tarczy a po włożeniu baterii zegar będzie czekał, dopóki nie nadejdzie czas na uruchomienie.

Ponieważ ustawienie czasu w większości zegarów nie ma wpływu na wskazówkę sekundową, to nie będziesz mieć możliwości ustawienia wskazówki na godzinę 12 przed startem zegara – a wtedy będzie już za późno.

Aby rozwiązać ten problem, gdy zegar czeka na nadejście czasu startu (w tym czasie dioda LED1 powoli miga), możesz nacisnąć przycisk konfiguracji (S1) co spowoduje poruszanie się wskazówki sekundowej.

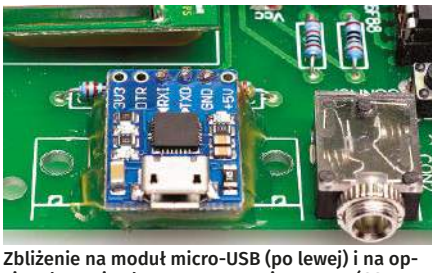
Gdy sekundnik osiągnie dokładnie pozycję na godzinie 12, zwolnij przycisk S1 i użyj pokrętła mechanicznego ustawiania, by ustawić wskazówki godzin i minut we właściwej pozycji.

Kod źródłowy

Oprogramowanie mikrokontrolera (wsad) dla tego projektu zostało napisane w języku C i może zostać skompilowane za pomocą kompilatora CCS C lub kompilatora Hi-Tech C Lite dla mikrokontrolerów PIC10/12/16.

Kompilator Hi-Tech C został, jakiś czas temu, wykupiony przez firmę Microchip i obecnie jest już przestarzały, ale nadal można go pobrać i używać. Dobrą rzeczą jest to, że jest całkowicie darmowy, więc jeśli chcesz poznać język C i modyfikować kod sterownika, jest to odpowiednie dla ciebie narzędzie.

eprasa.pl 4f2b873bcf



Zbliżenie na moduł micro-USB (po lewej) i na opcjonalne gniazdo programowania 3,5 mm (CON2, po prawej).

Linki do pobrania i instrukcje instalacji kompilatorów są dostępne pod adresem:

www.cs.ucr.edu/~eblock/pages/pictools/install.html

Wnioski końcowe

Cóż, to wszystko.

Po prawidłowym ustawieniu zegara możesz powiesić go na ścianie i mieć pewność, że przynajmniej jeden zegar w domu jest zawsze dokładny. Upewnij się tylko, że w miejscu gdzie go umieszczono, ma on możliwość przyzwoitego odbioru sygnału GPS aby mógł się synchronizować.

Nawiasem mówiąc, możesz również sprawdzić dokładność zegara w dowolnym momencie, jeśli masz włączony czas internetowy na swoim komputerze stacjonarnym.

Sporo informacji dotyczącej uruchamiania tych zegarów można znaleźć na stronie autora oprogramowania: https://geoffg.net/GPS_Synchronised_Clock.html. ■

Projekt: **John Clarke**
Oprogramowanie: **Geoff Graham**
Opis: **Nicholas Vinen**

(**Od redakcji:** Opisany powyżej projekt został opracowany w 2009 roku (pierwsza wersja), w Australii, gdzie, od 2002 roku, nie ma dostępnych radiowo źródeł czasu, co pozostawia tylko możliwość odbioru czasu z satelitów GPS (dla celów sterowania zegarem bateryjnym). W Polsce mamy trochę więcej możliwości, bo jest też możliwość odbioru zagranicznych nadawców sygnalu czasu: DCF77 (nadawany z Mainflingen koło Frankfurtu nad Menem z mocą 50 kW) czy ALS162 nadawany z Allouis z Francji, za to z mocą 800 kW. Sygnał DCF77 jest najpopularniejszy ze względu na użycie modulacji amplitudowej i proste, a więc i tanie, odbiorniki. Sygnał ALS162 chociaż nadawany jest z 16× większą mocą niż DCF77, to jest mniej popularny z powodu użycia modulacji fazowej częstotliwości nośnej do przekazu informacji czasowej, co komplikuje układ odbiornika, mimo, że kodowanie jest praktycznie identyczne jak sygnału DCF77.

Użycie zegara wskazówkowego zawęża możliwość wykorzystania informacji, jakich może udzielić moduł GPS, praktycznie tylko do czasu i możliwości zautomatyzowania zmiany z czasu letniego na zimowy i odwrotnie. Nie ma możliwości wyświetlania daty. Taką możliwość ma dostępny w sklepie AVT zegar **AVT5522** oferowany w kilku wersjach kolorystycznych wyświetlacza. Ma on też możliwość działania bez odbiornika GPS, oczywiście z odpowiednio mniejszą dokładnością, czego nie posiada opisany projekt.

Kolejnym problemem, jaki może się pojawić przy uruchamianiu opisanego projektu jest zastosowanie w nim modułu GPS zintegrowanego z anteną i zamontowanego bezpośrednio na płytce sterownika oraz pionowe położenie anteny modułu gdy zegar wisi na ścianie. Różnice konstrukcyjne domów w Polsce i Australii (grubsze mury u nas, gęstsza zabudowa miejska) mogą spowodować, że moduł nie będzie w stanie wychwycić sygnału z satelitów i zegar nie ruszy. Sensownym byłoby tu zastosowanie odbiornika GPS przyłączonego do sterownika, na dłuższym kablu, co pozwoliłoby na umieszczenie odbiornika np. blisko okna i dobranie jego optymalnego położenia dla uzyskania najlepszego odbioru sygnału z satelitów.)

Obliczanie trwałości baterii

W przypadku takiego zastosowania jak opisane ważny jest oczekiwany czas pracy na jednym komplecie baterii. W końcu, jaki jest sens istnienia zegara, który nie wymaga regulacji, ale co i rusz musisz mu wymieniać baterie?

Aby obliczyć żywotność kompletu baterii, musimy podzielić aktywność obwodu na fazy, zgodnie z prądem zasilania pobieranym w każdej z nich.

Następnie dla każdej fazy określamy pobór prądu i czas jej trwania. Na koniec możemy obliczyć średni prąd pobierany w ciągu godziny, a następnie obliczyć czas pracy baterii o określonej pojemności. Poniższe tabele zawierają wyniki dla naszego prototypu. Tabele te pozwalają określić, kiedy pobierane jest najwięcej energii i wynika z nich, że jest to energia pobierana do napędzania silnika zegara. Tutaj powinieneś skoncentrować swoje wysiłki, jeśli chcesz poprawić żywotność baterii. Jednym ze sposobów, aby to zrobić, jest zmniejszenie szerokości impulsu za pomocą menu ustawień, ale musisz być ostrożny, ponieważ może to spowodować gubienie impulsów przy słabych bateriach. Jeśli planujesz eksperymenty w tym kierunku, to postępuj zgodnie z zaleceniami podrozdziału: „Testowanie napędu zegara”.

44 h = 158400 s

Zużycie energii dla zegarów ze skokowym sekundnikiem

Faza	Pobór I	Aktywna	Cykl	% cyklu	Zużycie
Jednostka	mA	s	s		mAh
PIC uśpiony	0,004	158335	158400	99,97	0,004
Impuls	3	0,04	1	4	0,120
Odbiór GPS	80	45	158400	0,03	0,023
SAB (***)	0,009	1	1	100	0,009
Razem					0,158
Przewidywana żywotność baterii alkalicznych AA (pojemność 2400mAh): 21 miesięcy					

Zużycie energii dla zegarów z płynącym sekundnikiem

Faza	Pobór I	Aktywny	Cykl	% cyklu	Zużycie
Jednostka	mA	s	s		mAh
PIC uśpiony	0,004	79200	158400	50	0,002
Impuls	0,6	0,5	1	50	0,300
Odbiór GPS	80	45	158400	0,03	0,023
SAB (***)	0,009	1	1	100	0,009
Razem					0,334
Przewidywana żywotność baterii alkalicznych AA (pojemność 2400 mAh): 10 miesięcy					

(***) – samorozładowywanie się baterii, dane z: Energizer Alkaline Handbook, ALK1.1

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

REKLAMA



eprasa.pl 4f2b873bcf

Przedwzmacniacz Champion

Szablony do produkcji PCB i gotowe płytki PCB dostępne są na stronie: https://bit.ly/3C2Qhmm

Materiały dodatkowe są również dostępne na stronie: https://bit.ly/3wo5FGn



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 dla elektrycznej gitary. Jeden kanał może pracować ze stałym wzmocnieniem, wzmocnienie drugiego można ustawić potencjometrem montażowym ulokowanym na płytce PCB, lub zastosować potencjometr zewnętrzny. Zaprezentowany tu przedwzmacniacz oferuje bardzo dobre parametry i może pracować w szerokim zakresie napięcia zasilania.

Czy i Ty jesteś jednym z wielu tysięcy czytelników, którzy wykonali przedwzmacniacz w oparciu o projekt publikowany w Silicon Chip z lipca 1994 roku? Tamten niemłody już przedwzmacniacz jest wciąż popularny i dostępny jako kit do samodzielnego montażu. Funkcjonuje on pod nazwą PreChamp. Aczkolwiek jest to przedwzmacniacz jednokanałowy i cechuje go bardzo prosta konstrukcja bazująca na dwu tranzystorach.

Od czasu tamtego projektu, technologia poszła do przodu i teraz można więcej i lepiej. Champion Preamp zaprojektowaliśmy na płytce jedynie niewiele większej, ale teraz jest to wzmacniacz dwukanałowy. Dodatkowym bonusem jest mniejszy pobór prądu względem sędziwego PreChamp.

Na samym początku należy podkreślić, iż bieżące opracowanie nie jest bliźniaczym, jedynie udoskonalonym projektem PreChamp. To raczej rozwinięty projekt sekcji przedwzmacniacza z Champion Amplifiera, który opisywaliśmy w styczniowym numerze z 2013 roku. Główną cechą tego wzmacniacza było wykorzystanie układu scalonego AN7511. Ta mała kostka potrafi dostarczyć do 7 W mocy, w zależności od impedancji głośnika i napięcia zasilania.

Główne cechy przedwzmacniacza:

- wzmacniacz dwukanałowy z możliwością niezależnej konfiguracji każdego wejścia
- małe zniekształcenia
- mały pobór prądu – 2 mA
- niskie szumy, stosunek sygnału do szumu na poziomie –80 dB
- Zakres napięcia zasilania: 6 do 12 V, gdy zastosowano stabilizator LDO 5 V np. LP2950CZ-5.0 lub 12 V do 20 V jeśli wlutujemy 9-cio woltowy 78L09

Konstrukcja przedwzmacniacza na tamtym module przeszła bez echa, będąc niemal niedostrzeżoną. A szkoda, bo warta jest uwagi. Dlatego postanowiliśmy ją rozwinąć i to była myśl przewodnia bieżącego projektu. Dodatkową motywacją zajęcia się tym tematem było wiele pytań od Czytelników w zakresie porządnego przedwzmacniacza. Zatem, bieżące opracowanie jest także odpowiedzią na te pytania.

A więc, co szczególnego jest w projekcie, który tu omawiamy?

Cenną cechą jest wykorzystanie wzmacniacza operacyjnego z wyjściem typu rail-to-rail. To pozwala w pełni wykorzystać zakres napięcia zasilania. Na przykład, jeśli dysponujemy zasilaniem powiedzmy 9 V, międzyszczytowa wartość przebiegu na wyjściu może być tylko niewiele mniejsza. Chcąc być bardziej precyzyjnym powiemy, iż wartość 8,5 Vpp jest osiągalna. To o wiele lepiej niż oferował PreChamp. Na dodatek, tutaj niema zmartwienia o precyzyjną polaryzację wejścia, aby osiągnąć pełny zakres napięciowy wyjścia. Dodatkową korzyścią zastosowanego tu wzmacniacza operacyjnego jest duża wartość jego impedancji wejściowej. To szczególnie ważne przy współpracy ze źródłami o dużej oporności wyjściowej. W przypadku przedwzmacniacza sygnałów audio, należy tu przywołać możliwość współpracy z ceramiczną wkładką adapterową lub przetwornikiem piezoelektrycznym zastosowanym np. w skrzypcach. W obu przypadkach impedancja wejściowa na poziomie 5 MΩ jest wymagana dla zapewnienia dobrego odtwarzania basów.

Współpraca z mikrofonem elektretowym

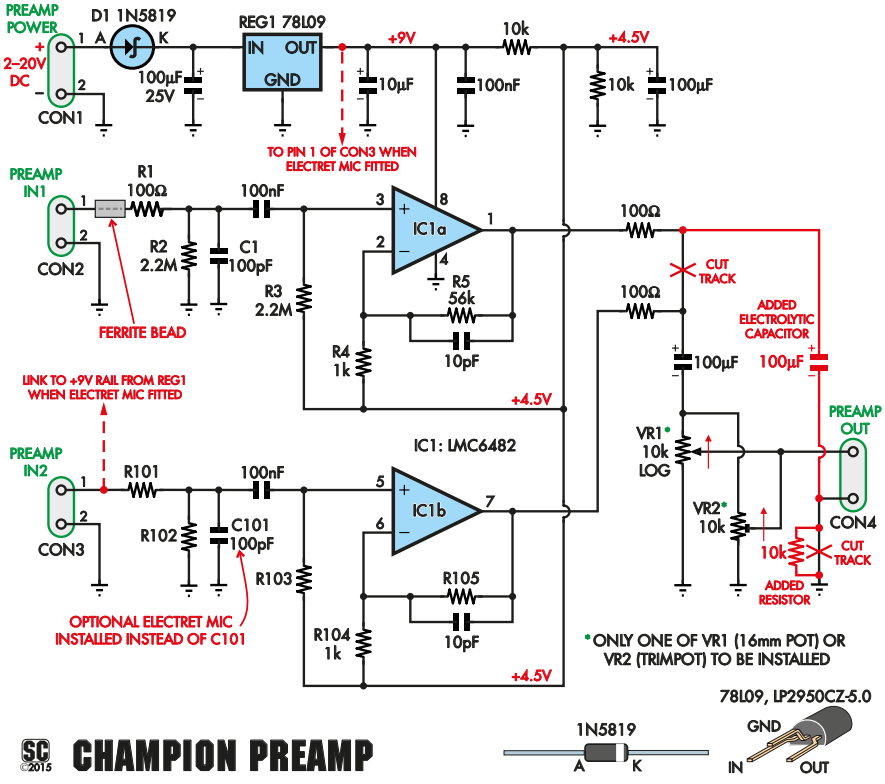
Już w starym PreChamp atrakcyjną korzyścią była możliwość zainstalowania na płytce przedwzmacniacza dodatkowego mikrofonu elektretowego. Taka modyfikacja wymagała dołożenia jedynie jednego rezystora w celu wstępnej polaryzacji mikrofonu. W naszym dwukanałowym przedwzmacniaczu ta możliwość jest też aktualna. W zasadzie można dodać dwa takie mikrofony. Aczkolwiek, dla dobrej separacji obu kanałów, nie powinny one być zbyt blisko siebie. Zatem należałoby wykorzystać montaż na kabelkach, które oczywiście powinny być ekranowane.

Opis układu

Popatrzmy teraz na schemat, który pokazano na **rysunku 1**. Jest on podobny, aczkolwiek nie identyczny jak we wspomnianym artykule ze stycznia 2013. Schemat pokazuje oba kanały, które nie muszą być identyczne, choć oba obsługuje jeden układ scalony – podwójny wzmacniacz operacyjny LMC6482. WO zasilane są pojedynczym napięciem. A więc niesymetrycznym i dlatego potrzebujemy napięcie referencyjne na poziomie połowy zasilania. Z tego potencjału polaryzowane są wejścia WO aby wykorzystać pełny zakres napięcia na wyjściu. Napięcie referencyjne załatwiono prostym dzielnikiem rezystancyjnym 2×10 kΩ zbocznikowanym pojedynczym kondensatorem elektrolitycznym 100 µF. Można sobie pozwolić na rezystory o stosunkowo dużej wartości, gdyż prąd polaryzacji wejść WO jest znikomy. To wartość na poziomie ułamka pikoampera. Ponieważ jednak sprzężenie zwrotne odniesione jest względem tego samego potencjału, zależy nam równocześnie na niskiej impedancji dynamicznej tego źródła referencyjnego (na poziomie połowy zasilania), dlatego kondensator bypassu ma stosunkowo dużą wartość – 100 µF.

Podstawowy schemat zakłada, iż oba kanały przedwzmacniacza będą identyczne. Jeśli aplikacja wymaga, aby wzmocnienie w obu torach nie były jednakowe, można to spełnić przez zastosowanie różnej wartości rezystorów. Tymczasem zakładamy wzmocnienie jednakowe i omówimy jeden kanał, powiedzmy CH1 z WO IC1a.

eprasa.pl 4f2b873bcf



Rysunek 1. Schemat przedwzmacniacza oparty jest na podwójnym wzmacniaczu operacyjnym z wyjściem rail-to-rail. Sygnał z obu wejść sprzężony jest AC ; nie przenosi składowej stałej. W sekcji aktywnej wzmocnienia jest wstępnie polaryzowany do połowy wartości napięcia zasilania. Na wyjściu znów pozbywamy się składowej stałej, gdyż wyjście płytki przedwzmacniacza sprzężone jest też pojemnościowo.

Tutaj sygnał wejściowy trafia ze złącza CON2. Na wejściu mamy filtr dolnoprzepustowy utworzony z rezystora R1 o wartości 100 Ω i kondensatora C1=100 pF. W szereg z R1 zastosowano też niewielką indukcyjność wnoszoną przez nanizany koralik „ferrite bead". Częstotliwość załamania charakterystyki tego prostego filtru jest dość wysoka, gdyż jego celem jest filtracja sygnałów radiowych RF, które mogą się indukować na kablach wejściowych. Na wejściu płytki naszego przedwzmacniacza widzimy także rezystory R2 (R102) o wartości 2 MΩ, których celem jest polaryzacja wejścia na poziomie masy zasilania przedwzmacniacza. Jeśli masz zamiar wykorzystywać układ dla wzmocnienia sygnału fonii pochodzącego z „playera" typu iPad lub podobnego, wtedy należy zastosować R2 o wartości wiele mniejszej, co obniży wartość impedancji wejściowej. W takiej aplikacji rozsądna wartość R2 będzie na poziomie 1 kΩ. Wartości elementów w kanale 1 na schemacie z rysunku 1 są odpowiednie dla współpracy przedwzmacniacza z przetwornikiem gitary elektrycznej.

Za filtrem (dolnoprzepustowym) na wejściu widzimy kondensator 100 nF co oznacza, że wzmacniacz nie przenosi składowej stałej, co jest charakterystyczne i odpowiednie w aplikacjach fonicznych. Sygnał wejściowy trafia na wejście nieodwracające WO, nogę 3 IC1a. To samo wejście polaryzowane jest rezystorem 2,2 MΩ ze wspomnianego wyżej źródła o potencjale połowy wartości zasilania wzmacniaczy operacyjnych. To zapewni, iż wzmocniony sygnał na wyjściu rozłoży się symetrycznie w dostępnym przedziale wyznaczonym napięciem zasilania.

Z punktu widzenia sygnału wejściowego, obydwa rezystory 2,2 MΩ (po obu stronach kondensatora 100 nF) należy widzieć połączone równolegle. To oznacza, że impedancja wejściowa naszego przedwzmacniacza jest na poziomie 1,1 MΩ.

IC1a jest buforem i wzmacniaczem w kanale 1, tj. ze złącza oznaczonego CON2. IC2b czyni to samo dla sygnału podanego na wejście CON3. Wzmocnienie ustalają rezystory lokalnego feedbacku. Na schemacie widzimy wartości R5=56 kΩ i R4=1 kΩ, co daje wzmocnienie 57× czyli ok. 35 dB. W pętli lokalnego ujemnego sprzężenia zwrotnego, równolegle do R5 wpięto niewielkiej wartości pojemność 10 pF. Powoduje on nieznaczne obniżenie wzmocnienia w zakresie wyższych częstotliwości. Przyczynia się jednak do poprawy stabilności wzmacniacza, a także poprawia filtrację szumów w zakresie ponad pasmem akustycznym.

Dobór wzmocnienia przedwzmacniacza w zależności od jego zastosowania

Nie zawsze potrzebujemy dużego wzmocnienia i nie zawsze wartość wzmocnienia jest atutem wzmacniacza. Stosunkowo duże wzmocnienie jest potrzebne jedynie w wybranych klasach instrumentów muzycznych, jak np. w przypadku elektrycznej gitary. W naszym układzie jest bardzo łatwo ustawić wartość wzmocnienia i najprościej to zrobić dobierając wartość rezystora R5. Drugim parametrem mogącym wymagać korekty jest zwykle impedancja wejściowa. Z tym także w naszym przedwzmacniaczu nie ma problemu. Jeśli na przykład chcemy współpracować z mikrofonem dynamicznym, należałoby zmienić wartości rezystorów R2 i R3 na 100 kΩ każdy i R5 także w tej okolicy. Wtedy wzmocnienie wzrośnie do 101 (R5=100 kΩ) czyli ok. 41 dB, a impedancja wejściowa będzie na poziomie 50 kΩ.

Jedynie drobna korekta schematu pozwoli na współpracę z mikrofonem elektretowym. Można go umieścić na PCB wlutowując w miejsce kondensatora 100 pF – C101. Wtedy należy zmienić też wartość R101 na 10 kΩ. W tej sytuacji funkcją tego rezystora jest wstępna polaryzacja elektretu. Dobrze się składa, bo wejście CON3 nie jest teraz wykorzystane. R101 nie trzeba więc przepinać, a najprościej drugi jego koniec połączyć przewodem z wyjściem stabilizatora REG1. Rezystora R102 nie należy teraz montować w ogóle. Należy też skorygować wartość R103 na 220 kΩ, a wlutowując R105 o wartości 22 kΩ ustawimy wzmocnienie na poziomie 23× czyli 27 dB, co jest optymalną wartością, gdy drugi kanał jest wzmacniaczem sygnału mikrofonu elektretowego.

Praca przedwzmacniacza z ceramiczną wkładką adapterową

Kolejnym ciekawym zastosowaniem naszego przedwzmacniacza jest współpraca z „ceramic cartrige". Ceramiczne przetworniki stereo

Table 1. RC Gain Selection Values

Input	Gain	R1/101	C1/101	R2/102	R3/103	R4/104	R5/105
Guitar	57	100 Ω	100 pF	2,2 MΩ	2,2 MΩ	1 kΩ	56 kΩ
Microphone	101	100 Ω	100 pF	100 kΩ	100 kΩ	1 kΩ	100 kΩ
Electret	23	10 kΩ*	–	–	220 kΩ	1 kΩ	22 kΩ
MP3	28	100 Ω	100 pF	1 kΩ	220 kΩ	1 kΩ	27 kΩ
Piezo Pick-up	3,7	100 Ω	–	10 MΩ	10 MΩ	1 kΩ	2,7 kΩ

* Connect one end of this resistor to the +9 V rail from REG1

eprasa.pl 4f2b873bcf

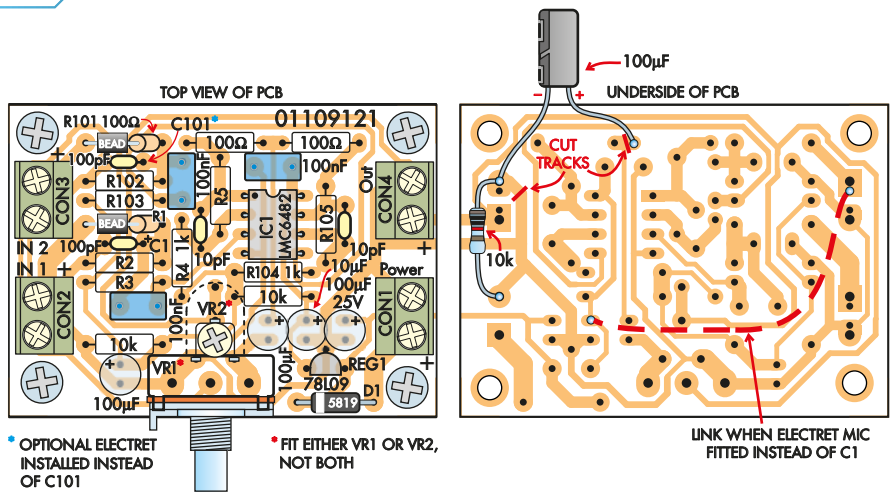
Wykaz elementów:
1× PCB kod 01109121 w wymiarach 57×41 mm (patrz tekst)
1× mikrofon elektretowy do montażu PCB (Jaycar Cat. AM4011); (opcjonalnie, patrz tekst)
1× potencjometr logarytmiczny 10 kΩ, średnicy 16 mm, montaż do druku (VR1) lub
1× potencjometr montażowy 10 kΩ mini poziomy (VR2)
2× koraliki ferrytowe Jaycar LF1250
4× złącza śrubowe dwustykowe mini (CON1–CON4); (3 szt. jeśli montowany jest elektretowy mikrofon)
1× podstawka 8-pinowa DIL
4× dystansy nylonowe 10 mm z gwintem M3
4× śrubki M3×6 mm
1× odcinek przewodu 60 mm

Półprzewodniki:
1× LMC6482 lub LMC6032 – podwójny wzmacniacz operacyjny (IC1)
1× 78L09 lub LP2950CZ-5.0 stabilizator LDO (REG1)
1× 1N5819 – dioda Schottky'ego (D1)

Kondensatory:
1× 100 µF/25 V elektrolityczny
3× 100 µF/16 V elektrolityczny
1× 10 µF/16 V elektrolityczny
3× 100 nF MMC lub MKT
2× 100 pF ceramiczny (1 szt. jeśli montowany jest mikrofon)
2× 10 pF ceramiczny

Rezystory:

3×10 kΩ 0,25 W, 1%	56 kΩ
2×100 Ω 0,25 W, 1%	27 kΩ
10 MΩ	10 kΩ
2,2 MΩ	2,7 kΩ
220 kΩ	1 kΩ
100 kΩ	100 Ω



Rysunek 2. To pomocnicza ilustracja płytki PCB z obsadzonymi elementami; porównaj wygląd płytki przez siebie wykonanej; od strony druku zaznaczono miejsca, w których należy ścieżki przeciąć; zaleca się aby cięcia wykonać na początku i upewnić się przy pomocy miernika ciągłości

były powszechnie stosowane w adapterach płyt winylowych. Czy to jest dzisiaj aktualne? Moda retro nie przemija. A muzyka z „czarnej płyty" była standardem dla milionów melomanów. Przetworniki ceramiczne wymagają współpracy z wejściem o bardzo wysokiej impedancji. A w przypadku naszego przedwzmacniacza, to nie problem. Jako R2 i R3 można spokojnie zastosować rezystory 10 MΩ. Układ będzie dalej pracował poprawnie, a impedancja wejściowa będzie na poziomie 5 MΩ. To wystarczy dla dobrego odtwarzania basów. W tej aplikacji duże wzmocnienie przedwzmacniacza nie jest wymagane. Satysfakcjonująca wartość rezystora R5 może być ok. 2,7 kΩ. Wtedy wzmocnienie wyniesie jedynie 3,7×, tj. 11,3 dB i to wystarczy. Podobna konfiguracja wartości elementów będzie też odpowiednia dla przetwornika piezoelektrycznego, który jest często montowany np. w skrzypcach.

Podsumowując, w zależności od tego z jakim źródłem sygnału przedwzmacniacz będzie współpracował, można go łatwo zaadaptować przez dobór kilku dyskretnych elementów. Najważniejszymi parametrami jest dobór wzmocnienia i impedancji wejściowej. A te można tu programować w szerokim zakresie. Typowe zastosowania i odpowiadające im wartości elementów zebrano w **tabeli 1**.

Konfiguracja wyjścia

Oryginalny Champion Preamplifier ma jedno wyjście. Sygnały z obu wyjść wzmacniaczy operacyjnych sumują się z udziałem dwu rezystorów 100 Ω. Sporej pojemności kondensator 100 µF separuje składową stałą. Na wyjściu jest też potencjometr, którym można doregulować wielkość sygnału wyjściowego. Na płytce PCB przewidziano miejsce dla dwu potencjometrów, aczkolwiek przewidziany jest montaż tylko jednego. W zależności od potrzeb, może być to potencjometr montażowy lub logarytmiczny o średnicy 16 mm.

Wykorzystując dwa niezależne kanały przedwzmacniacza, trzeba rozdzielić też oba wyjścia. Regulacja wielkości sygnału wyjściowego może mieć nadal sens, aczkolwiek tylko w jednym kanale. Jak wynika ze schematu na rysunku 1, potencjometr można pozostawić na wyjściu wzmacniacza operacyjnego IC1b. Konfiguracja tego kanału pozostaje jak w oryginale. Suwak potencjometru wyprowadzony jest na jedno z wyjść złącza CON4. Na drugi pin tego złącza należy wyprowadzić sygnał z wyjścia WO IC1a. W tej sytuacji trzeba dołożyć drugi kondensator 100 µF w celu separacji składowej stałej w tym kanale. Zamiast potencjometru, tu wystarczy zwykły rezystor. Powinien być tej samej wartości co potencjometr w drugim kanale, czyli 10 kΩ. Ta prosta modyfikacja nakazuje też przecięcie dwu ścieżek na płytce PCB. Zaznaczono to na schemacie kolorem czerwonym. Jedno cięcie to rozdzielenie sumy na drucie za rezystorami 100 Ω, drugie to odizolowanie od masy niewykorzystanego wcześniej styku złącza CON4.

Układ scalony IC1 zasilany jest z trzy-nóżkowego stabilizatora małej mocy o dziewięcio-woltowym wyjściu 78L09. W tej sytuacji można zasilić płytkę przedwzmacniacza napięciem niestabilizowanym z przedziału 12 V do ok. 20 V. Napięcie zasilania należy podać na złącze oznaczone CON1. Aby uchronić się przed uszkodzeniem wzmacniaczy operacyjnych w razie pomyłki z polaryzacją zasilania, na płytce wstawiono szeregową diodę D1. Zalecana jest tu dioda Schottky'ego, aby nie tracić zbytecznego spadku napięcia na złączu spolaryzowanym w kierunku przewodzenia.

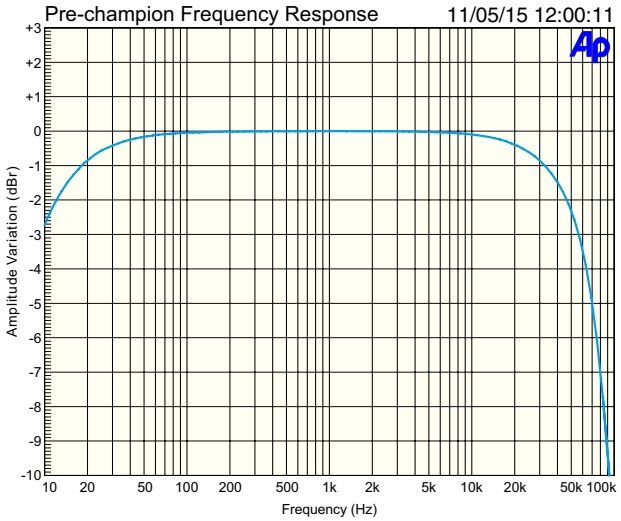
Jeśli przedwzmacniacz będzie zasilany z 9-ciu wolt (np. bateryjnie), wtedy stabilizator powinien być 5-cio woltowy. Zalecany jest LDO, np. LP2950CZ-5.0. W tym przypadku żadne dodatkowe zmiany nie są wymagane. Nieuniknioną konsekwencją jest zredukowany zakres napięcia wyjściowego lub obniżenie marginesu na przesterowanie w szczytowych amplitudach sygnału wejściowego.

Konstrukcja mechaniczna

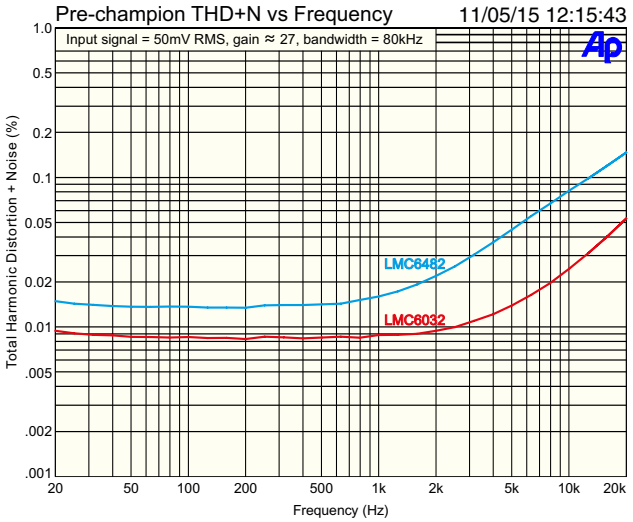
Jako płytkę drukowaną można wykorzystać PCB z Champion Amplifiera, do którego to projektu odwoływaliśmy się na początku artykułu. Dostępna jest pod kodem 01109121. Jedynie należałoby obciąć część laminatu przewidzianego pod montaż wzmacniacza mocy AN7511. Płytka jest tak zaprojektowana, że łatwo to zrobić i pozostanie wygodna płytka przedwzmacniacza o niewielkich wymiarach 57×41 mm. Na czterech rogach przewidziano montaż słupków dystansowych. W części brzegowej przewidziano także montaż czterech dwustykowych złączy. Jedno z nich (CON4) to wyjście naszego przedwzmacniacza.

Ponieważ na płytce trzeba wykonać kilka drobnych zmian, zalecamy posłużenie się **rysunkiem 2**. To schemat montażowy z naniesioną numeracją elementów, aczkolwiek opisówkę z naniesionymi wartościami elementów należy zignorować. Przed wlutowaniem elementów należy wykonać dwa cięcia ścieżek od strony druku, co na rysunku 2 wyraźnie zaznaczono. Teraz w pierwszej kolejności należałoby wlutować rezystory. Należy kierować się tabelką 1 w doborze wartości rezystorów R1 do R5 oraz w drugim kanale R101 do R105. Dobra praktyka nakazuje przed wlutowaniem, potwierdzenie wartości rezystancji przez pomiar multimetrem. Na wejściu przewidziano zastosowanie też koralików ferrytowych w charakterze niewielkich indukcyjności.

eprasa.pl 4f2b873bcf



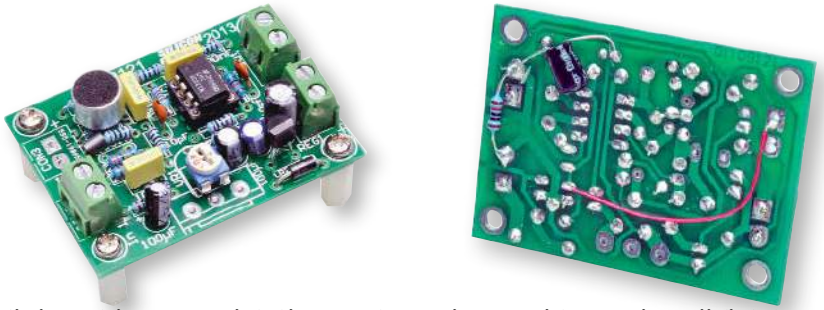
Rysunek 3. Charakterystyka częstotliwościowa jest płaska w zakresie częstotliwości 30 Hz do 20 kHz (z marginesem ±0,5dB); pasmo 3-decybelowe sięga od 8 Hz do 55 kHz; w dolnej granicy pasma akustycznego 20 Hz spadek wzmocnienia nie przekracza 1 dB



Rysunek 4. Charakterystyka szumowa w wersji z układem scalonym LMC6032 i LMC6482. Wzmacniacz operacyjny LMC6032 oferuje o połowę niższe THD+Noise, za cenę nieco większego poboru prądu zasilania. Mimo to mieści się on w granicach 1 mA

Kody oznaczeń zastosowanych w projekcie kondensatorów

	µF	kod IEC	kod EIA
100 nF	0,1 µF	100n	104
100 pF	NA	100p	101
10 pF	NA	10p	10



To zdjęcie w pełni zmontowanej płytki PCB przedwzmacniacza ma większe wymiary aniżeli płytka w rzeczywistości (w papierowym wydaniu EdW). W przypadku wersji z mikrofonem elektretowym, należy zwrócić uwagę na dodatkowe połączenie i elementy od strony druku.

Należy nasunąć je na jeden koniec rezystora R1 i R101 (o ile oba montowane są jako wejściowe rezystory 100 Ω).

W następnej kolejności wlutuj diodę D1 i podstawkę pod układ scalony IC1 zwracając uwagę na pozycjonowanie wycięcia jak na rysunku-schemacie montażowym (w celu uniknięcia pomyłki, w którym miejscu będzie nóżka 1 układu scalonego). Następnie montujemy stabilizator REG1 (78L09 lub LP2950CZ-5.0) i kondensatory ceramiczne i monolityczne. Teraz montujemy dwu-stykowe złącza in/out, koniecznie aby kierunek podłączenia przewodów był skierowany na zewnątrz płytki. Jeśli kanał 2 współpracuje z mikrofonem elektretowym, złącza CON3 montować nie należy. W następnym etapie wlutowujemy potencjometr VR1 lub dostrojczy-montażowy VR2 (tylko jeden z nich; pozwala on na balans wzmocnienia między kanałami). Następnie montujemy kondensatory elektrolityczne. Tu trzeba zwrócić uwagę na kierunek. W opisówce płytki wyszczególniono znak „+" i tu należy umieścić dłuższe wyprowadzenie kondensatora. Po wlutowaniu ww. elementów montujemy tulejki montażowe w czterech rogach płytki PCB. Przewidziano dystansy o wysokości 10 mm i do ich przykręcenia należy użyć śrubek z gwintem M3 o długości 6 mm.

Jeśli w drugim kanale instalujemy mikrofon elektretowy, należy nie zapomnieć o dodatkowym połączeniu przewodem, które na rysunku 2 zaznaczono przerywaną czerwoną linią. Przewód ten łączy rezystor 10 kΩ montowany w miejsce R101 z wyjściem stabilizatora REG1. Połączenie rezystora powinno być od strony złącza CON3. W tej sytuacji należy także pominąć montaż rezystora R102 i kondensatora C101.

Jeśli zamierzasz wykorzystywać tylko jeden kanał przedwzmacniacza, wskazane jest aby wejście kanału niewykorzystywanego zewrzeć z masą. Należy zmostkować i rezystor (R1 lub R101) i złącze CON2 (lub CON3).

Jeśli wykonałeś montaż starannie i wlutowałeś elementy zgodnie ze schematem na rysunku 1 dobierając wartości jak sugeruje tabelka 1, warto jeszcze skonfrontować z pomocniczym schematem na rysunku 2. Z uruchomieniem nie powinno być problemu. Jedyne co należy zmierzyć po podłączeniu zasilania to napięcie na wyjściu stabilizatora REG1. Sugerujemy aby pomiar ten wykonać przed umieszczeniem układu scalonego w podstawce. Oczekiwana wartość powinna być bliska 9 V lub 5 V w zależności od użytej wersji stabilizatora.

IC1 należy umieścić w podstawce przy wyłączonym zasilaniu. Po jego włączeniu zmierz napięcie na nóżkach 1 i 7. W każdym przypadku powinno być ono bliskie połowy zasilania, czyli 4,5 V lub 2,5 V. Układ powinien zadziałać zgodnie z oczekiwaniami projektu.

Osiągnięcia naszego przedwzmacniacza

Przebiegi na **rysunkach 3** i **4** pokazują charakterystykę częstotliwościową i zniekształcenia THD, jakich możemy oczekiwać od wykonanego układu. THD wyrysowano dla dwu typów zastosowanego wzmacniacza operacyjnego. LMC6032 oferuje lepsze osiągi, zaś LMC6482 jest bardziej popularny i łatwiej osiągalny.

Aby zniekształcenia i szumy THD+N były na możliwie niskim poziomie, płytkę przedwzmacniacza należy umieścić w obudowie metalowej i połączyć z potencjałem uziemienia. W przeciwnym razie możemy spodziewać się degradacji parametrów szumowych (obniżenie stosunku sygnału do szumu) i zniekształceń w wyniku przydźwięku o częstotliwości sieci energetycznej i pojawienia się zakłóceń RF o częstotliwościach radiowych. ■

Leo Simpson

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

eprasa.pl 4f2b873bcf

Szkoła Konstruktorów



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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

Nadsyłajcie propozycje zadań!

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

Zadanie główne 318

Pomysłodawcą zadania głównego numer 318 jestem ja. Pracuję właśnie intensywnie nad serią artykułów dotyczących multimetrów cyfrowych. Warto przypomnieć podstawowe właściwości, najważniejsze parametry i najprostsze, klasyczne zastosowania tego podstawowego przyrządu pomiarowego. Jednak każdy multimetr, nawet taki najtańszy za kilkanaście złotych, może znaleźć różne interesujące zastosowania powiedzmy „niekanoniczne". I moja propozycja jest taka, żeby zastanowić się nad nietypowymi zastosowaniami multimetru.

Oto temat zadania 318:

Zaproponuj nietypowe wykorzystanie multimetru.

Pomyśl nad zadaniem! Teraz! Proponuję, żebyś najpierw się zastanowił, a dopiero potem przeczytał dalszą część materiału. Chodzi mi o to, żebyś się nie zasugerował podanymi dalej wskazówkami. Mam nadzieję, że zaproponujesz niecodzienne i zaskakujące sposoby nietypowego wykorzystania multimetru!

A gdyby ktoś nie wpadł na całkowicie oryginalny pomysł, może skorzystać z poniższych wskazówek. Otóż podstawowa rola multimetru to pomiar w różnych układach elektronicznych

eprasa.pl 4f2b873bcf

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

napięć i prądów, stałych oraz zmiennych, a także pomiar rezystancji. Multimetr ma jakieś zakresy pomiarowe. Zakresy napięcia to zwykle 200 mV do 1000 V, prądu od pojedynczych mikroamperów do 20 A i rezystancji, zwykle od 200 Ω do 20 MΩ lub 200 MΩ.

Multimetr może być, a wręcz jest nanoamperomierzem, a niektóre mogą być nawet pikoamperomierzami. Może też posłużyć jako mikroomomierz, a także gigaomomierz. I tu mamy jeden kierunek rozwiązań zadania 318 – zwiększanie możliwości i zakresów pomiarowych klasycznego multimetru

Generalnie multimetr cyfrowy w roli woltomierza ma rezystancję wewnętrzną 10 megaomów. Są jednak wyjątki – niekorzystne, ale też korzystne. Warto zastanowić się, czy i jak można zwiększyć wartość rezystancji wewnętrznej, a raczej zmniejszyć obciążenie badanego obwodu, jakie stanowi miernik. Możliwości są. Można dodać szeregowy rezystor i pracować na niższym zakresie, ale to ma znaczące wady, więc może warto pomyśleć, jak za pomocą dwóch woltomierzy zrealizować pomiar napięcia bez obciążania układu pomiarowego – jest to dość łatwe w przypadku napięcia stałego.

Przy pracy w roli amperomierza wartość rezystancji wewnętrznej zależy od zakresu pomiarowego. Generalnie rezystancja bocznika amperomierza powinna być jak najmniejsza – czy można tu coś zaproponować w celu poprawy sytuacji?

Czy i jak można rozszerzyć zakres pomiaru rezystancji?

Drugi kierunek rozwiązań zadania 318 to użycie multimetru jako wskaźnika przy pomiarze najróżniejszych wielkości fizycznych, także tych „nieelektronicznych". Oczywiście, wtedy trzeba zastosować też jakiś czujnik, przetwornik czy konwerter. Znaczna część multimetrów ma możliwość pomiaru temperatury za pomocą dostarczanej w komplecie sondy, którą jest termopara typu K. W sumie funkcja ta jest niezmiernie rzadko wykorzystywana z kilku względów. A może nietypowo wykorzystać możliwość pomiaru temperatury? Czy ktoś przedstawi przykład pomiaru w ten sposób temperatury radiatorów? A może czegoś innego?

Niektóre multimetry mają gniazdka, pozwalające mierzyć wzmocnienie prądowe tranzystorów npn i pnp. W praktyce przydatność tej funkcji jest znikoma, także dlatego, że coraz mniej wykorzystujemy tranzystory bipolarne. Wykorzystujemy MOSFET-y, a żaden multimetr nie potrafi mierzyć ich parametrów. Może warto pomyśleć o prostej przystawce, która pozwoli mierzyć podstawowe parametry, choćby napięcie progowe U_{GSth}, rezystancję R_{DSon}, maksymalne napięcie pracy (napięcie przebicia obwodu dren – źródło). Do tego idealnie byłoby, gdyby można było zmierzyć pojemność wejściową C_{GS}. To naprawdę nie jest trudne, co postaram się wykazać.

Zastanówcie się nad możliwością wykorzystania multimetru do pomiaru różnych paramentów elementów elektronicznych, nie tylko MOSFET-ów.

Zachęcam do udziału w tym bardzo praktycznym zadaniu!

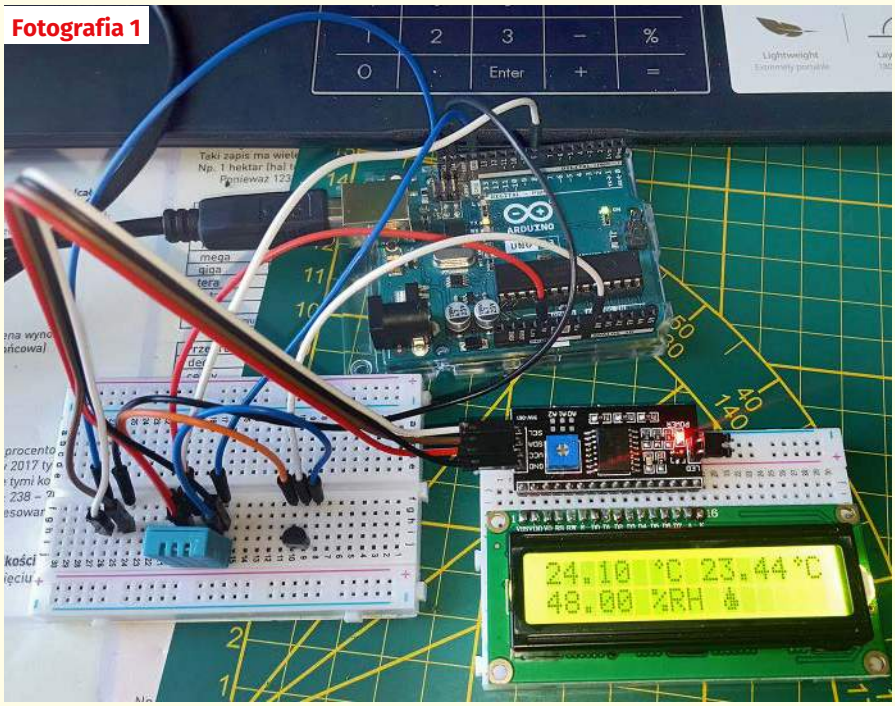
Piotr Górecki

Rozwiązanie zadania głównego 313

Temat kwietniowego zadania 313 brzmiał: ***Zaproponuj marsjański lub kosmiczny układ elektroniczny***. Oto nadesłane rozwiązania.

13-letni **Jakub Jakubczyk** z Kluczborka zaczął tak: *Dzień dobry, mam 13 lat i chodzę do 7 klasy szkoły podstawowej w Kluczborku im. Emilii Plater, chciałbym przedstawić moje praktyczne rozwiązanie zadania 313. Jest to kosmicznie prosta stacja pogodowa wykorzystująca moduł Arduino, czujnik DHT11, oraz LM35. Stacja wyświetla na ekranie LCD: wilgotność i temperaturę z DHT11, oraz temperaturę z analogowego czujnika LM35. Stacja wykorzystuje także moduł konwertera I²C do wyświetlaczy, by do wyświetlacza dochodziły tylko 4 przewody. W załączniku przesyłam zdjęcia, program, oraz schemat połączeń.* **Fotografia 1** pokazuje model, a **rysunek 1** zawiera schemat głównych obwodów, z pominięciem wyświetlacza i jego interfejsu. Oryginalne fotografie, schemat i program dostępne są w Elportalu (*313Jakubczyk.zip* 6,3 MB).

Fotografia 1



Rafał Orodziński z Białegostoku napisał: *Dzień Dobry. Chciałbym zaproponować układy związane z radiastronomią, czyli jak najbardziej z kosmosem. To właśnie dzięki tej dziedzinie potwierdzona została teoria Wielkiego Wybuchu poprzez odkrycie tzw. promieniowania reliktowego. Samo odkrycie promieniowania reliktowego zostało nagrodzone nagrodą Nobla z fizyki. Przejdźmy więc do konkretów. Najprostsze w domowych warunkach są obserwacje Słońca, do obserwacji Słońca możemy wykorzystać antenę satelitarną (pomiar przy długości fali około 3cm) i głowicę satelitarną. Autor kilka lat temu do głowicy konwertera (LNB) podłączał wzmacniacz o regulowanym wzmocnieniu i detektor szerokopasmowy typu true rms na układzie AD8362. Układ był bardzo*

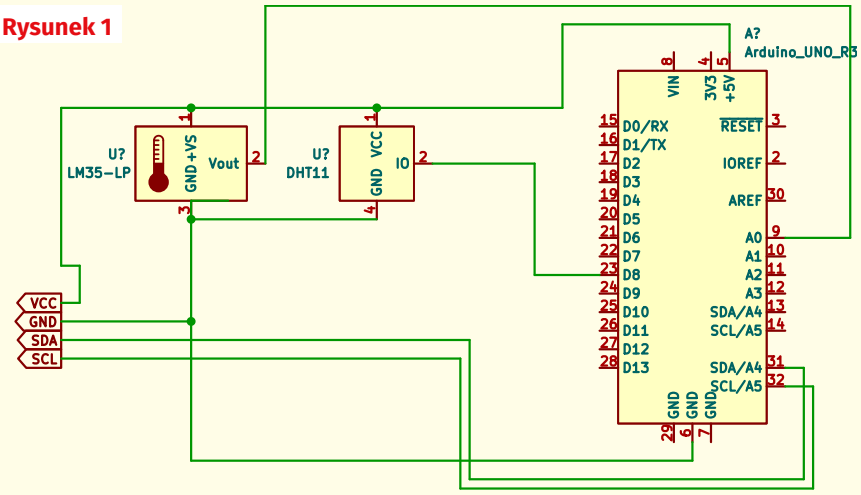
eprasa.pl 4f2b873bcf

prosty, a same obserwacje bardzo łatwe. Obserwacje Słońca można prowadzić również w zakresie pasm TV, autor używał do tego celu odbiornika radiowego wykorzystującego głowicę TV odbiornika opisanego w EdW w artykule Konwerter/miernik siły sygnału w.cz. Układ ten wyposażony jest we wszystko co potrzeba w radioastronomii, w tym detektor poziomu sygnału. Układ współpracował z anteną YAG-i i wzmacniaczem antenowym. Obserwacje Jowisza można prowadzić w warunkach amatorskich w zakresie od 18 do 22 MHz z wykorzystaniem radia SDR podłączonego do odpowiedniej anteny (autor używał dipola zamkniętego). Proste w warunkach amatorskich są również obserwacje rotacji Saturna.

Artur Rolewski z Żydowa przysłał obszerne materiały: fotografie i rysunki. Pełny oryginalny opis dostępny jest w Elportalu, a oto jego skrót: *(...) przesyłam jako rozwiązanie zadania szkoły Konstruktorów nr 313 skrót mojej inżynierskiej pracy dyplomowej z 2015 roku na Politechnice Poznańskiej, kierunek Mechatronika. Tematem pracy, który sobie sam wybrałem było zaprojektowanie i zbudowanie robota mobilnego, będącego połączeniem manipulatora o 6 stopniach swobody oraz podwozia kołowego. Gotowa konstrukcja idealnie wpasowuje się w tytułowe zadanie Szkoły :)*

Projekt, budowa i uruchomienie modelu trwały w sumie około 2 lat. Koszty materiałów w 2015 roku wyniosły ponad 2000 zł, z czego same elementy elektroniczne to ponad 600 zł. Chciałem także część elektroniczną tego projektu w jak największym stopniu zaprojektować i wykonać samemu. Wszystkie płytki drukowane projektowałem w EAGLE i wykonywałem w zaciszu piwnicy metodą termotransferu.

Rysunek 1



Najwięcej czasu (ponad pół roku) poświęciłem na próby zaprojektowania przetwornicy DC/DC typu step down do zasilania serwomechanizmów. Niestety uzyskiwana sprawność wynosiła poniżej 80%, a napięcie wyjściowe zawierało wiele zakłóceń i szpilek napięciowych, których nie byłem w stanie wyeliminować. Dlatego zrezygnowany zdecydowałem się na gotowy moduł przetwornicy. Obecnie korzystając z gotowych modułów (...) zapewne można zbudować model szybciej i taniej. W pracy wykorzystałem gotowe biblioteki obsługi transcieverów radiowych RFM69CW oraz wyświetlacza OLED SSD1306, autorstwa Pana Mirosława Kardasia (firma Atnel). Maksymalny zasięg działania aparatury RC w otwartym terenie wyniósł ok. 65 m.

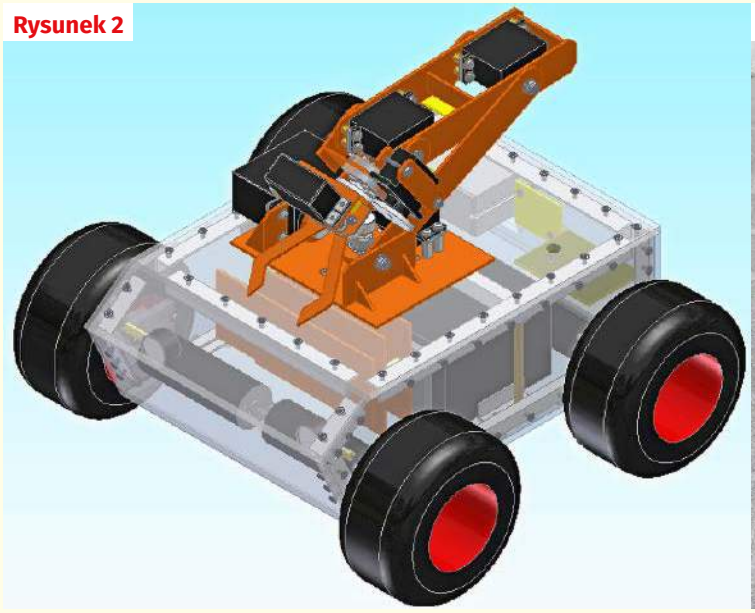
Jako mechatronikowi sam proces konstruowania, wykonywania i uruchamiania modelu przyniósł mi tyle samo radości, co ostateczna próba modelu w terenie :)

*Do skonstruowania zdalnie sterowanego pojazdu z ruchomym manipulatorem przymierzałem się kilka lat. Jest to największy projekt, który udało mi się zrealizować w ramach mojej elektronicznej i mechatronicznej pasji, a projekt 3D oraz gotowy model przedstawiają **rysunek 2** i **fotografia 2**.*

Założenia projektu były następujące: zasięg działania chwytaka po wyprostowaniu ok. 40 cm, udźwig około 400 g, zasilanie z akumulatora i możliwość zdalnej kontroli. Ponadto model chciałem wykonać własnoręcznie, podstawowymi narzędziami i w piwnicy bloku mieszkalnego, a więc musiał być prosty. Część elektroniczną postanowiłem podzielić na kilka modułów, odpowiedzialnych za poszczególne funkcje.

***Manipulator**. Pierwszym etapem była konstrukcja i budowa ramienia manipulatora poruszanego serwomechanizmami modelarskimi, który (...) przedstawia **fotografia 3** (...). Konstrukcja mechaniczna została wykonana ze zlutowanych ze sobą elementów wyciętych z laminatu. W modelu wykorzystano łącznie 6 sztuk*

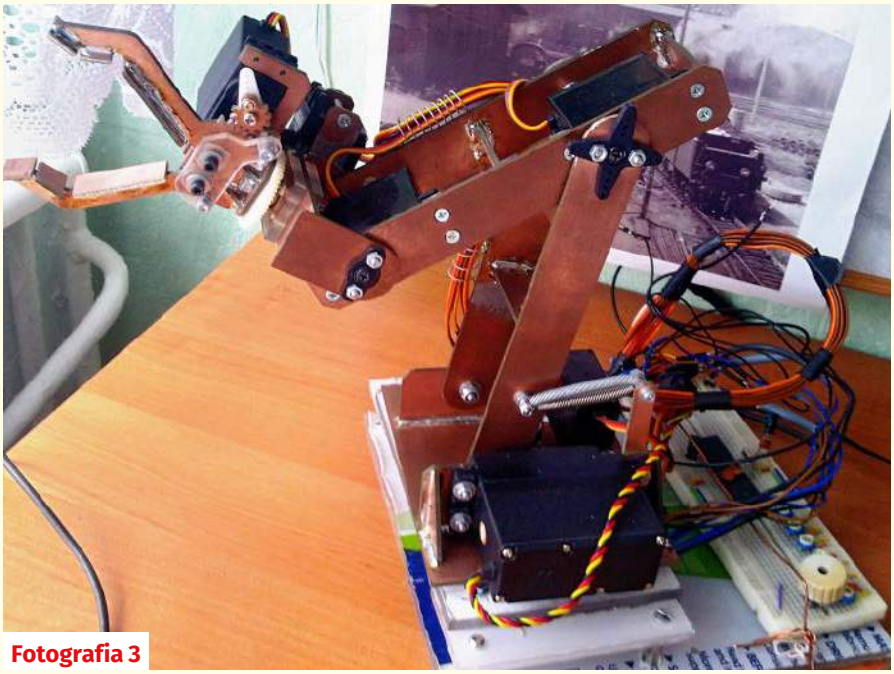
Rysunek 2



Fotografia 2



eprasa.pl 4f2b873bcf

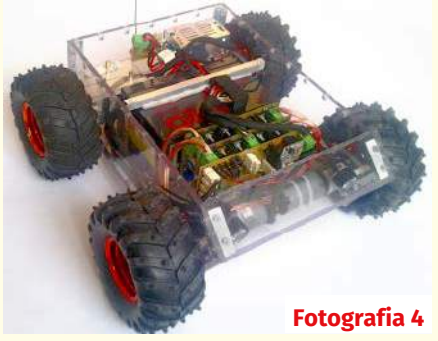


Fotografia 3

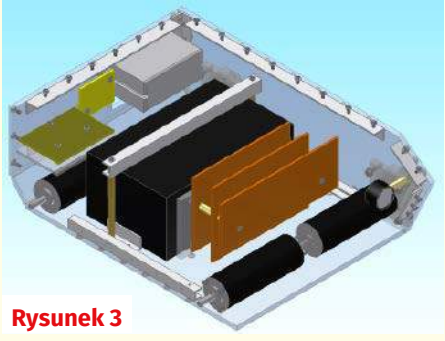
serwomechanizmów analogowych (...) Za ich zasilanie napięciem 6 V odpowiada gotowy moduł przetwornicy DC/DC na układzie XL4016 (...) 8 A (...) Do kontrolowania serwomechanizmów zaprojektowałem dodatkowy układ sterownika, który (...) może obsłużyć aż 16 serwomechanizmów. (...)

***Platforma**. Mając tak wykonany i uruchomiony model manipulatora, mogłem zabrać się za projektowanie platformy jezdnej [**fotografia 4** i **rysunek 3**]. (...) poszycie zbudowałem z poliwęglanu (...) Najwięcej miejsca zajmuje akumulator AGM 12 V 7 Ah, służący jako główne źródło zasilania. (...) Jako silniki jezdne użyłem 4 silniki o napięciu znamionowym 12 V firmy Buhler Motor z przekładniami planetarnymi 72:1. (...)*

***Sterownik silnika napędowego**. (...) Kluczami mocy są cztery tranzystory Q1, Q2, Q5, Q6, a otaczające elementy stanowią zabezpieczenie tranzystorów (...) rezystor R5 ściąga bramkę tranzystora do masy, by w stanie nieustalonym (po załączeniu zasilania) wymusić na niej stan niski. Dioda Zenera D5 zabezpiecza złącze bramka – źródło przed pojawieniem się zbyt wysokiego napięcia (...) wewnętrzne struktury diodowe MOSFET'ów (...) zwierają do szyn zasilania przepięcia powstające w uzwojeniach silnika.*



Fotografia 4



Rysunek 3

***Układ formujący przebiegi sterujące**. Składa się z bramek AND IC1C, IC1D oraz tranzystorów T1, T2, T5, T6 wraz z elementami towarzyszącymi. (...) [zawiera] proste, ale i skuteczne zabezpieczenie przed jednoczesnym otwarciem elementów Q5 i Q6, co poskutkowałoby przepływem niszczącego prądu zwarciowego przez otwarte kanały tranzystorów Q2 oraz Q6. Niejako przy okazji uzyskano w ten sposób elektroniczny hamulec silnika – jednoczesne wysterowanie obu kierunków pracy silnika powoduje nasycenie T5 i T6, co w konsekwencji otwiera Q1 i Q2. W ten sposób wyprowadzenia silnika zostają zwarte ze sobą przez przewodzące tranzystory, co powoduje szybkie hamowanie silnika. Druga gałąź mostka działa na identycznej zasadzie.*

***Ogranicznik prądu**. Rezystory R9, R10 (...) wraz z wzmacniaczem operacyjnym IC2 (...) stanowią blok ogranicznika prądu płynącego przez silnik.(...) można płynnie ustawiać żądaną wartość ograniczenia prądowego. (...) [Nadmierny prąd] zablokuje podawanie na klucze tranzystorowe impulsów sterujących. (...) Celowość takiego rozwiązania znalazła odzwierciedlenie w testach praktycznych. Zablokowanie wału silnika powoduje takie ograniczanie długości impulsów PWM, aby prąd napędu nie przekroczył ustawionej wartości. (...).*

***Komunikacja bezprzewodowa**. (...) wykorzystałem moduł komunikacyjny RFM69CW firmy Hoperf Electronic. (...) Wyjście antenowe nietypowo łączy się ze śrubą mocującą płytkę modułu do obudowy,*

REKLAMA



eprasa.pl 4f2b873bcf

a następnie do odcinka stalowego drutu stanowiącego właściwą antenę.

***Płyta główna** jest najważniejszą częścią obwodu elektronicznego platformy. Znajdujący się na niej mikrokontroler ATmega16 zarządza pracą wszystkich pozostałych modułów: obsługuje transciever radiowy, steruje driverami silników napędowych, wysyła komendy do sterownika serwomechanizmów, oraz monitoruje parametry pracy obwodów platformy. (...) Moduł oświetlenia stanowią 3 białe diody LED 1 W (...) mikrokontroler podaje sygnały sterujące do driverów silników. (...) czujniki temperatury LM35 monitorują temperaturę każdego z silników napędowych oraz temperaturę wewnątrz obudowy platformy. Wartości temperatur są przesyłane do pilota zdalnego sterowania, tak aby operator miał ciągły nadzór nad warunkami panującymi w zamkniętej obudowie platformy i nie dopuścił do nadmiernego wzrostu temperatury napędów (...) wnętrze platformy nie jest wentylowane. (...) Mikrokontroler monitoruje również napięcie akumulatora zasilającego i napięcie pracy serwomechanizmów. (...) Linijka czerwonych diod LED stanowi efekt „pływającego światła", widocznego przez przednie natarcie platformy.*

***Pilot zdalnego sterowania**. Sterowanie jazdą platformy oraz manipulatorem zrealizowałem na wychyłowych drążkach analogowych. Rozwiązanie to ma tą zaletę, że oprócz sterowania kierunkiem pracy napędu, jest możliwość kontroli także jego prędkości. 3 drążki służą do sterowania manipulatorem, jeden do kierowania platformą mobilną. Zastosowałem układ drążków podobny do tego jaki stosują producenci padów do gier komputerowych. **Fotografia 5** przedstawia budowę pilota (...) Zasilanie układu pochodzi z akumulatorka litowo-jonowego o napięciu 3,7 V i pojemności 1200 mAh (...) Napięcie akumulatorka jest stabilizowane w gotowym układzie przetwornicy step-up/down typu S7V8F3 firmy POLOLU, o napięciu wyjściowym 3,3 V. (...) Przetwornica automatycznie przełącza tryby pracy z obniżającej na podwyższającą, w przypadku spadku napięcia akumulatora poniżej 3,3 V. Ładowanie akumulatorka odbywa się przez gotowy układ ładowarki firmy ADAFRUiT, wykonanego na układzie MCP73831. (...) Ładowanie odbywa się standardową ładowarką telefonów ze złączem mini USB.*

(...) Drążki sterujące pracą manipulatora i platformy zawierają w swojej strukturze potencjometry (...) informacja analogowa o wychyleniu drążka chwytaka jest zamieniona na sygnały cyfrowe i odpowiednio przetwarzana w algorytmie mikrokontrolera. (...)

Fotografia 5



Imię	Nazwisko	Miejscowość	Punkty	Publikacja	Nagroda	Talon AVT PLN
za pomysł zadania 318						
Jakub	Jakubczyk	Kluczbork	6	–	–	100
Rafał	Orodziński	Białystok	3	?	–	–
Artur	Rolewski	Żydowo	9	–	–	400

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
Rafał Orodziński Białystok....66
Szymon Trygar Szczecin....66
Radosław Smalec Zabrze....64
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
Jakub Jakubczyk Kluczbork....24
Marian Gabrowski Polkowice....23
Roman Braumberger Bytom....21
Jakub Gajda Kraków....20
Marian Caruk Lubań....17
Bogdan Kosiński Szczecin....16
Artur Rolewski Żydowo....15
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
Piotr Graffstein Warszawa....5
Michał Grzemski Grudziądz....5
Mariusz Hejto Łowczówek....5
Janusz Pańczyk Poręba....5
Tomasz Zygmunt Szczecin....5

Przyciski S1–S4 służą do sterowania urządzeniami platformy (...) OLED wyświetla wszystkie niezbędne informacje na temat stanu platformy – napięcie akumulatora i napięcie zasilania serwomechanizmów, temperatury silników i wewnątrz obudowy platformy, napięcie akumulatorka pilota, a także pozycje serwomechanizmów manipulatora. (...) wskazania są czytelne i wyraźne nawet w jasnym świetle, a podczas użytkowania pilota w ciemnościach, wyświetlacz nie razi w oczy i nie męczy wzroku.

***Kamera bezprzewodowa**. Aby stworzyć możliwości do obserwacji obrazu*

eprasa.pl 4f2b873bcf

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

na dowolnym urządzeniu, wybrałem kamerę komunikującą się przy pomocy Wi-Fi, z funkcją P2P. (...) sensor umieszczony na giętkiej taśmie o długości 100 mm ułatwia jego umieszczenie, a płaska płytka sterująca daje się zamontować bezpośrednio na wierzchniej stronie przedramienia manipulatora. Rozdzielczość to 720 p przy 25 klatkach na sekundę, a napięcie zasilania 5 V przy poborze prądu 250 mA.

Zainteresowani ściągną komplet materiałów – pełny tekst, fotografie i rysunki z Elportalu (*313Rolewski.zip* 7,3 MB).

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

Serdecznie zapraszam do udziału w zadaniu głównym 315, a także w drugiej i trzeciej klasie naszej Szkoły Konstruktorów! Zachęcam uczestników, żeby praktyczne rozwiązania zadań Szkoły przygotowywali według Szablonu ze strony:

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

Piotr Górecki

Co tu nie gra? Zadanie 318

Na **rysunku A** przedstawiony jest schemat symetrycznego zasilacza uniwersalnego ±(0...20 V), który chcemy wykorzystywać między innymi do testów modułów audio wymagających symetrycznego zasilania.

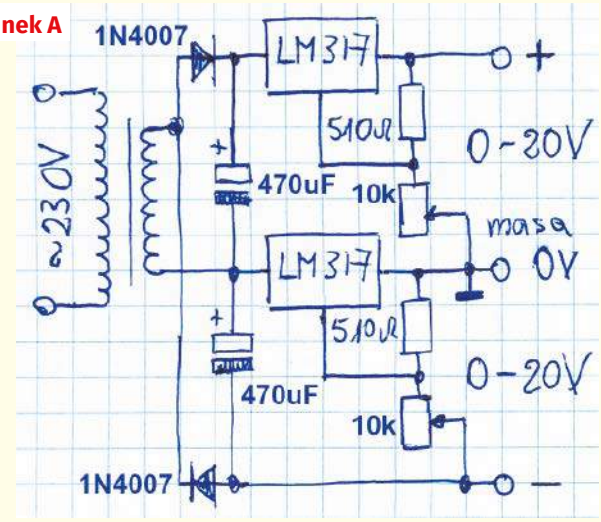
Jak zwykle pytanie brzmi:

Co tu nie gra?

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

Odpowiedź oznacz **NieGra318** i nadeślij w terminie 60 dni od ukazania się tego numeru EdW. Od razu podaj też swój adres pocztowy, żebym nie musiał pytać, gdy przydzielę upominek. Możesz jeszcze przysłać rozwiązania zadania *NieGra* z poprzedniego miesiąca. Uczestnicy konkursu otrzymują upominki, a najaktywniejsi uczestnicy są co rok nagradzani bezpłatnymi prenumeratami EdW lub innego wybranego czasopisma AVT.

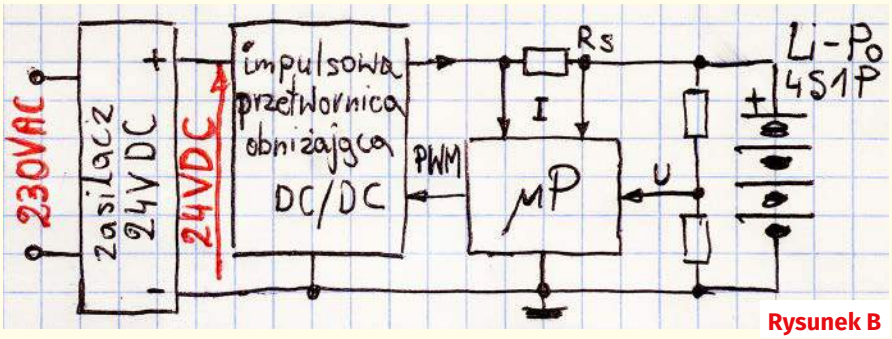
Rysunek A



Co tu nie gra? Rozwiązanie zadania 313

Na **rysunku B** pokazany jest zamieszczony w EdW 4/2022 *schemat blokowy własnej roboty turboładowarki akumulatorów Li-Po. Mikroprocesor stale kontroluje prąd i napięcie. Dla przyspieszenia i skrócenia cyklu ładowania, program w mikroprocesorze realizuje fazy Bulk, Absorption, Equalize i Float, znane z najbardziej zaawansowanych ładowarek „kwasowych”.*

Oczywiście także i ten schemat sporządziłem własnoręcznie na potrzeby tego zadania, ukrywając w nim wiele błędów, w tym niektóre bardzo poważne – dyskwalifikujące. I celowo w treści zadania dałem wzmiankę o czterech fazach ładowania *Bulk, Absorption, Equalize i Float*, które w ogóle nie mają zastosowania w przypadku akumulatorów litowych.



Rysunek B

Nie jest błędny sam pomysł, żeby za pośrednictwem przetwornicy obniżającej ładować akumulator litowo-polimerowy z dostępnego źródła zasilania o wyższym napięciu. Można, a niekiedy będzie to wręcz optymalne rozwiązanie. Tylko na pewno nie tak, jak pokazuje rysunek B.

Zanim omówimy błędy, przypomnijmy, że akumulatory Li-Po, oznaczane też Li-Poly, są akumulatorami litowo-jonowymi (Li-Ion),

eprasa.pl 4f2b873bcf

tylko zawierają elektrolit w postaci polimeru, a nie cieczy nieorganicznej. Także akumulatory Li-Po mają napięcie nominalne 3,7 V i maksymalne napięcie ładowania 4,20 V.

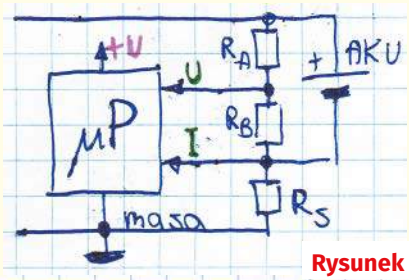
Zestaw czterech takich akumulatorów w konfiguracji 4S1P ma napięcie nominalne 14,8 V i maksymalne napięcie ładowania 16,8 V. Celowo tego nie podałem na obrazku. A jeśli ktoś to policzył, to mógł dojść do wniosku, że sensowne jest zastosowanie zasilacza 24-woltowego i przetwornicy obniżającej, która będzie miała optymalne warunki pracy.

W zasadzie tak, ale... I tu oddają głos uczestnikom tego konkursu:

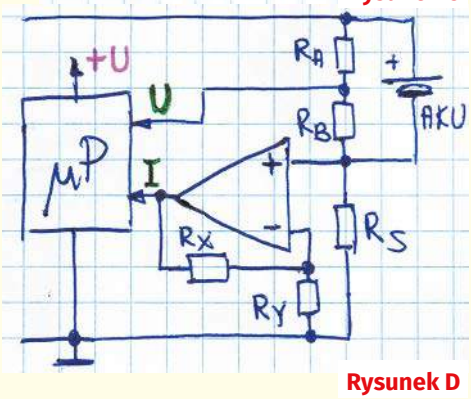
Przetwornica ładuje akumulator 14,8 V przez rezystor Rs i napięcie na nim służy do pomiaru pradu ładowania akumulatora. Błędem jest, na wejście mikroprocesora jest podawane napięcie co najmniej 14,8V, które jest za wysokie dla procesora.

Tak – ewidentnym błędem jest próba bezpośredniego pomiaru prądu za pomocą wbudowanego w mikrokontroler przetwornika ADC. Owszem, można tak mierzyć napięcie, ale nie prąd.

Teoretycznie prąd można byłoby mierzyć według **rysunku C**. Ale w praktyce taki układ jest nieprzydatny. Nie jest tu głównym problemem to, że na pomiar napięcia ma też wpływ prąd, a konkretnie spadek napięcia na rezystancji Rs. To można byłoby łatwo uwzględnić i skorygować w programie procesora. Błąd na rysunku C jest inny – z kilku względów rezystancja Rs powinna mieć możliwie małą wartość, a więc spadek napięcia na niej powinien być jak najmniejszy. A to by oznaczało, że przetwornik ADC mierzący prąd pracowałby wyłącznie w wąskiej, dolnej części zakresu pomiarowego.



Rysunek C



Rysunek D

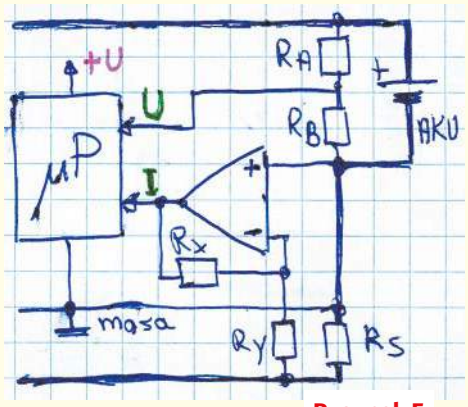
A tam zawsze występują duże nieliniowości, czyli poważne błędy pomiaru.

Owszem, rezystor pomiarowy prądu Rs należy włączyć w obwód ujemnej szyny zasilania, ale występujący na nim mały spadek napięcia należy koniecznie wzmocnić. Niekoniecznie według **rysunku D**.

Prawdopodobnie lepiej według **rysunku E**, gdzie wielkość prądu nie ma wpływu na pomiar napięcia. Tylko w takiej konfiguracji, z uwagi na umiejscowienie punktu masy, trzeba byłoby zasilić procesor z niezależnego źródła zasilania, np. izolowanej przetwornicy.

A tak przy okazji – niewielu uczestników podkreśliło, że na rysunku B nie ma obwodów zasilania mikrokontrolera, gdzie na pewno potrzebny jest jakiś ogranicznik, stabilizator czy przetwornica. Jest to istotne z więcej niż jednego powodu. Ten jeden najważniejszy to kwestia, co się stanie, gdy podczas ładowania zostanie odłączone napięcie zasilania? Czy akumulator będzie zasilał przetwornicę i mikrokontroler?

A oto kolejny bardzo poważny problem. Jeden z uczestników napisał: *(...) Poszczególne ogniwa litowe połączone szeregowo, mogą posiadać różną rezystancję wewnętrzną. Ze względów bezpieczeństwa należy je ładować w trybie balansowania, monitorując napięcie każdego ogniwa z osobna, a nie jako pakiet. Mikrokontroler jest w projekcie zasilany bezpośrednio napięciem produkowanym przez przetwornicę, która do ładowania 4-ogniwowej baterii litowej musi wytwarzać napięcia rzędu 17 V. Mikrokontrolery tolerujące takie napięcia nie należą do popularnych. Sensowna ładowarka, zwłaszcza ogniw litowych (ze względów bezpieczeństwa), powinna uniemożliwić drenowanie ogniw po odłączeniu zasilania, a tu brakuje takiego zabezpieczenia. Potencjalnym problemem może być również fakt, że napięcie zasilania mikrokontrolera zmienia się w czasie (wraz ze wzrostem napięcia ładowania), co może być problemem dla prawidłowego odczytu wartości ADC. Chyba, że mikrokontroler posiada własne referencyjne źródło napięcia. Terminologia użyta w opisie jest również dość podejrzana. Fazy podczas ładowania ogniw litowych określa się jako CC (Constant Current), którzy jest podobny koncepcyjnie do fazy Bulk, po której następuje faza CV (Constant Voltage), podobna do fazy absorption/equalize, faza float zasadniczo nie występuje.* Tak! Pakiet akumulatorów litowych musi być ładowany z zastosowaniem balansera! Brak balansera do prosta droga do katastrofy! Autor cytowanego rozwiązania zasygnalizował też kilka innych problemów, ale w bardzo delikatny sposób.



Rysunek E

Inny stały uczestnik konkursów Szkoły opisał je nieco szerzej:

Pakiet Li-Po 4S1P ma 4 cele połączone szeregowo z wyprowadzeniami umożliwiającymi zbalansowanie, czyli równomierne naładowanie (do takiego samego poziomu napięcia) każdej z poszczególnych cel względem pozostałych. Na rysunku w zadaniu nie mamy takich połączeń z układem balansera. Brak jest balansera.

2. Pomiar prądu należy zrealizować w inny sposób, np. z pomocą WO. Akumulatory Li-Po są ładowane metodą CC/CV. Metoda ta polega na tym, że w początkowej fazie ładowania napięcie zwiększa się do maksymalnej wartości przy stałym prądzie ładowania, natomiast wraz ze wzrostem ilości dostarczonej energii i osiągnięciu 4,2 V na celę, napięcie stabilizuje się, a prąd spada do momentu, aż pakiet nie będzie już w stanie przyjąć więcej energii i wszystkie cele będą miały takie samo napięcie, a więc 4,2 V. Takie założenie narzuca oprócz pomiaru parametrów istnienie obwodów regulacji napięcia i prądu. Na rysunku brak jest takiego rozwiązania.

3. Na rysunku pokazano sterowanie PWM z uP do przetwornicy DC/DC. Przetwornica ma swoje obwody PWM. (...)

5. Na rysunku widzimy również zasilacz 24 V DC. Nie wiadomo co to jest za zasilacz, czy impulsowy czy transformatorowy? Impulsowego nie łączyłbym z przetwornicą DC/DC. Wybrałbym rozwiązanie z [jednym] zasilaczem impulsowym AC/DC flyback celem wyeliminowania zasilacza 24 V DC i przetwornicy DC/DC. Chyba, że będzie problem z uzyskaniem zasilacza impulsowego o wymaganym napięciu. Na potrzeby naszego pakietu Li-Po potrzebujemy zasilacza o napięciu wyjściowym 17 V (4×4,2 V). To wtedy pozostaje nam, jak na rysunku, połączenie zasilacza 24 V DC i przetwornicy DC/DC o regulowanym napięciu wyjściowym.

6. Brak jest na rysunku rozwiązania zasilania uP dodatkowym napięciem DC.

eprasa.pl 4f2b873bcf

7. Należy uwzględnić zabezpieczenie przed prądem wstecznym do przetwornicy czy zasilacza impulsowego.

Jeszcze inny Kolega opisał problemy szeroko i dobitnie:

1. Sam nie podjąłbym się budowy własnej, realizowanej „na piechotę" ładowarki ogniw litowo-polimerowych. Ogniwa bazujące na licie są wrażliwe na nieprawidłowe ładowanie, lit jest bardzo reaktywny, błąd w projekcie może spowodować wybuch ogniwa, a gotowe, dedykowane układy ładujące są dostępne i tanie. Są sytuacje, gdy można robić coś „na piechotę", ale tu wg mnie nie ma to uzasadnienia.

2. Ładowarka realizuje fazy bulk, absorption, equalize i float, znane z ładowania baterii ogniw kwasowo-ołowiowych. Elektrochemia tych ogniw jest zupełnie inna, niż ogniw bazujących na licie, dlatego proces ładowania też jest inny. O ile fazy bulk i absorption mają swoje odbicie w ładowaniu ogniw Li-Po, choć stosuje się inne nazewnictwo (fazę bulk można porównać do fazy CC, a fazę absorption do fazy CV), o tyle wyrównanie napięcia na ogniwach musi być przeprowadzone z kontrolą napięcia każdego ogniwa (z użyciem balansera).

W akumulatorze kwasowo-ołowiowym delikatne przeładowanie (co nastąpi podczas wyrównywania ładunku bez użycia balansera) nie zrobi nic złego. W zależności od budowy akumulatora może trochę wody wyparuje poprzez gazowanie, a może nie stanie się zupełnie nic, bo katalizatory obecne w akumulatorach bezobsługowych ponownie połączą wodór i tlen w wodę. W ogniwach opartych na licie przeładowanie może mieć skutki katastrofalne, z wybuchem łącznie.

Kolejną fazą naszej ładowarki jest faza float, która ma za zadanie podtrzymanie akumulatora kwasowo-ołowiowego w stanie pełnego naładowania, co jest dla niego najzdrowsze i zapobiega zasiarczeniu (swoją drogą nie lubię tego określenia, bo sugeruje odkładanie się siarki, podczas gdy proces ten dotyczy siarczanu ołowiu – bardziej przemawia do mnie stosowana choćby w książkach z lat 60-tych nazwa „zasiarczanienie"). Gdy dostarczamy niewielkie ilości energii do naładowanego akumulatora kwasowo-ołowiowego, to ta energia po prostu zamienia się w ciepło we wspomnianym procesie rekombinacji. Ogniwa oparte na licie nie są zdolne do rekombinacji i ładunek wtłoczony do ogniwa, które jest w pełni naładowane, uszkadza je – w najlepszym wypadku ograniczając jego żywotność, w gorszym powodując wybuch.

Można, w zasadzie, realizować ładowanie podtrzymujące, jeśli ograniczymy napięcie końcowe poniżej napięcia, jakie bateria ma w stanie pełnego naładowania (np. 4,1 V/ogniwo), ale czy to ma sens? Lepiej, moim zdaniem, jest naładować baterię do pełna i odciąć zasilanie.

Inna sprawa, że w przypadku ogniw litowo-polimerowych, które mają być przechowywane, najkorzystniejsze jest utrzymywanie ok. 60% ładunku.

3. Ogniwa podłączone są do MCU i do dzielnika rezystancyjnego (do pomiaru napięcia) cały czas, co spowoduje ich rozładowywanie, gdy układ nie będzie zasilany. Spowoduje też zasilanie MCU przez wbudowane w MCU diody zabezpieczające – czy też, mówiąc bardziej precyzyjnie, jego zabicie przez zbyt wysokie napięcie na wejściach (punkt kolejny).

4. Pomiar prądu po stronie wysokiej (high-side sensing) jest ogólnie ciekawym pomysłem, ale na pewno nie można zrealizować go w tak prosty sposób, jak jest pokazany na rysunku. Popularne MCU nie wytrzymają tak dużych napięć (prawie 17 V) na swoich wejściach.

5. Zastanowiłbym się, czy w ogóle MCU jest tu potrzebny. Tak się składa, że jestem w trakcie budowy ładowarki akumulatora kwasowo-ołowiowego, która również steruje przetwornicą (w moim przypadku SEPIC), i nie wykorzystałem tam procesora. Użyłem po prostu dwóch komparatorów, które dają feedback do przetwornicy, gdy napięcie osiągnie wymaganą wartość oraz gdy prąd zostanie przekroczony (realizując najpierw fazę CC, a potem fazę CV). Do pomiaru prądu po wysokiej stronie użyłem układu ACS712, ale gdyby nie zależało mi na tym, żeby minus akumulatora był na potencjale masy (to jest część większego układu), zrobiłbym pomiar prądu po stronie masy.

Chciałem dodać również regulację napięcia w zależności od temperatury, ale uznałem, że w moim rozwiązaniu (akumulator, który będzie pracował w niekorzystnych warunkach i być może czasem będzie rozładowywany zbyt głęboko) nie będzie to konieczne – akumulator po paru latach i tak będę wymieniał, i tak. Układ jest na razie tylko na papierze (zbuduję go w najbliższym czasie), więc nie wiem na sto procent, czy idea się sprawdzi.

6. Nie znamy szczegółów programu danego MCU, ale trzeba zwrócić uwagę na tętnienia napięcia i prądu. MCU musi sobie z tym poradzić i uśredniać te wartości, co obniży jego czas reakcji (i tak wolniejszy od czysto elektronicznego układu) – choć akurat w tym przypadku czas reakcji nie jest szczególnie istotny.

7. Nie widzę nigdzie zasilania MCU. Jeśli jest zasilany z przetwornicy, to tak, jak w punkcie 4 – zostanie zabity zbyt wysokim napięciem.

8. Skoro już i tak stosujemy MCU, to warto byłoby pomyśleć też nad kontrolą temperatury pakietu ogniw. Nawet bez MCU taka kontrola by się przydała – nawet jeśli nie do ustalenia parametrów ładowania (głównie napięcia końcowego), to do bezwarunkowego odłączenia ogniwa, gdy

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 4f2b873bcf

jego temperatura będzie poza wymaganym zakresem (zarówno od dołu, jak od góry).

I oto mamy wszystkie niedostatki rozwiązania z rysunku B.

Jednym z celów zadania NieGra313 było wskazanie, że akumulatory litowe trzeba ładować w inny sposób, niż akumulatory kwasowo-ołowiowe. Słyszy się bowiem o próbach ładowania akumulatorów litowych za pomocą ładowarek przeznaczonych do 12-woltowych akumulatorów kwasowych. Co prawda dotyczy to raczej szeregowego połączenia akumulatorów LiFePO4, które mają niższe napięcie, ale nawet wtedy jest mocno ryzykowne. Wprawdzie podstawowa zasada ładowania jest ta sama: najpierw tryb stałoprądowy (CC), potem stałonapięciowy (CV), ale szczegóły są zdecydowanie inne. W szczególności nie ma i nie powinno być trybu float – akumulator litowy należy odłączyć zaraz po naładowaniu. Jest też problem z pracą buforową akumulatorów litowych, ale to jest temat daleko nwykraczający poza ramy zadania *NieGra313*.

Zadanie nie było łatwe, jednak mogłem uznać za prawidłowe wszystkie nadesłane rozwiązania, ponieważ w każdym został wskazany co najmniej jeden błąd. Nagrody-upominki za zadanie ***NieGra313*** otrzymują:

Krzysztof Adamski – Krzyków,
Eugeniusz Zawistowski – Borki
Circuit Chaos – Warszawa.

Wszystkich uczestników dopisuję do listy kandydatów na bezpłatne prenumeraty.

Piotr Górecki

Policz – zadanie 318

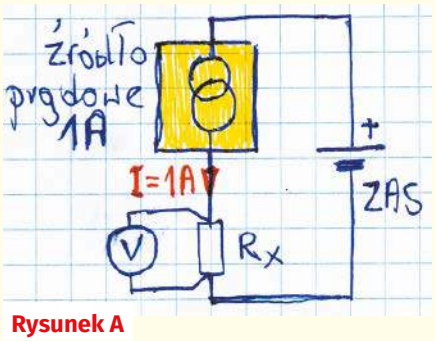
W ramach zadania głównego 318 chcemy zrobić układ do pomiaru bardzo małych rezystancji według **rysunku A**. Pomysł jest taki, że każdy multimetr na zakresie 200 mV (199,9 mV) ma rozdzielczość 0,1 miliwolta. Będziemy mierzyć spadek napięcia wprost na badanej rezystancji Rx. Jeżeli przez tę mierzoną rezystancję Rx przepuścimy prąd o wartości 1 A, to za pomocą dowolnego multimetru cyfrowego będziemy mogli mierzyć rezystancje już od 0,1 milioma. Do takich pomiarów potrzebne będzie źródło prądowe o niezmiennym prądzie wyjściowym 1 A.

W ramach zadania *Policz318* należy:

– zaproponować schemat i wartości elementów źródła prądowego 1 A.

Zapraszam do udziału 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 (**Policz318_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.



Rysunek A

Policz – rozwiązanie zadania 313

W EdW 4/2022 przedstawione było zadanie Policz313, które brzmiało: *Chcemy zrealizować oświetlenie blatów szafek kuchennych według **fotografii B** za pomocą taśm LED 12 V. Jak widać, potrzebne będą dwie listwy świetlne, każda o długości 120 cm, które zostaną zamocowane pod szafkami wiszącymi.*

W ramach zadania Policz313 należy:

– oszacować ile i jakich taśm użyć do oświetlenia takich szafek kuchennych.



Fotografia B

Zadanie to jest jak najbardziej praktyczne, ponieważ w naszych kuchniach coraz częściej wykorzystywane są taśmy LED, ale niestety zbyt często uzyskiwane efekty są niezadowalające, a nawet stosowane są rozwiązania ewidentnie błędne, wręcz niedopuszczalne. Sam jakiś czas temu „podziwiałem" przykłady takiego oświetlenia w dwóch kuchniach znajomych. W jednej taśma LED umieszczona w kątowym profilu niemiłosiernie świeciła w oczy, mnie, gościa doprowadzając do irytacji. Nie pytałem, jak znoszą to gospodarze, bo kuchnia połączona jest tam z jadalnią. W drugim przypadku słabiutkie i zimne światło taśm zamontowanych pod szafkami robiło koszmarne wrażenie, zmieniając wygląd potraw na sinoniebieski, a do oświetlenia podczas przygotowania potraw zupełnie się nie nadawało, bo było zbyt słabe.

Niestety, stolarze meblowi nie „czują tematu". Popełniają fatalne błędy. Jeżeli ktoś chce zastosować taśmy LED w kuchni, powinien wziąć pod uwagę kilka czynników. W szczególności jeżeli mają służyć do oświetlenia miejsca pracy w kuchni, co wymaga światła silnego i co naprawdę ważne – światła jak najlepszej jakości.

Wiele z tych kwestii poruszył w swym rozwiązaniu jeden ze stałych uczestników konkursów Szkoły. Napisał on: *Do niedawna mieliśmy do dyspozycji taśmy LED typu SMD 3528*

eprasa.pl 4f2b873bcf

(5 W/m) lub SMD 5050 (14 W/m). Jak widać taśmy charakteryzują się różną mocą na 1 m długości i to znacznie. W przypadku oświetlenia blatu kuchennego moc na poziomie 5 W/m byłaby niewystarczająca i konieczne jest, aby wybrać wyższą jasność. Optymalnym wyborem będzie taśma o mocy od 8 do 12 W/m. Zarówno taśmy LED 3528 i 5050 będą wymagały rozproszenia światła w postaci szybki mlecznej mocowanej do szyny wraz z taśmą LED. Poprawi nam to równomierność oświetlenia gdyż rozproszy światło z poszczególnych diod LED. Z tego względu warto wybrać taśmę LED COB 12 V. Taśmy LED COB dzięki dużej ilości diod, emitują pełne i jednolite światło, bez zauważalnych pojedynczych punktów/diod LED. W celu eksperymentu na użytek zadania nabyłem taśmę LED COB 12 V/9 W o barwie białej ciepłej, szerokości 8 mm, o liczbie 312 diod na metr. Moc 9 W/m. Możliwość cięcia: co 2 cm. Taśma została zamocowana pod szafkami za pomocą profilu aluminiowego (anodowanego) narożnego kątowego(taki wariant wybrałem u siebie). Aby jak najbardziej ograniczyć straty światła została użyta szybka transparentna.

*Na [**fotografii C**] pokazano fragment taśmy LED COB. Górny fragment zdjęcia pokazuje taśmę w stanie wyłączonym, a na dole w stanie włączonym. Dolne zdjęcie zostało zrobione tak, aby było widać strukturę taśmy złożoną z diod LED. W przypadku taśm LED COB nie musimy silnie rozpraszać światła i używać szybek (kloszy) „mlecznych". Wystarczą transparentne, ewentualnie typu „mrożona". Wspomniałem o mocowaniu taśmy w wariancie narożnym za pomocą profilu LED. To już jest kwestią potrzeb, możliwości i gustu, jaki wariant wybrać. Profile zabezpieczają taśmę przed czynnikami fizycznymi, ale też dobrze odprowadzają ciepło i zwiększają walory estetyczne. Najczęściej wybierane profile to: płaskie z których światło pada w dół i kątowe z których światło pada pod kątem. (...) Profil kątowy (narożny), montuje się tylko w rogu, na styku ściany i szafek.*

Wybrana została taśma LED COB o barwie ciepłej. (...) Światło o barwie ciepłej jest przyjemne dla oka, nie męczy wzroku, barwa neutralna najbardziej zbliżona jest do światła dziennego, natomiast barwa zimna nadaje pomieszczeniu wrażenie chłodu i sterylności. Wybór koloru światła jest też wyborem subiektywnym przy uwzględnieniu wykończenia szafek. (...) Taśmy LED charakteryzuje parametr określający klasę szczelności przed czynnikami zewnętrznymi – parametr IP: IP20 – nieodporna na wodę, IP65 – zabezpieczona lakierem lub silikonem, do zastosowań w miejscach narażonych na wilgoć oraz IP68 – taśma wodoszczelna, posiada silikonową powłokę. (...) na użytek zadania wybierzemy dwa odcinki taśmy LED COB 12 V (każdy o długości 120 cm) o barwie ciepłej lub neutralnej, które zostaną zamocowane pod szafkami centralnie nad środkiem blatu. Wariant narożny odpada ze względu na widoczną półkę. Klasę szczelności wybrałbym nawet IP20, bo nie widzę bezpośredniego zagrożenia zalania wodą (o ile jestem to stwierdzić ze zdjęcia). Profil aluminiowy płaski anodowany. Profil anodowany ma tę własność, zaletę, że jego powierzchnia nie przewodzi prądu. Co prawda zasilanie jest 12 V (brak zagrożenia porażeniem) ale w przypadku uszkodzenia taśmy LED zwykły profil może powodować niekontrolowany przepływ prądu, zwarcie, iskrzenie. Może to stanowić niebezpieczeństwo zapłonu a nawet pożaru.

Z przeprowadzonych eksperymentów stwierdzam, że taśma LED COB świeci jasno, nawet bardzo jasno. Nie w każdych warunkach jest potrzeba tak mocnego oświetlenia. Świecenie pełną mocą może być bardzo niekomfortowe, oślepiające. Dobrze zastosować sterownik do regulacji jasności świecenia taśmy. Takie sterowniki są ogólnie dostępne i przystępne cenowo. Osobiście taki sterownik zastosowałem aby sprawdzić efekt regulacji. Kiedy mamy pochmurny dzień możemy ustawić większą jasność, a w nocy mniejszą (szczególnie kiedy tylko jest włączone podświetlenie blatu). Daje to możliwość doboru jasności świecenia taśmy LED w zależności od warunków i potrzeb.

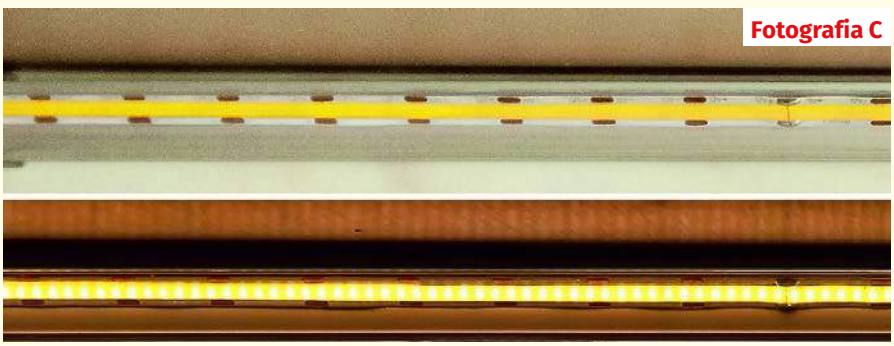
*Tym razem doświadczalnie, bez żadnych obliczeń, określiłem warunki oświetlenia z możliwością regulacji i subiektywnej oceny oświetlenia. Niektórzy sprzedawcy podają wartość strumienia świetlnego na 1 m lub 5 m długości taśmy. Z przybliżonych obliczeń dla taśmy LED COB przy deklarowanej wartości strumienia świetlnego 900 lm/m uzyskałem wartość średnią natężenia **E ponad 500 lx**. Dla wymiaru odcinka blatu 1 m×0,6 m i wysokości zawieszenia taśmy 0,5 m. Jest to wartość duża i dlatego potrzebny jest sterownik, który umożliwi nam regulację natężenia oświetlenia. Wymagania w tym zakresie określają 300 lx na bufecie w kuchni, gdzie przygotowywany jest posiłek. Zgodnie z normą „PN-EN 12464-1 Technika świetlna. Oświetlenie miejsc pracy. Część 1: Miejsca pracy we wnętrzach", tablica 5.29.*

***Specyfikacja użytej taśmy LED COB 312 PREMIUM (odcinek 5 m)**: 1560 LED diod/5 m (312 diod na metr), kolor ciepły 2800 K, diody EPISTAR, zalecana moc zasilacza: 9 W/m, 45 W/5 m, strumień świetlny: 4500 lm/5 m, wskaźnik oddawania barw (CRI): Ra>90, szerokość: 8 mm, kąt świecenia: 180°, IP 20, możliwość cięcia co 1,92 cm, trwałość znamionowa: 50000 godzin, taśma samoprzylepna (...)*

Inny częsty uczestnik napisał: *(...) Dane do obliczeń: a – szerokość szafki = 0,6 m, b – długość szafki = 1,2 m, h – odległość od blatu do taśm LED = 0,8 m, E – natężenie oświetlenia dla blatu kuchennego zakładam 200 lx. Podstawowy wzór na obliczenie natężenia oświetlenia E=Φ/S, gdzie: E – natężenie oświetlenia [lx], Φ – strumień świetlny [lm], S – powierzchnia blatu pod szafkami [m²]. S=a*b, k – współczynnik zmniejszenia sprawności oświetlenia, dobrany z tabel (...) wynosi 0,71. Dla naszej kuchni wzór będzie następujący: E=Φ*k/a*b, stąd Φ=E*a*b/k Φ=200*0,6*1,2/0,71=203 lm (dla jednego zestawu szafek). Dla dwóch zestawów szafek będzie to 406 lm, co daje 170 lm/m. (...) wybrałem (...) taśmę LED 300 SMD3528 o następujących parametrach: U=12 V, barwa 4000...4500 K, moc 4,8 W/m, kąt rozsyłu światła 120°, szerokość taśmy 8 mm, IP 65, strumień świetlny 240 lm/m, cena 13,99 zł/m. Można (...) zamontować nad każdym blatem po 1 m taśmy (240 lm) [albo] odcinek 85 cm taśmy LED, co daje wyliczone 203 lm. (...) zasilacz LED 20 W, 12 V, 1,6 A, IP67 za 30 zł.*

Przedstawione wyliczenia wyglądają prawidłowo, ale ja z doświadczenia wiem, że taśma LED o mocy 4,8 W/m, nawet o długości szafek 1,2 m, będzie zdecydowanie za słaba.

Nie tylko moje obserwacje pokazują, jakie są najczęstsze błędy przy stosowaniu taśm LED. Otóż bardzo często światło jest zdecydowanie za słabe. Do przygotowania posiłków potrzebne jest co najmniej natężenie


Fotografia C

eprasa.pl 4f2b873bcf



Fotografia D

300 luksów, a lepiej 500 luksów z możliwością zmniejszenia za pomocą jakiegoś regulatora.

I właśnie w kuchni i w jadalni powinno to być światło jak najbardziej „dobrej jakości", czyli koniecznie trzeba kupić znacznie droższe taśmy o współczynniku CRI co najmniej 90. Wtedy efekt jest naprawdę znakomity. Wiem, bo mam i wykorzystuję takie rozwiązania.

Teoretycznie takie natężenie oświetlenia powinna dać pojedyncza taśma o mocy 9 watów na metr, ponieważ często handlowcy twierdzą, że skuteczność ich taśm wynosi 100 lm/W. Taśma 9 W/m o długości 1,2 m pobierze 10,8 W, co dałoby strumień 1080 lumenów. Dałoby to natężenie 500 luksów na powierzchni blatu ponad 2 m^2.

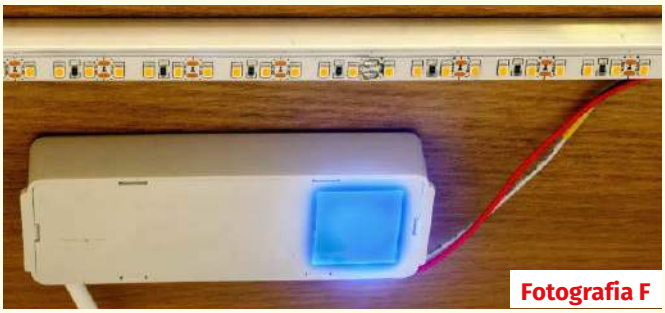
Niestety generalnie nie może to być prawda. Tanie taśmy rzekomo z diodami Epistar, Edison, Samsung czy Cree nie zawierają diod takich producentów, ponieważ są zbyt tanie. Nawet gdyby zastosowane w nich wysokiej jakości diody miały skuteczność 100 lumenów na wat, to z uwagi na obecność rezystorów szeregowych, skuteczność taśmy z definicji nie przekroczy 75 lm/W. Ponadto taśmy o wysokim współczynniku CRI z założenia mają niższą skuteczność świetlną.

Planując tego rodzaju oświetlenie, warto przy obliczeniach przyjąć skuteczność świetlną taśm 50 lm/W, a przy obliczeniach natężenia w luksach nawet jeszcze mniej, ponieważ nie całe wytworzone światło padnie na blat – część się rozproszy w innych kierunkach. Ponadto jeżeli taśma byłaby umieszczona w profilu zamykanym mleczną szybką, trzeba liczyć się ze stratą 40...50 procent wytworzonego światła właśnie z winy (zakurzonej) szybki.

Osobiście się przekonałem, że do naprawdę dobrego oświetlenia blatu kuchennego pod szafkami nie wystarczy jedna przyzwoitej jakości taśma. Musiałem nakleić dwie obok siebie (**fotografia D**). Aby nie tracić światła, nie stosuję profili z szybką, tylko dużo tańsze kątowniki aluminiowe, które też formują strumień świetlny i wyglądają całkiem dobrze. Profil taki jest zamocowany na dolnej krawędzi szafek, jest nieco przechylony, co pozwala równomiernie

Fotografia E





Fotografia F

oświetlić tylko powierzchnię szafek (**fotografia E**).

Takie kątowniki rozwiązują też problem termiczny – odprowadzając ciepło z taśmy. A przegrzana taśma szybko traci parametry. Montowanie taśm na metalowych, a nie plastikowych profilach to konieczność.

Przy okazji podkreślam – niezależnie od użytego profilu, także z mleczna szybką – światło taśmy w żadnym wypadku nie może wpadać wprost do oczu użytkowników. Światło musi być skierowane na blat, a nie w oczy. Znakomicie realizuje to właśnie zwyczajny kątownik aluminiowy, widoczny na fotografiach D, E.

I jeszcze kwestia regulacji. Trzeba przewidzieć duże natężenie maksymalne i zastosować jakiś regulator – przykład na **fotografii F**, a uzyskiwany efekt regulacji przedstawiony jest na **fotografii G**.

Wszystkie nadesłane odpowiedzi mogłem uznać za prawidłowe, choć poszczególni uczestnicy podchodzili do zadania w różny sposób. Można się też spodziewać, że część zaproponowanych rozwiązań dałaby zbyt słabe światło. Nagrody-upominki za zadanie ***Policz313*** otrzymują:

Grzegorz Gałązka – Rzeszów,
Jan Kapuściński – Gdańsk,
Michał Turek – Rataje.

Wszystkich uczestników dopisuję do listy kandydatów na bezpłatne prenumeraty.

Piotr Górecki



Fotografia G

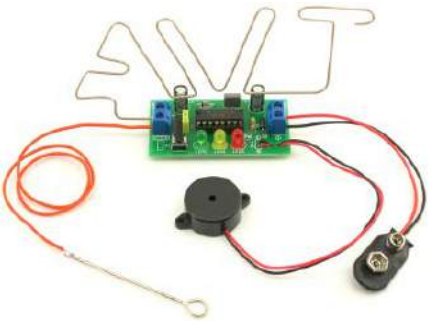
eprasa.pl 4f2b873bcf

Najbardziej popularne kity AVT

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



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



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



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



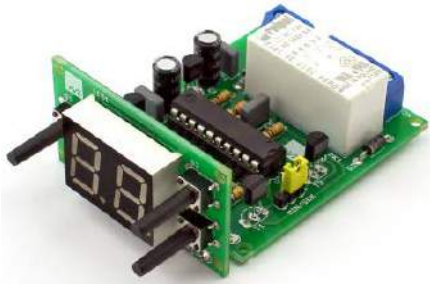
AVT5540 Radio FM z RDS
https://sklep.avt.pl/avt5540.html



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



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



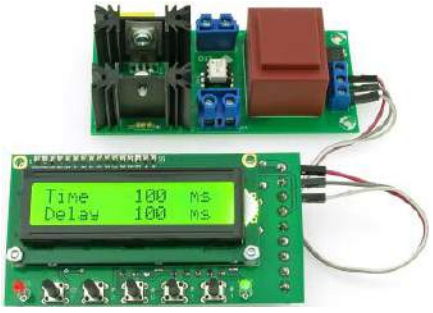
AVT3200 Uniwersalny timer 0 do 99 min.
https://sklep.avt.pl/avt3200.html



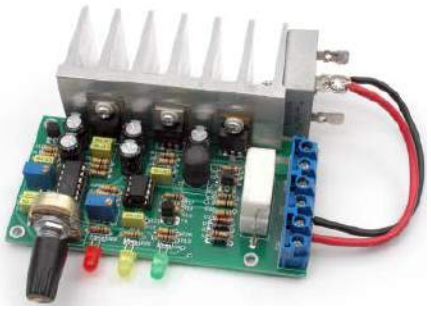
AVT990 Automatyczny włącznik świateł
https://sklep.avt.pl/avt990.html



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



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



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



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

Pełna oferta na: sklep.avt.pl

eprasa.pl 4f2b873bcf

Silniki prądu stałego, część 18

Zgodnie z zapowiedzią, mamy omówić scalone sterowniki silników. Ich najważniejsze zalety i ułatwienia to po pierwsze fakt, że wszystkie zawierają obwody wprowadzające czas martwy, co skutecznie zapobiega jednoczesnemu przewodzeniu obu tranzystorów danej gałęzi. Po drugie, niezależnie od napięcia zasilania, ich wejścia mogą być sterowane typowymi sygnałami logicznymi.

I tak istnieją rozmaite układy scalone przeznaczone do zasilania napięciem od kilku do kilkudziesięciu woltów, zawierające co najmniej jeden mostek H i wszystkie obwody sterujące. W Internecie można znaleźć karty katalogowe mnóstwa tego rodzaju układów scalonych. W praktyce należałoby rozejrzeć się, jakie układy scalone i zawierające je moduły są najpopularniejsze na rynku.

Na przykład niedrogie moduły zawierające dwa półmostki Infineon BTS/BTN 7960/7970 (**fotografia 1**) oraz zatrzask '244 według **rysunku 2** mogą pracować przy napięciach zasilania do 45 V i dużych prądach 40...70 A, zależnie od wersji.

Szczegóły dotyczące maksymalnego napięcia, prądu oraz sterowania należy sprawdzić w katalogu Infineona.

Ze względów historycznych należałoby wspomnieć o sterownikach z tranzystorami bipolarnymi L298 i L293(D), które nadal jeszcze bywają używane. Jednak dziś dominują nowocześniejsze i prostsze w obsłudze scalone sterowniki z tranzystorami MOSFET.

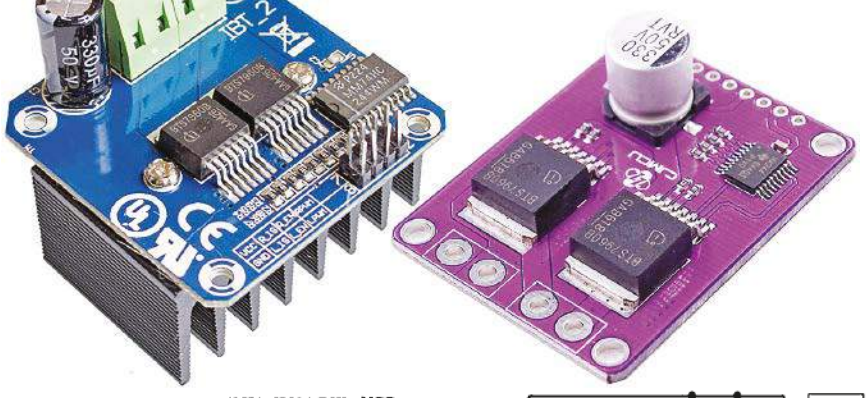
Wiele współczesnych scalonych sterowników zawiera dwa pełne mostki H, a do tego rozbudowane obwody sterujące. Znaczna część najbardziej skomplikowanych takich sterowników z dwoma mostkami *przeznaczona jest wyłącznie do sterowania silnikami krokowymi*. Dzięki nim nawet zaawansowane, tak zwane *sterowanie mikrokrokowe* okazuje się dziecinnie łatwe. Popularnymi i tanimi przykładami mogą być Allegro Micro A4988 i nieco lepszy odpowiednik TI DRV8825. Zawierają one po dwa mostki H, ale *nie nadają się do sterowania prostymi komutatorowymi silnikami prądu stałego z magnesami trwałymi (PMDC).*

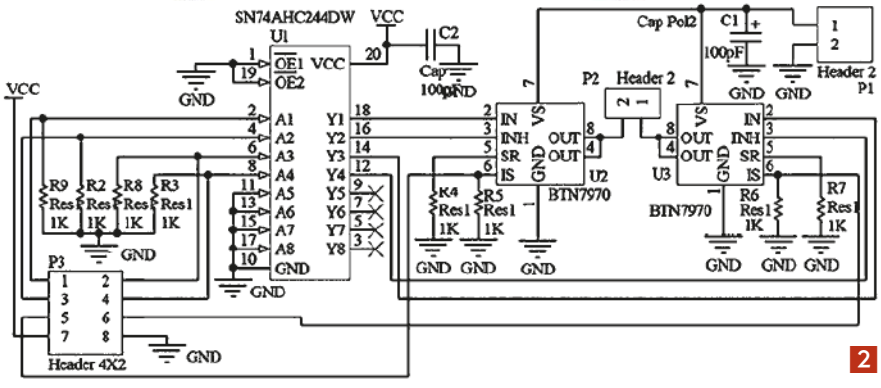
Na rynku jest też wiele układów scalonych i modułów z mostkami H, które mogą obsłużyć silniki PMDC. Budowa niektórych jest prostsza, ale nie znaczy to wcale, że każdy z czterech tranzystorów mostka ma być sterowany indywidualnie z zewnątrz. W poprzednim odcinku przekonaliśmy się, że do realizacji dwukierunkowego napędu i hamowania można wykorzystać różne równorzędne sekwencje otwierania i zamykania tranzystorów mostka. Ta różnorodność może przytłaczać, zniechęcać i tworzyć wrażenie, że wykorzystanie mostka H jest bardzo trudne.

Wprost przeciwnie! Przy realizacji scalonych sterowników z mostkiem H konstruktor zwykle rezygnuje z nadmiarowych możliwości, wybiera tylko kilka podstawowych.

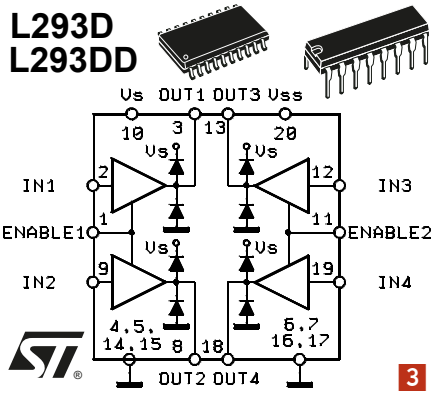
W przypadku wspomnianych wcześniej bipolarnych L298 i L293 oraz nieco nowocześniejszych, np. L6201...L6203, tranzystory „górny" i „dolny" jednej gałęzi mostka włączane są na przemian jednym sygnałem (**rysunek 3**).

1

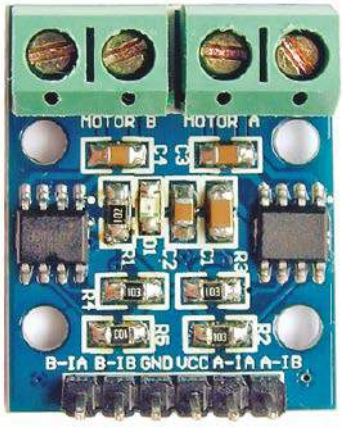




2



3

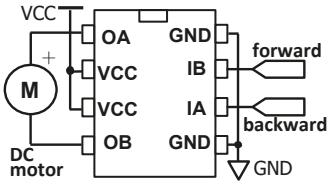


4

eprasa.pl 4f2b873bcf

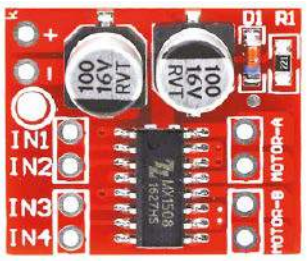
Symbol	Parameters	Range			Units
		Min	Typical	Ma x	
VCC	Supply Voltage	2.5	6	12	V
Idd	Quiescent Current	—	0	2	uA
Iin	Operating current	200	350	500	uA
IC	Continuous	750	800	850	mA
IMax	Current peak	—	1500	2000	mA

5



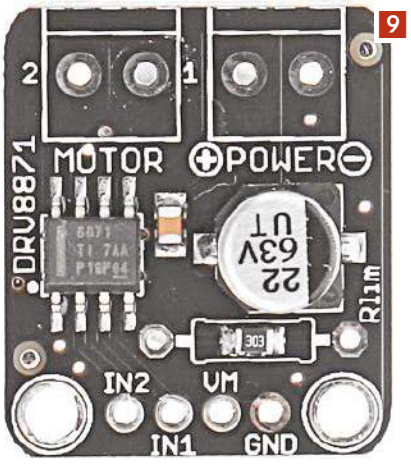
L9110

IA	IB	OA	OB
H	L	H	L
L	H	L	H
L	L	L	L
H	H	L	L







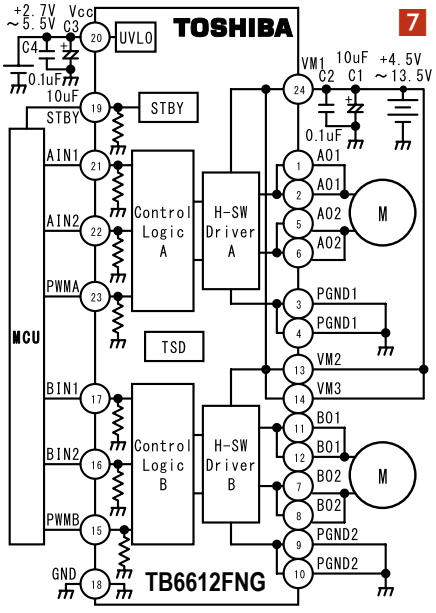


9

DC MOTOR	MODE	IN1	IN2	IN3	IN4
MOTOR-A	Forward	1/PWM	0		
	Reversion	0	1/PWM		
	Standby	0	0		
	Brake	1	1		
MOTOR-B	Forward			1/PWM	0
	Reversion			0	1/PWM
	Standby			0	0
	Brake			1	1

6

Te kostki mają dodatkowe wejście zezwalające ENABLE, które pozwala wyłączyć wszystkie tranzystory mostka. Istnieją sterowniki jeszcze prostsze. Przykładem może być ośmionóżkowy układ L9110 – **fotografia 4**.



7

Input				Output		
IN1	IN2	PWM	STBY	OUT1	OUT2	Mode
H	H	H/L	H	L	L	Short brake
L	H	H	H	L	H	CCW
		L	H	L	L	Short brake
H	L	H	H	H	L	CW
		L	H	L	L	Short brake
L	L	H	H	OFF (High impedance)		Stop
H/L	H/L	H/L	L	OFF (High impedance)		Standby

8

Jak pokazuje **rysunek 5**, nie ma możliwości wyłączenia wszystkich tranzystorów mostka, a dostępne są tylko trzy stany: obroty w lewo i w prawo oraz hamowanie „dolnymi" tranzystorami. Oczywiście wystarcza to, żeby zrealizować także regulację napędu i hamowania z wykorzystaniem impulsów PWM.

Kolejnym przykładem może być podwójny mostek MX1508 z **fotografii 6**, o prądzie około 1 A (szczytowo 2 A), maksymalnym zasilaniu silnika VDD 10 V (przy czym wejściowa logika cyfrowa zasilana jest napięciem VCC, typowo 5 V, maksymalnie 7 V i logiczne sygnały wejściowe nie mogą mieć napięcia wyższego niż VCC). Jak pokazuje **rysunek 7**, mamy tu dostępne cztery stany: przy obu wejściach w stanie niskim wszystkie tranzystory mostka są wyłączone (*Standby, Coast*). Tu też za pomocą impulsów PWM wytwarzanych przez mikroprocesor można płynnie regulować i napęd, i hamowanie.

Pokrewnym przykładem mogą być moduły z układem scalonym Toshiba TB6612FNG – przykład na **fotografii 8**. Silnik może być zasilany napięciem do 15 V, część logiczna do 6 V, ciągły prąd pracy to 1,2 A, impulsowo do 2...3,2 A, zależnie od warunków termicznych.

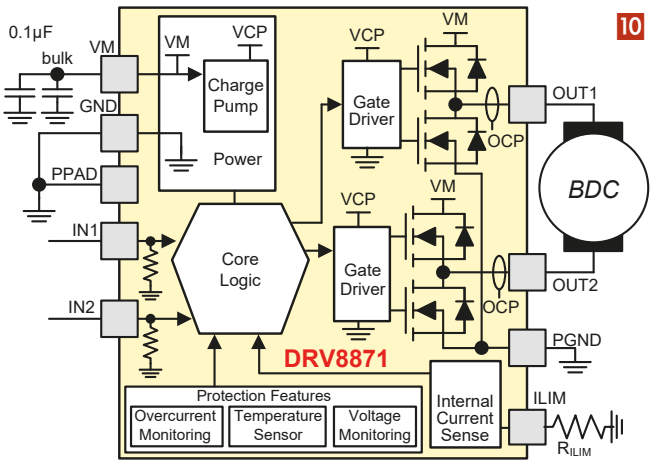
Rysunek 9 pokazuje schemat aplikacyjny. Tu także w jednej obudowie mamy dwa pełne mostki, a do sterowania każdym z nich przewidziane są trzy wejścia. **Rysunek 10** przedstawia tabelę stanów.

To są przykłady mostków najprostszych i najtańszych. Oprócz nich, na rynku dostępnych jest też wiele układów scalonych i modułów z bardziej skomplikowanymi obwodami, o większych możliwościach. Nie sposób choćby tylko wymienić najpopularniejszych.

Przykładem trochę bardziej skomplikowanego scalonego mostka w ośmionóżkowej obudowie może być TI DRV8871 o napięciu zasilania do 45 V i prądzie szczytowym do 3,6 A. Moduł z takim układem pokazany jest na **fotografii 11**. Tu także mamy dwa wejścia sterujące. Gdy na obu panuje stan niski, układ przechodzi w oszczędny stan uśpienia, a tranzystory mostka zostają wyłączone. Pojawienie się stanu wysokiego na którymś z dwóch wejść w ciągu 50 mikrosenund wybudza układ z uśpienia. **Rysunek 12** pokazuje blokowy schemat wewnętrzny. Widać tu dość rozbudowane obwody zabezpieczające. A dołączony zewnętrzny rezystor R_{LIM} pozwala ograniczyć prąd do bezpiecznej dla silnika wartości.

W następnym odcinku omówimy kolejne rozwiązania o jeszcze prostszym sposobie sterowania. ■

Piotr Górecki



10

eprasa.pl 4f2b873bcf

Silniki indukcyjne, część 3

W poprzednim odcinku omawialiśmy różne rodzaje regulacji prędkości obrotowej silników indukcyjnych. Okazało się, że podstawowym problemem jest to, że przy dużym poślizgu sprawność jest malutka, co oznacza duży pobór prądu i ogromne straty cieplne grożące przegrzaniem.

Bardzo łatwo przegrzać silnik, bowiem przy dużym poślizgu jego prąd i moc strat są 5...7 razy większe niż w warunkach nominalnych, jak pokazuje przykład z **rysunku 1**. Jeżeli jednak zmniejszamy napięcie zasilania, to zmniejszamy też obroty, zmniejszamy moment, ale także pobór prądu, a to oznacza mniejsze straty.

Możemy obroty zmniejszać znacznie, ale wtedy radykalnie zmniejsza się sprawność. Ale sprawa nie jest jasna, bowiem przy niższym napięciu straty są mniejsze niż przy nominalnym. Nasuwa się pytanie: jak przy zmniejszaniu napięcia będzie z wielkością strat cieplnych i wzrostem temperatury silnika?

Nie ma tu niestety prostej recepty. Z jednej strony duży poślizg to kilkakrotny wzrost strat. Ale przy niższym napięciu zasilania są one obniżone. Przegrzeją silnik czy nie przegrzeją?

Gdybyśmy w warunkach nominalnych zastosowali silnik przewymiarowany, większy niż trzeba, prawdopodobnie byłoby to korzystne. Zależy to jednak od kilku czynników, między innymi od zdolności rozpraszania ciepła przez silnik (który być może ma wbudowany wentylator, a wydajność wentylatora będzie maleć przy mniejszych obrotach).

W grę wchodzi szereg czynników i nie ma prostego sposobu określenia, czy bez ryzyka przegrzania obroty danego silnika w danych warunkach mogą być regulowane przez zmianę napięcia zasilania. Tym bardziej że oprócz parametrów samego silnika, ogromne znaczenie ma też obciążenie.

Charakterystyka obciążenia

Czy regulacja napięciowa silnika indukcyjnego jest możliwa, zależy głównie od mechanicznych właściwości, jakie ma jego obciążenie.

To są zagadnienia zupełnie obce dla elektroników, dlatego najpierw podejdźmy do tematu intuicyjnie i rozważmy dwa przypadki. Jeden to potężny wentylator, a drugi to przenośnik taśmowy z różnymi przekładniami. Co ważne, oba podczas normalnej pracy potrzebują silnika o takiej samej mocy, o takich samych obrotach i sile (momencie).

Nas interesuje przede wszystkim regulacja obrotów, więc zastanawiamy się, jak oba urządzenia, będące dla silnika obciążeniem, zachowają się przy małej prędkości obrotowej silnika napędzającego.

Otóż wentylator, nawet potężny, ma dobre łożyskowanie, przy bardzo małych obrotach opór powietrza jest znikomy, więc do jego poruszenia oraz do uzyskania malutkich obrotów potężnego wentylatora wystarczy malutka siła (moment). Nie mówimy o przyspieszaniu, bo to zupełnie inna kwestia, tylko o ciągłej pracy z bardzo małymi obrotami: do takiej pracy wystarczy malutka siła – malutki moment obrotowy. Aby wentylator miał większe obroty, potrzebny moment siły będzie oczywiście większy.

Zdecydowanie inaczej jest w przypadku przenośnika taśmowego z różnymi przekładniami, który ma specyficzną budowę, w którym w wielu miejscach występują opory tarcia statycznego i dynamicznego. Nie wchodząc w szczegóły, łatwo zaakceptujemy wniosek, że działanie takiego przenośnika także przy małych prędkościach wymaga sporej siły (momentu). Możemy przyjąć, że w przypadku przenośnika, ze wzrostem prędkości potrzebna siła (moment) albo rośnie niewiele, albo jest stała, niezależnie od prędkości obrotowej.

Można byłoby nawet dyskutować, czy aby przy małych prędkościach, a w szczególności by w ogóle poruszyć taki przenośnik z dużymi oporami tarcia statycznego, nie jest potrzebna większa siła (moment) niż podczas normalnej pracy z pełną prędkością.

Życiowe doświadczenie podpowiada, że różne systemy mechaniczne napędzane silnikami mają różne charakterystyki obciążenia mechanicznego. Podobnie jak różne charakterystyki „napędowe" mają różne odmiany silników elektrycznych. Także dla obciążeń warto to przedstawić graficznie jako zależność momentu od prędkości obrotowej. Tylko tu intuicja może nie wystarczyć lub całkowicie zawieść, ponieważ pojęcie momentu siły jest obce większości elektroników.

Wcześniej charakteryzując właściwości silnika, mówiliśmy przede wszystkim o prędkości obrotowej (oznaczanej **n** lub **Ω**, wyrażanej w obrotach na minutę, lub radianach na sekundę) oraz o sile, a dokładniej o momencie obrotowym (oznaczanym **M** lub **T**), a prawie nie wspominaliśmy o mocy (**P**), które to pojęcie jako elektronicy dość dobrze czujemy.

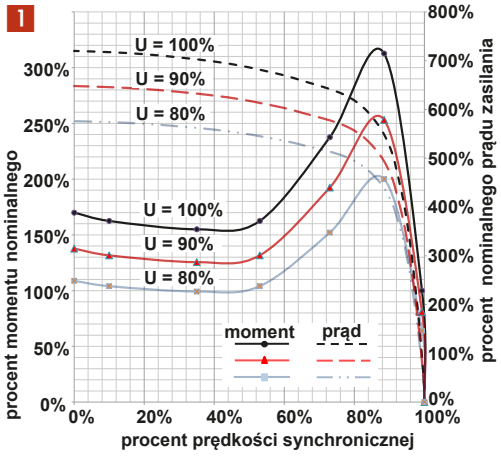
Trzeba uzupełnić wiedzę: otóż zależność między mocą i momentem obrotowym jest dziecinnie prosta. Moment obrotowy **M** to siła w ruchu obrotowym, związana z tzw. ramieniem, dlatego moment wyrażamy nie w niutonach, tylko niutonometrach [Nm]. A moc uzyskujemy z pomnożenia momentu i prędkości obrotowej:

P [W] = M [Nm] * Ω [rad/s]

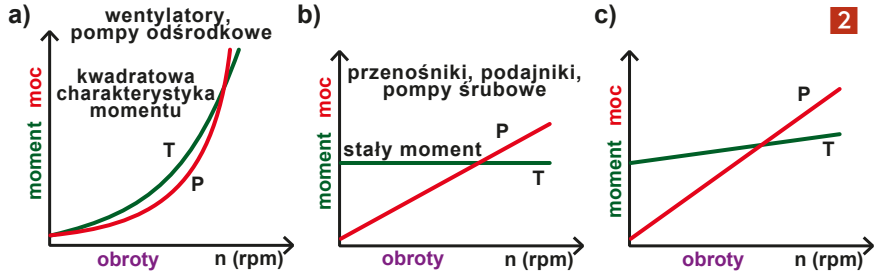
Wiedząc to, możemy wrócić do wentylatora i przenośnika taśmowego.

W przypadku wentylatorów oraz pomp odśrodkowych okazuje się, że potrzebny moment rośnie, ale nie liniowo, tylko jest wprost

1



2



eprasa.pl 4f2b873bcf

proporcjonalny do kwadratu prędkości obrotowej. Możemy mówić, że charakterystyka momentu w funkcji prędkości obrotowej jest funkcją kwadratową ($y=x^2$). A jeżeli moc jest iloczynem momentu i prędkości obrotowej, to moc potrzebna do pracy wentylatora rośnie z trzecią potęgą prędkości obrotowej. Można to zaznaczyć na wykresie, jak pokazuje **rysunek 2a**. Możemy też przyjąć, co jest bliskie prawdy, że przenośnik taśmowy, niezależnie od prędkości, wymaga tej samej siły – momentu. Teraz już intuicja się nie buntuje: moment jest stały, ale moc rośnie proporcjonalnie do prędkości obrotowej, czyli rośnie liniowo. I taką charakterystykę obciążenia możemy przedstawić jak na **rysunku 2b**. Chyba jeszcze bardziej zgodna z intuicją byłaby charakterystyka według **rysunku 2c**, gdzie potrzebny moment lekko rośnie ze wzrostem prędkości.

W rzeczywistości charakterystyki obciążenia mogą mieć jeszcze inny charakter. I tak wstępne opory tarcia i inne mogą powodować, że przy małych obrotach potrzebna jest większa siła, a przy większych obrotach potrzebny moment jest mniejszy. Przykładowa charakterystyka takiego obciążenia przedstawiona jest na **rysunku 3a**. Potrzebna siła może niewiele rosnąć lub maleć, co ilustruje **rysunek 3b**. Można sobie wyobrazić obciążenie mechaniczne, które wymaga stałej mocy. Charakterystyka wyglądałaby mniej więcej jak na **rysunku 3c**. Takich obciążeń nie ma, bo przy zerowych obrotach wymagany moment byłby nieskończenie wielki, jednak istnieją systemy mechaniczne, które do pewnej prędkości obrotowej wymagają stałego momentu (stałej siły), a powyżej pewnej prędkości – stałej mocy. Charakterystyka takiego obciążenia wygląda jak na **rysunku 3d**.

W praktyce mamy do czynienia z jeszcze innymi charakterystykami obciążenia mechanicznego, ale nas interesuje możliwość napięciowej regulacji prędkości silników indukcyjnych, do czego zbadania potrzebne będą charakterystyki z rysunku 2a i 2b. Trzeba też pamiętać, że silniki indukcyjne mogą mieć różne charakterystyki. Niektóre przykłady kształtu charakterystyk podane są na **rysunku 4**.

Teraz zastanowimy się, co wynika z zestawienia charakterystyk silnika z charakterystykami różnych obciążeń. Współpracę przenośnika o stałym momencie ilustruje **rysunek 5**. Charakterystyka obciążenia przecina niektóre charakterystyki silnika w dwóch punktach i to zwiastuje problemy. Przy obniżonym napięciu silnik nie ruszy, a nawet gdyby ruszył i najpierw pracował z pełną prędkością, a potem obniżone napięcie by tę prędkość zmniejszyło, zawsze istnieje ryzyko, że silnik nieco zwolni, „przeskoczy garb" i się zatrzyma.

Jeszcze gorzej byłoby z silnikiem o charakterystyce „z siodłem". A są takie silniki, zarówno trójfazowe, jak i jednofazowe. Główny problem w sytuacji z **rysunku 6** w tym, że charakterystyki silnika są „garbate" i przy niektórych napięciach zasilania mamy aż trzy punkty wspólne, co daje dwa możliwe stabilne punkty pracy. To niechybnie zwiastuje kłopoty i niestabilność przy regulacji silnika.

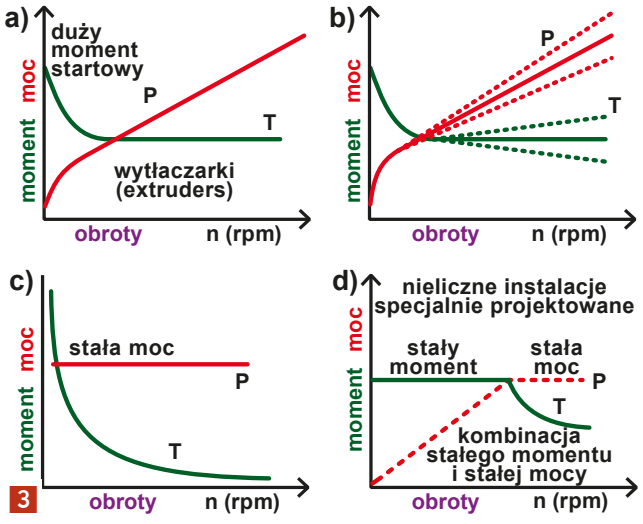
Problemu tego nie ma w przypadku obciążenia o kwadratowej charakterystyce (wentylator, pompa odśrodkowa). Jak pokazuje **rysunek 7**, charakterystyka obciążenia przecina charakterystyki silnika zawsze w jednym punkcie – tu kłopotów nie będzie.

Druga kluczowa sprawa to moc. W przypadku wentylatora (rysunek 7) przy połowie prędkości synchronicznej potrzebna moc to kilkanaście procent mocy maksymalnej i nawet jeśli moc strat będzie wtedy duża, w sumie straty będą niezbyt duże i najprawdopodobniej silnik się nie przegrzeje. Przy innym obciążeniu (rysunki 5, 6) przy prędkości 50% synchronicznej potrzebna moc jest mniej więcej połową mocy maksymalnej. Zgodnie z informacjami z poprzedniego odcinka, przy poślizgu 50% da to ogromną moc strat w silniku, który prawdopodobnie się przegrzeje.

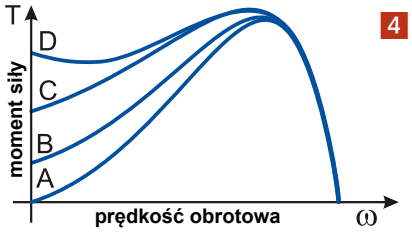
Poprzedni i bieżący odcinek pokazały, że ogólnie biorąc, ***napięciowa regulacja jednofazowych silników indukcyjnych o większej mocy jest ryzykowna***, niemniej ***bez większych obaw można napięciowo regulować prędkość silników małej mocy w wentylatorach***.

Można to robić na różne sposoby. W praktyce taki sposób regulacji stosuje się tylko w silnikach jednofazowych i w następnym odcinku omówimy ich rodzaje i specyfikę. ■

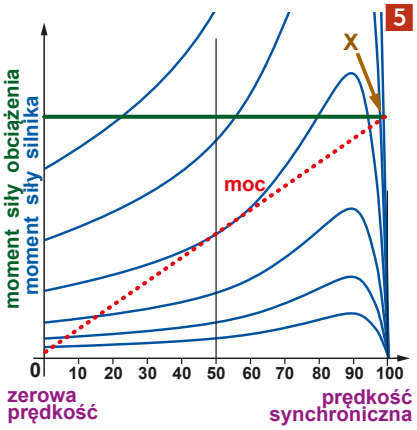
Piotr Górecki



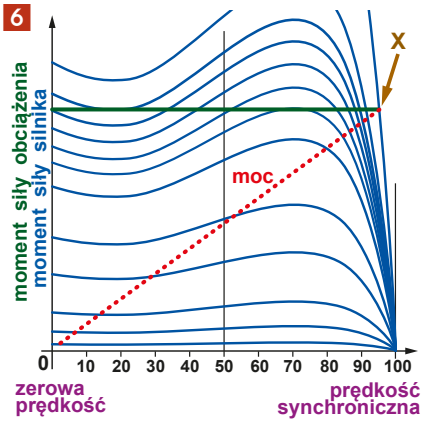
3



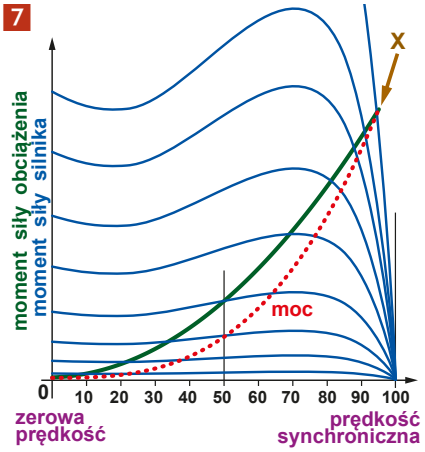
4



5

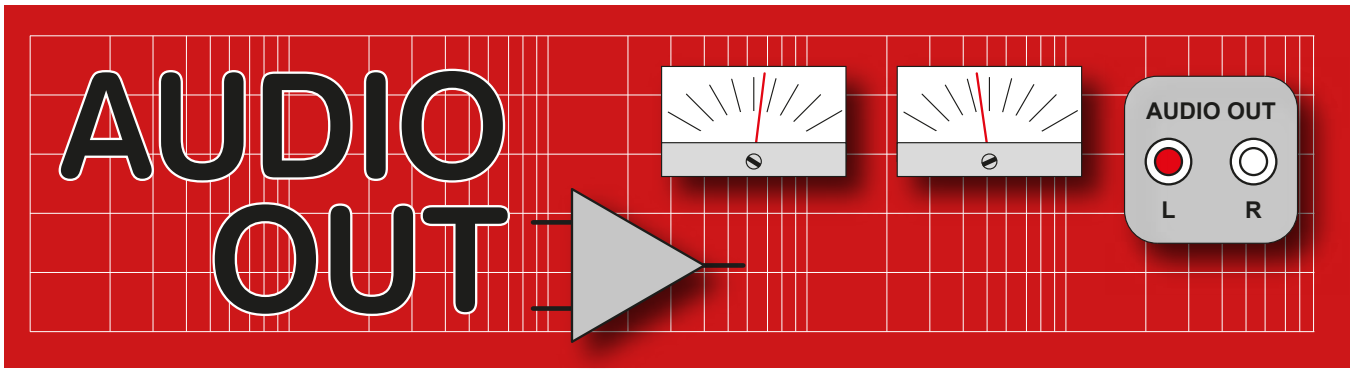


6



7

eprasa.pl 4f2b873bcf

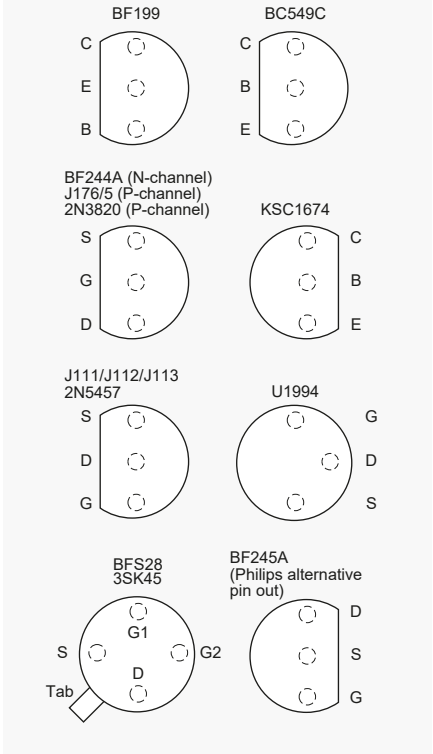


Theremin, część 2

W części pierwszej projektu budowy naszego Theremina przedstawiliśmy podstawy konstrukcji i działania tego instrumentu. W części drugiej omówimy naszą pierwszą płytkę i dobór elementów.

Opcje tranzystorów

Właściwy dobór komponentów jest oczywiście ważny w każdym projekcie, lecz Thereminy są szczególnie wrażliwe pod tym względem. Przedstawię więc kilka ważnych porad. Zacznijmy od tranzystorów. Standardowe tranzystory o wysokim wzmocnieniu i niskiej częstotliwości, takie jak BC549C, użyte w oscylatorach theremina mogą powodować tak zwany „squegging" (niepożądany odgłos „pierdzenia" o niskiej częstotliwości).



Rysunek 15. Widok z góry pinów tranzystorów użytych w budowie układu wysokich tonów Theremina.

Lepszym wyborem jest użycie tranzystora RF o niskim H_{fe} wynoszącym około 50, takiego jak BF199, BF495, BF195, KSP10TA lub KSC1674YBU. Pozwalają one również na łatwiejsze strojenie, zwłaszcza typy o zmiennym wzmocnieniu stosowane we wzmacniaczach pośredniej częstotliwości (IF) z AGC (automatyczna kontrola wzmocnienia) w radiach AM. Tranzystory te stają się jednak trudne do zdobycia. BF199 został obecnie wycofany z produkcji, ale udało mi się kupić kilka lat temu sporą paczkę w Farnellu. Są one nadal dostępne w Technobots (www.technobotsonline.com) i u wielu sprzedających na eBay. Mouser ma z kolei duże zapasy KSC1674. Zauważ, że płytka drukowana (patrz **rysunek 19**) jest przystosowana do różnych wyprowadzeń tranzystorów oscylatora. Na przykład, seria BFxxx i KSP10TA posiadają emiter pośrodku. Pozostałe miejsca na płytce dla tranzystorów są przeznaczone dla elementów z bazą pośrodku, takich jak BC182B. Kluczową sprawą jest to, że należy użyć tylko pary TR1 i TR2 lub pary TR5 i TR6, a nie wszystkich czterech na raz – zwróć uwagę na dopisek o opcjach tranzystorów na liście elementów składowych płytki wysokości tonów. Zauważ również, że KSC1674 posiada bazę pośrodku, jednak kolektor i emiter są zamienione miejscami, więc jeśli używasz tego modelu w roli TR1 i TR2 to pamiętaj, że kształt 'D' (kształt obudowy tranzystora z góry) na PCB musi być 'obrócony' o 180°. Wygodnym aspektem tej konstrukcji jest to, że oscylatory, poza anteną, są w zasadzie takie same i mają tendencję do wspólnego dryfowania termicznego. Dla buforów FET, prawie każdy model z kanałem typu N będzie odpowiedni, taki jak BF244A, 2N5458, lub J113. Płytka drukowana jest przygotowana dla elementów z bramką po środku. Ponieważ JFET-y są symetryczne względem źródła i drenu, te dwa piny można bez problemu zamienić. W przypadku zastosowania „niepewnego" FET-a warto sprawdzić wyjście za pomocą oscyloskopu. Jeśli charakterystyka jest obcięta, to trzeba będzie dołożyć rezystor źródłowy 3,9 kΩ. JFETy do montażu przewlekanego stają się również trudne do zdobycia. Zauważyłem, że Mouser ma ogromne zapasy J113 i J176, więc kupiłem 1000 sztuk za mniej niż 12 pensów za sztukę, aby być zabezpieczonym. (Kupiłem też ostatnie sztuki Tayda BF244 – eBay jest zawsze twoim przyjacielem!). Szczegóły wyprowadzeń wszystkich proponowanych elementów są pokazane na **rysunku 15**.

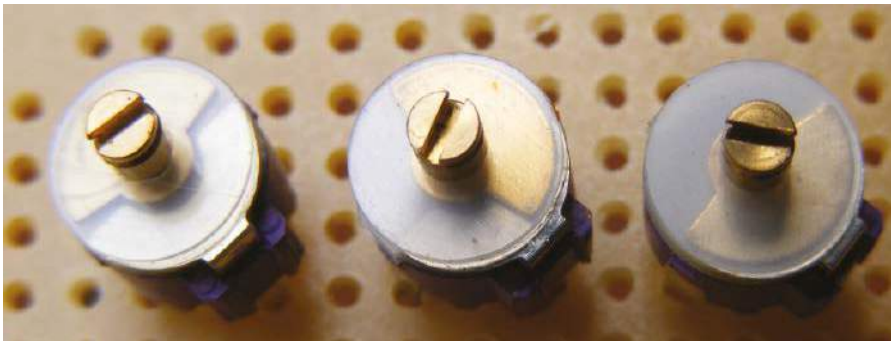


Rysunek 16. Tanie trymery ceramiczne, takie jak ten firmy Murata, nie są zbyt stabilne pracując w obwodach Theremina.

Krytyczne kondensatory

Jedynymi krytycznymi kondensatorami są kondensatory paddera (C5 i C11) oraz sprzężenia zwrotnego (C6, C7 i C12, C13) używane w oscylatorach. To nie tolerancja jest krytyczna, bo ta jest zdominowana przez cewki, i może wynosić ±10%. Najistotniejszy jest ich

eprasa.pl 4f2b873bcf



Rysunek 17. Trymery foliowe zapewniają odpowiednią stabilność i łatwo zaobserwować położenie płytek. Od lewej do prawej – minimalna pojemność, połowa pojemności i pełna pojemność.

dryf temperaturowy. Kondensatory te powinny być ceramiczne o zerowym współczynniku temperaturowym (NP0/C0G), lub ceramiczne, polistyrenowe lub polipropylenowe o łagodnie ujemnym współczynniku temperaturowym (na przykład –330 ppm/°C). Cewki i anteny metalowe mają dodatni współczynnik temperaturowy, który w pewnym stopniu można zniwelować. W roli kondensatorów o stosunkowo dużej wartości 10 nF (C12 i C13) używam kondensatorów ceramicznych TDK NP0 z Mousera. Kondensatory odsprzęgające oscylatora C2 i C8 muszą mieć niski ESR, więc najbardziej efektywne są kondensatory aluminiowe z polimerem, takie jak Nichicon, Wurth i seria Oscon firmy Panasonic. Kondensatory tantalowe mają zazwyczaj zbyt wysoki ESR, chyba że są specjalnie zaprojektowane, a mokre elektrolityki aluminiowe nie będą skuteczne przy wysokich częstotliwościach. Co ciekawe, kondensatory te oraz C10 muszą mieć znacznie większą wartość niż sugerowałyby to wysokie częstotliwości, typowo wynoszą bowiem 10 µF, ze względu na niskie częstotliwości sygnałów generowanych przez Thereminy. Kondensatory stroikowe są bardzo ważne w naszej konstrukcji. Tanie ceramiczne, takie jak ten pokazany na **rysunku 16** mają tendencję do niestabilności. Znacznie lepsze są starsze, foliowe elementy Mullarda, Philipsa, BC, które pokazano na **rysunku 17**. Niestety są one obecnie produkowane tylko przez firmę Vishay, która agresywną polityką akwizycji i podnoszenia cen zagarnia rynek elementów pasywnych. Nawet w Mouserze kosztują one teraz po kilka funtów za sztukę. Na szczęście John Birkett ma spore zapasy po około 30 pensów, więc zakupiłem kilka tysięcy sztuk, aby zapewnić sobie rezerwy. Ostatecznie być może będę musiał przejść na regulowane indukcyjności, takie jak transformatory IF firmy Xicon, ale wraz z upadkiem radia AM staną się one również trudne do zdobycia. Jestem przyzwyczajony do problemów z elementami w branży analogowego audio, ponieważ często jestem proszony o naprawę lub modyfikację sprzętu studyjnego, którego typowa żywotność wynosi 30 lat lub więcej. Kiedy jednak cena jakiegoś elementu idzie w górę, szybko pojawia się tania chińska kopia, jak na przykład niebieskie rezystory trymerowe w stylu „Bournsa".

Indukcyjności

Zaskakująco, cewki indukcyjne stanowią znacznie mniejszy problem niż kiedyś, kiedy to pozbywałem się ich z układów. Tayda i Mouser mają pełen zakres wartości, podobnie jak rezystory. Używałem elementów firm TDK, Bourns, Taiyo Yuden i Sigma z dobrymi wynikami. Jako ogólną zasadę należy przyjąć, że im niższa pojemność pasożytnicza i wyższa częstotliwość autorezonansu tym lepiej. Ten aspekt jest najbardziej krytyczny dla cewek ładujących (L1, L2) na płytce wysokich tonów i L2 na płytce głośności. Rezystancja szeregowa może być stosunkowo duża, więc nie ma potrzeby kupowania drogich cewek przeznaczonych dla zasilaczy impulsowych.

Strojenie Theremina

Przezroczyste plastikowo-filmowe kondensatory stroikowe dają wyraźną informację o położeniu ruchomych płytek. Rysunek 17 pokazuje (od lewej do prawej) trymer przy maksymalnej pojemności z całkowicie zazębionymi płytkami, następnie zazębionych w połowie i wreszcie przy minimalnej pojemności. Idealnie jest, gdy trymer jest w połowie drogi podczas strojenia, ponieważ mamy wtedy pewną swobodę regulacji w obu kierunkach. Jeśli trymer jest za bardzo przesunięty w jedną stronę, to konieczna będzie regulacja powiązanego z nim kondensatora paddera. Należy pamiętać, że kondensatory te mają stronę „masową", którymi są ruchome płytki podłączone do mosiężnej śruby. Płytki stojana są 'pod napięciem' (środkowy wystający pin, który powinien iść do zasilanej części obwodu). Dzięki temu regulacja jest łatwiejsza przy użyciu metalowego śrubokręta (co ciekawe, amerykański symbol kondensatorów wprowadza to rozróżnienie, przy czym zakrzywiona płytka to masa). Cewki

Wykaz elementów:

Rezystory: (wszystkie 0,25 W, 5% węglowe)
R1: 820 Ω tylko dla płytki wysokich tonów lub 430 Ω do zasilania układu VCA i płytek głośności dla kompletnego Theremina z części 3.
R2, R5: 39 kΩ
R3, R6: 4,7 kΩ
R4: 560 Ω
R7: 2,7 MΩ
R8: 1 MΩ
R9: 2,7 kΩ
R10, R19, R20: 47 kΩ
R11: 6,8 kΩ
R12: 100 kΩ
R13: 68 kΩ
R14, R15: 2,2 MΩ
R16: 3,9 kΩ
R17: 100 Ω
R18: 470 kΩ
R21, R22: 82 kΩ
R23: 2,2 kΩ
VR1: 47 kΩ potencjometr (liniowy)

Kondensatory: (wszystkie o rastrze wyprowadzeń 5 mm, wszystkie 10 V lub więcej)
C1: 10 µF elektrolityczny
C2, C8: 10 µF low-ESR polimerowe lub tantalowe, np. Nichicon RNU1A100MDS1 Mouser
C3, C9: 10 nF X7R ceramiczne
C4: 120 pF 5% NP0/C0G ceramiczne (nie ma na schemacie, ale użyj!)
C5: 33 pF 5% NP0/C0G ceramiczny
C6, C12: 100 pF 5% NP0/C0G ceramiczny
C7, C13: 10 nF 5% NP0/C0G ceramiczny TDK FG28C0G1H103JNT6 z Mousera lub Wima polipropylen/polistyren
C11: 82 pF 5% NP0/C0G ceramiczny
C14, C16, C18, C19: 1 nF X7R ceramiczny
C10: 1 µF tantalowy lub Y5V ceramiczny
C15: 2,2 µF tantalowy
C17: 3–40 pF foliowy kondensator stroikowy – trymer Vishay/Philips/Mullard BFC2 808 11409 fioletowy korpus 7,5 mm nieprodukowany (dostępny u autora) lub zielony wierzchołek/szary korpus 10 mm BFC2 808 31409 dostępny w Birkett (tani) lub na Mouserze (bardzo drogi).

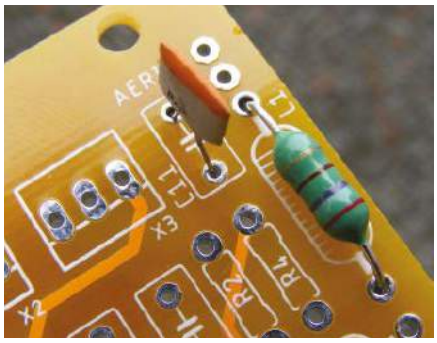
Cewki:
L1, L2: 270 µH Bourns 77F271J-TRRC osiowe (Mouser) lub ferrytowy koralik TDK 5mm (od autora)
L3, L4: 100 µH Bourns 78F101J-RC Mouser lub Taiyo Yuden LA L 03TB 101K

Półprzewodniki:
TR1 i TR2: tranzystory RF z bazą po środku, np. 2SC1674 lub użyj elementów TR6 i TR5 dla urządzeń z emiterem pośrodku: BF199.
TR3: BC549C tranzystor NPN audio o wysokim wzmocnieniu lub podobny
TR4: BF244A JFET z kanałem typu n lub podobny
D1: BZY88C6V2 6,2 V dioda Zenera
D2: 1N4148

Hardware:
- PCB – pliki EagleCAD płytek są dostępne za darmo ze strony *Practical Electronics*. Pełny zestaw PCB będzie dostępny po ukazaniu się kolejnego odcinka.
- Anteny wykonane są z 8 mm rurek ze Screwfix, numer części 48486, 3 kawałki, cena 9,99 funta
- Odlewana obudowa pochodzi z Hammond Mfg, Part 1550G, kosztuje około 18 funtów w Mouserze: 546- 1550G. Jest też dostępna czarna za 20 funtów, oznaczenie elementu: 1550GBK. Możesz też użyć obudowy drewnianej lub plastikowej.

Inne:
3-pinowe, 0,1-calowe złącza Molex – wtyki, obudowy i piny (4 sztuki)
Narzędziem używanym do regulacji pojemności Theremina jest Bourns H-90 – dostępny w Mouserze

eprasa.pl 4f2b873bcf



Rysunek 18. Umieszczenie kondensatora C11 obok cewki powodowało blokowanie, a w konsekwencji ostry dźwięk. Niezbędne okazało się przeprojektowanie płytki.

i kondensatory mają 5% tolerancji, co oznacza, że w najgorszym przypadku różnica między oscylatorami wyniesie 20%, nie uwzględniając dodatkowych czynników. Przy 1 MHz dźwięk może być więc przesunięty o 200 kHz. W sprzęcie z theremin.co.uk unikamy tego, używając zawsze cewek z sąsiednich pozycji z rolki produkcyjnej. Jeśli chcesz przetestować płytki Theremina bez anteny, tymczasowe wlutowanie kondensatorów 22 pF w poprzek trymera umożliwi jego dostrojenie. Pamiętaj, aby podczas sprawdzania oscylatorów za pomocą oscyloskopu ustawić sondę na ×10, aby zminimalizować jej pojemność. Napięcie może być dość wysokie, często wyższe od napięcia zasilania, co jest cechą charakterystyczną obwodów obciążonych indukcyjnie.

Lista elementów płytki

Produkuję wiele Thereminów, więc posiadam spory zapas części – mogę podzielić się tymi wszystkimi dziwnymi częściami w rozsądnej cenie. Kontakt poprzez mail: jacob.rothman@homecall.co.uk. Nie daj się złapać przez „antykwariuszy" na eBayu. Ja korzystam z usług sklepu Johna Birketta, którego bardzo polecam. Prowadzi on sklep z historycznymi elementami i urządzeniami analogowymi, w którym można zaopatrzyć się w niezbędne elementy, w tym trymery. W rzeczywistości są tak 'historyczni' i 'analogowi', że nie posiadają maila. Adres tradycyjny to:

25 The Strait
Lincoln
LN2 1JF
tel. 01522 520767

Uwagi dotyczące płytki drukowanej

Jeśli projektujesz układ, który może wykrywać minimalne zmiany w pojemności, to możesz się spodziewać, że płytka drukowana będzie elementem krytycznym. Stosuje się więc typowe techniki projektowania układów RF, takie jak umieszczenie cewek w jak największej odległości od siebie i pod odpowiednim kątem, aby zminimalizować sprzężenie magnetyczne – co jest szczególnie ważne dla zminimalizowania blokowania. Zwróć uwagę, że dwie cewki oscylatora znajdują się na przeciwległych rogach płytki. Również pętle prądowe, takie jak od oscylatora do jego kondensatora odsprzęgającego, muszą być jak najkrótsze. Pomaga również umieszczenie powierzchni masy na płytce w celu zminimalizowania sprzężenia elektrostatycznego. Należy ją jednak trzymać z dala od złączy antenowych, ponieważ cały sens pracy urządzenia polega na wykrywaniu pojemności względem ziemi. Ponadto, nie powinno być żadnego przewodnika w pobliżu cewek, ponieważ obniży to Q – podobnie jak zwarcie w transformatorze. Istotne jest również, aby oddzielić od siebie wrażliwe elementy. Na przykład na płytce wysokich tonów, cewka ładująca antenę (L1) nie może być umieszczona w pobliżu kondensatora oscylatora stałego, C11. Musiałem zezłomować pierwszą wersję płytki, ponieważ C11 promieniował na L1 (patrz **rysunek 18**) powodując przedwczesne blokowanie. Przeniesienie C11 w pobliże związanej z nim cewki (L4) naprawiło problem. Układ płytki wysokich tonów pokazany jest na **rysunku 19**. Zwróć uwagę, że kondensator izolacyjny DC został dołączony do złącza antenowego. Znajduje się on na płytce drukowanej, ale nie ma go na schemacie z zeszłego odcinka (rysunek 5).

W kolejnym odcinku

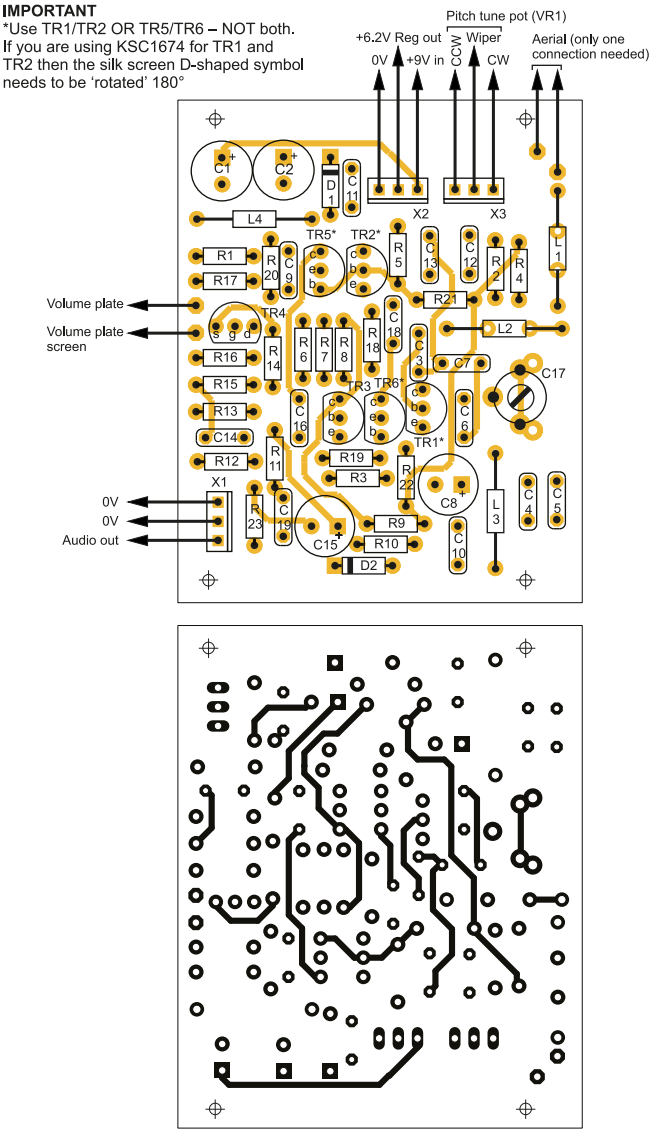
W kolejnej części przyjrzymy się pojemnościowym regulatorom głośności oraz kolejnym elementom systemu, z których można zbudować kompletny Theremin. ■

Jake Rothman

Bibliografia:

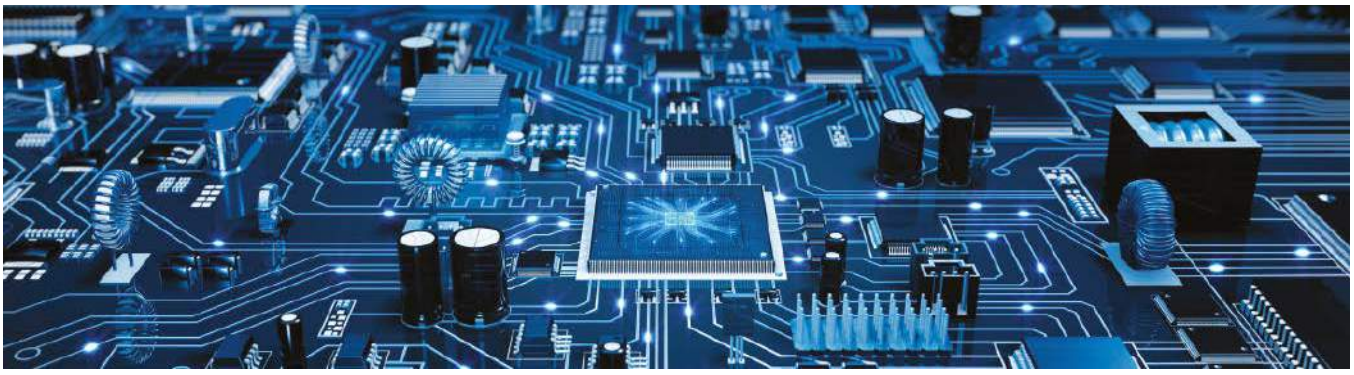
- *Integrated Circuits and Transistor Gadgets Construction Book* autorstwa BB Babani, 1974 nr 203.
- Streszczenie życia Theremina można znaleźć w numerze 21 magazynu *Electronic Sound* autorstwa Roberta Webba.
- Jeśli potrzebujesz więcej, polecamy biografię Leona Theremina autorstwa Alberta Glinsky'ego: *Theremin: Ether Music and Espionage*.

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



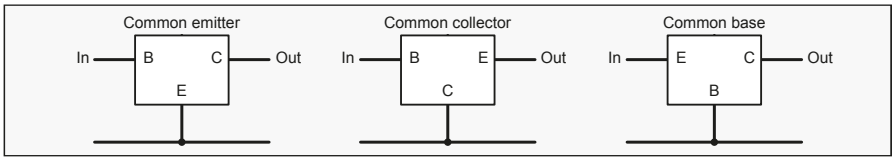
Rysunek 19. Płytka drukowana układu wysokich tonów – pokazano tylko ścieżki po stronie komponentów. Zwróć uwagę na podwójne kontury dla tranzystorów oscylatora. Pozycje TR5 i TR6 przeznaczone są dla tranzystorów serii BF z emiterem po środku, a TR2 i TR1 są dla tranzystorów z kolektorem u góry i bazą po środku. Zdjęcie płytki znajduje się na rysunku 5 w pierwszym odcinku serii.

eprasa.pl 4f2b873bcf



Zrozumieć tranzystory bipolarne, część 2

W poprzedniej części, w odpowiedzi na starsze i nowsze zapytania na forum EEWeb, rozpoczęliśmy analizę możliwych konfiguracji pracy tranzystorów bipolarnych – o wspólnym emiterze, o wspólnej bazie i o wspólnym kolektorze. Są to trzy architektury układów, w których używane są tranzystory i na których opierają się między innymi wzmacniacze. W tym miesiącu przyjrzymy się szczegółowo wzmacniaczowi ze wspólnym emiterem, ale nasze rozważania na temat podstaw polaryzacji tranzystorów i wykorzystania modeli do analizy obwodów będą odnosić się do pracy we wszystkich konfiguracjach.

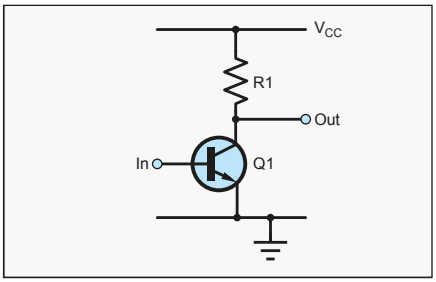


Rysunek 1. Konfiguracje tranzystorów – dotyczą one zarówno tranzystorów NPN, jak i PNP. Rzeczywiste układy wymagają dodatkowych elementów.

Podstawowe koncepcje konfiguracji tranzystorów są przedstawione na **rysunku 1**. Nie są to dokładne schematy obwodów, a jedynie ilustracje ustawienia wyprowadzeń tranzystora w obwodach każdego typu i odnoszą się zarówno do tranzystorów NPN jak i PNP.

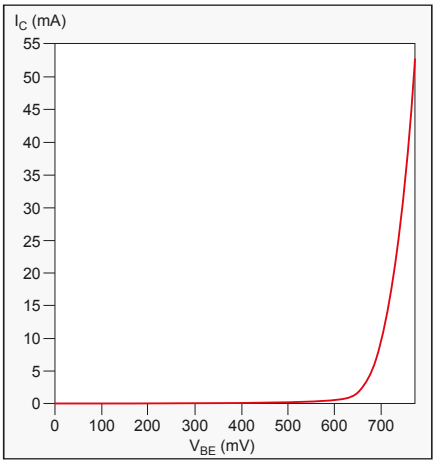
Wspólny emiter

Najbardziej elementarna implementacja wzmacniacza oparta na tranzystorze NPN w konfiguracji ze wspólnym emiterem jest pokazana na **rysunku 2**. Wykorzystuje ona architekturę przedstawioną na rysunku 1 z dodanym rezystorem (R1) między kolektorem a zasilaniem. Połączenie z zasilaniem jest niezbędne – wzmacniacze wykorzystują bowiem energię ze źródła zasilania, aby wytworzyć sygnały wyjściowe o większej mocy niż ich sygnał wejściowy. Rezystor kolektorowy zamienia również zmienny prąd kolektora (z wyjścia tranzystora) na zmienne napięcie kolektora. Mówiąc dokładniej, zmiana napięcia wejściowego, równego V_{BE} tranzystora, spowoduje zmianę prądu kolektora (I_C), co z kolei spowoduje zmianę spadku napięcia na R_1, a więc zmianę napięcia wyjściowego. W poprzedniej części omówiliśmy teorię działania tranzystorów oraz modele wykorzystywane w obliczeniach, symulacjach i projektowaniu obwodów. Omówiliśmy uproszczony model Ebersa-Molla dla tranzystora oraz zależność między prądem emitera a napięciem baza-emiter:



Rysunek 2. Prosty wzmacniacz w układzie wspólnego emitera.

$$I_E = I_{ES}\left[\exp\left(\frac{V_{BE}}{V_T}\right) - 1\right]$$



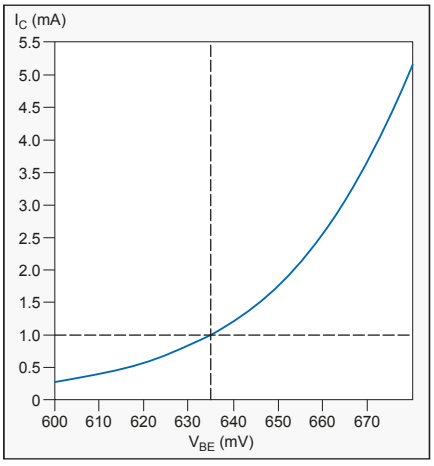
Rysunek 3. Typowa charakterystyka tranzystora – prąd kolektora w funkcji napięcia baza-emiter.

V_T jest napięciem termicznym, które często pojawia się w równaniach półprzewodników i w temperaturze pokojowej (20°C) ma ono wartość około 25 mV. I_{ES} to z kolei prąd nasycenia złącza baza-emiter – parametr specyficzny dla danego tranzystora.

Zależność wykładnicza

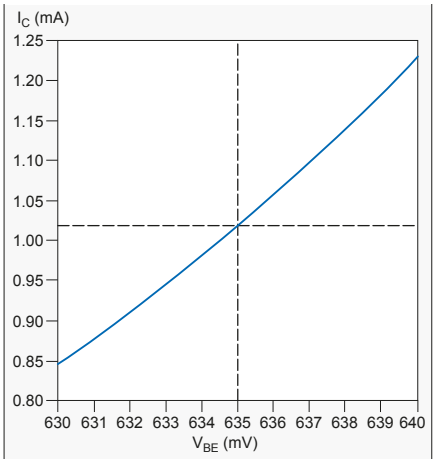
Z równania prądu emitera wynika, że zależność między napięciem bazy-emitera a prądem kolektora jest wykładnicza – to pojęcie ma oczywiście określoną definicję matematyczną, ale nawet w języku potocznym jest

eprasa.pl 4f2b873bcf



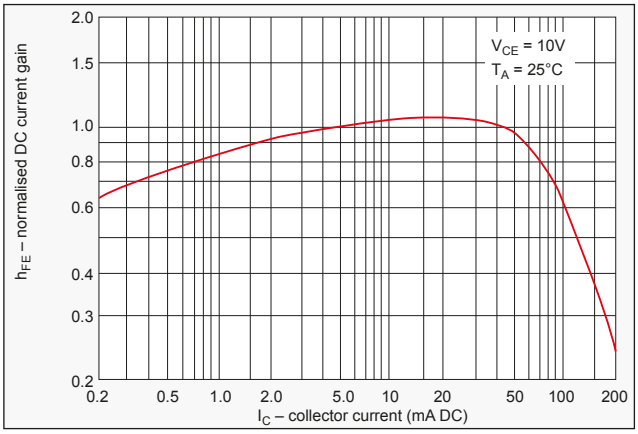
Rysunek 4. Powiększenie fragmentu charakterystyki z rysunku 3.

dobrze znane i oznacza coś w rodzaju wzrostu „coraz szybciej i szybciej". Im bardziej zwiększamy V_{BE}, tym większy wpływ na prąd kolektora będzie miało dalsze zwiększanie wartości tego napięcia. Widać to na **rysunku 3**, który jest wykresem prądu kolektora (I_C) w zależności od napięcia baza-emiter (V_{BE}) dla typowego tranzystora ogólnego przeznaczenia (BC547B). Prąd kolektora jest niewielki, dopóki V_{BE} nie osiągnie około 0,6 V, po czym I_C gwałtownie wzrasta, a krzywa staje się coraz bardziej stroma w miarę wzrostu V_{BE}. To właśnie kształt krzywej na rysunku 3 prowadzi do znanego poglądu, że tranzystor „włącza się" przy V_{BE} powyżej 0,7 V. Jest to tylko przybliżenie, a tranzystory powszechnie pracują z V_{BE} w zakresie od 0,6 V do 0,7 V we wzmacniaczach ogólnego przeznaczenia o mniejszej mocy. Na **rysunku 4** pokazano niewielki fragment tej samej krzywej z rysunku 3, co ułatwia dokładniejsze odczytanie wartości. Patrząc na cały wykres na rysunku 4 widzimy, że zwiększenie napięcia bazy emitera z 0,60 V do 0,68 V, czyli zmiana zaledwie o 13% (×1,13), powoduje prawie 20-krotny (×20) wzrost prądu



Rysunek 5. Charakterystyka z rysunku 4 w pobliżu napięcia polaryzacji V_{BE}=0,635 V.

kolektora. Tak więc bardzo małe zmiany napięcia wejściowego w układzie z rysunku 2 mogą powodować stosunkowo duże zmiany prądu kolektora, a co za tym idzie stosunkowo duże zmiany spadku napięcia na R_1 – czyli w konsekwencji duże zmiany napięcia wyjściowego. W ten sposób układ działa jak wzmacniacz napięcia o potencjalnie dużym wzmocnieniu. Z rysunków 3 i 4 wynika, że wzrost napięcia wejściowego powoduje wzrost prądu kolektora (I_C), a więc i prądu płynącego przez rezystor R_1 z rysunku 2. Prawo Ohma mówi nam, że spowoduje to wzrost napięcia na R_1. Ponieważ R_1 jest podłączony do (dodatniego) napięcia zasilania (V_{CC}), zwiększenie napięcia na R_1 powoduje zmniejszenie napięcia wyjściowego, czyli $V_{OUT}=V_{CC}-I_CR_1$. Układ z rysunku 2 jest więc wzmacniaczem odwracającym.

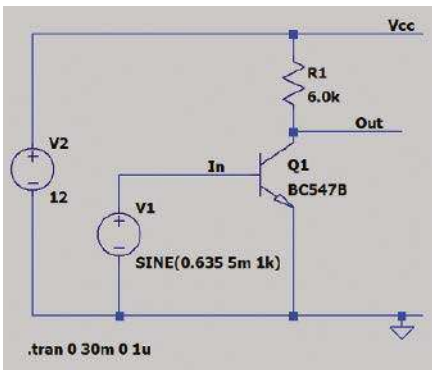


Rysunek 6. Zależność wzmocnienia prądowego od prądu kolektora dla tranzystora BC547 (z karty katalogowej ON Semiconductor, onsemi.com).

Polaryzacja i punkt pracy

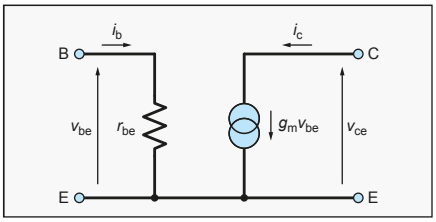
Dla typowego wzmacniacza AC oczekujemy, że sygnał wejściowy będzie się zmieniał wokół 0 V (będzie to czysty prąd przemienny). Patrząc na rysunek 4, widzimy, że jeśli sygnał nie będzie dużo większy niż 0,6 V, prąd kolektora będzie bardzo mały, a wartość V_{OUT} pozostanie blisko napięcia zasilania. To prowadzi nas do ważnych pojęć: polaryzacji i punktu pracy. Jeśli do sygnału wejściowego AC dodamy stałe napięcie (zwane polaryzacją), to możemy sprawić, że sygnał ten będzie powodował zmiany prądu kolektora wokół dowolnego punktu na krzywej na rysunku 3 (zwanego „punktem pracy"). W poprzedniej części wspomnieliśmy o punktach pracy w kontekście tworzenia uproszczonych, małosygnałowych modeli, które są łatwiejsze do wykorzystania w analizie obwodów. Zależność wejście-wyjście tranzystora jest nieliniowa (charakterystyka nie jest prostą linią), jak pokazano na rysunkach 3 i 4, ale im mniejszy zakres zmienności bierzemy pod uwagę, tym bardziej krzywa zbliża się do linii prostej. Zilustrowano to na **rysunku 5**. Jeśli przyjmiemy punkt pracy V_{BE}=0,635 V (jak pokazano na rysunku 4), który odpowiada prądowi kolektora około 1 mA, i wykreślimy krzywą dla napięcia 5 mV powyżej i poniżej tego punktu, otrzymamy rysunek 5, który jest wykresem o kształcie bardzo zbliżonym do linii prostej. Zazwyczaj chcemy, aby wzmacniacz był jak najbardziej liniowy, ponieważ w przeciwnym razie sygnał wyjściowy będzie zniekształcony (nie będzie miał takiego samego kształtu jak sygnał wejściowy). Jednak w tym przypadku widzimy, że prosty wzmacniacz w konfiguracji wspólnego emitera nie ma szczególnie liniowej charakterystyki, chyba że sygnały wejściowe są bardzo małe. Bardziej zaawansowane układy radzą sobie z tym problemem wykorzystując sprzężenie zwrotne, które omówimy później. Powyższe rozważania prowadzą do pytania: jaki dokładnie punkt pracy wzmacniacza powinniśmy zastosować? Podobnie jak w przypadku większości decyzji projektowych, konieczne będzie osiągnięcie kompromisu. Wspomnieliśmy w naszym rozważaniu z poprzedniego odcinka, że parametry tranzystora nie są stałe dla poszczególnych elementów, lecz zmieniają się w zależności od punktu pracy. Można to zauważyć, patrząc na charakterystyki w kartach katalogowych. Na przykład na **rysunku 6** pokazano zmianę wzmocnienia prądowego w zależności od prądu kolektora dla tranzystora BC547 firmy ON Semiconductor. Powinniśmy wybrać taki punkt pracy, w którym

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



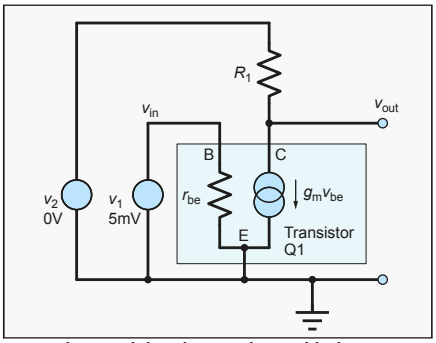
Rysunek 7. Wzmacniacz ze wspólnym emiterem z polaryzacją zawartą w sygnale wejściowym.

eprasa.pl 4f2b873bcf

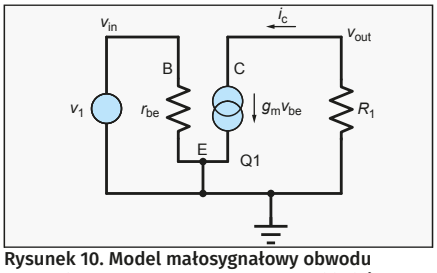


Rysunek 8. Model małosygnałowy tranzystora bipolarnego.

interesujące nas parametry nie będą zbytnio odbiegać od swoich optymalnych wartości. Mogą jednak pojawiać się inne problemy; na przykład, im wyższy ustawimy prąd kolektora w punkcie pracy przy braku sygnału, tym więcej mocy będzie pobierał układ przy braku sygnału, co w rezultacie daje nam mniej wydajną konstrukcję. Punkt pracy I_C=1 mA, jak pokazano na rysunku 5, można uznać za rozsądny kompromis między mniejszym wzmocnieniem tranzystora przy niższych prądach kolektora (patrz rysunek 6) a zmniejszeniem rozpraszania mocy. Nie jest to konkretne zalecenie, a jedynie przykład, który został tu użyty, również motywowany użyciem 1 mA jako okrągłej wartości liczbowej dla I_C. Po wybraniu V_{BE}=0,635 V jako napięcia polaryzacji przy pracy tranzystora bez sygnału z prądem około 1 mA, możemy wybrać odpowiednią wartość R_1. Często chcemy się upewnić, że wzmacniacz może przenieść sygnał o maksymalnej możliwej amplitudzie, która jest zasadniczo ograniczona przez napięcie zasilania. Jeśli na przykład używamy zasilania o napięciu 12 V (V_{CC}=12 V na rysunku 2) i zakładamy symetryczny sygnał wejściowy, taki jak sinusoida, to chcielibyśmy, aby na wyjściu bez sygnału otrzymać 6 V, pozwalając sygnałowi na zmianę napięcia wyjściowego w zakresie od 0 V do 12 V (amplituda szczytowa 6 V). Oznacza to, że R_1 powinien generować spadek 6 V przy braku sygnału, co przy przepływie 1 mA wymaga wartości 6 kΩ. W rzeczywistości sytuacja jest nieco bardziej skomplikowana. Wyjście nie może spaść aż do 0 V, ponieważ przy niskich napięciach kolektor-emiter tranzystor wchodzi w stan znany jako nasycenie, w którym prąd bazy nie steruje już w taki sam sposób



Rysunek 9. Model małosygnałowy układu z rysunku 7, narysowany z uwzględnieniem oryginalnego układu.

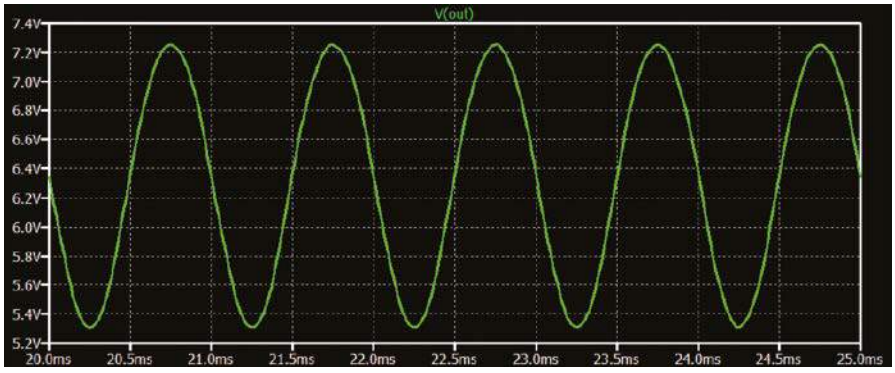


Rysunek 10. Model małosygnałowy obwodu z rysunku 9, narysowany na nowo w układzie uproszczonym.

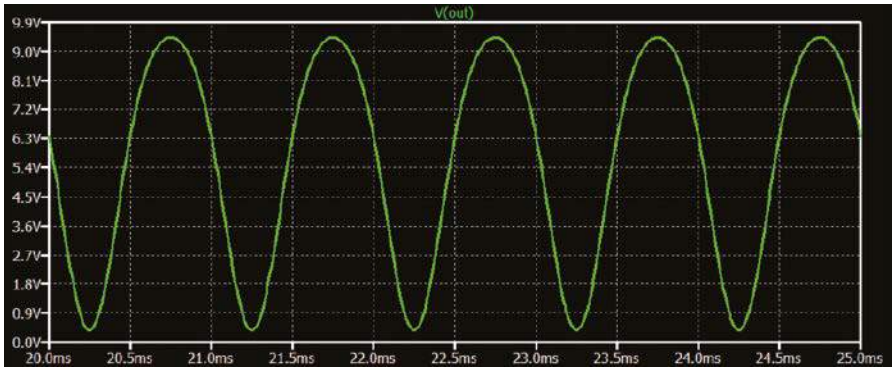
prądem kolektora. Ogranicza to minimalne napięcie wyjściowe do wartości w zakresie od 0,2 do 0,5 V. Jednak R_1=6 kΩ jest w tym przypadku wartością odpowiednią, a dotychczasowa dyskusja prowadzi do obwodu na **rysunku 7**, w którym polaryzacja została włączona jako część sygnału wejściowego – V_1 jest źródłem o wartości stałej 0,635 V, do którego jest dodana sinusoida o częstotliwości 1 kHz i wartości szczytowej 5 mV.

Obliczanie wzmocnienia

Nasuwa się oczywiste pytanie: jakie jest wzmocnienie układu z rysunku 7? Możemy to oszacować na podstawie rysunku 5, który pokazuje zależność napięcia wejściowego od prądu kolektora w punkcie pracy. Zmiana napięcia wejściowego (V_{BE}) o 10 mV daje zmianę prądu kolektora o około 380 µA, co przekłada się na zmianę napięcia o 2,3 V na rezystorze R_1=6 kΩ, a więc na wyjściu. Wzmocnienie wynosi więc około –2,3 V/10 mV, czyli –230. Wartość ujemna wskazuje, że jest to wzmacniacz odwracający. Algebraiczne podejście do obliczania wzmocnienia wymaga następujących obliczeń – różniczkowania równania na zależność napięcia wejściowego i wyjściowego układu w punkcie polaryzacji, bazując na wyżej wspomnianym równaniu na prąd emitera, wstawionym do równania $V_{OUT}=V_{CC}-I_CR_1$. Nie będziemy wchodzić w szczegóły, ale w rezultacie otrzymujemy przybliżone wzmocnienie równe $-I_CR_1/V_T$, gdzie I_C jest prądem kolektora w punkcie pracy. W naszym przypadku otrzymujemy (1 mA × 6 kΩ)/25 mV, czyli –240 w temperaturze 20°C, co jest bliskie naszemu wcześniejszemu oszacowaniu. To równanie pozwala nam jednocześnie uniknąć konieczności korzystania z charakterystyki. Możemy również obliczyć wzmocnienie, korzystając z modeli małosygnałowych omówionych w poprzednim odcinku. W przeciwieństwie do podejścia opisanego w poprzednim paragrafie, nie musimy wykonywać obliczeń na równaniach specyficznych dla danego obwodu, gdyż jest to już wbudowane w modele. Po prostu wstawiamy odpowiednie modele w miejsce tranzystorów i usuwamy wszelkie napięcia stałe. Często prowadzi to do powstania obwodu, który można łatwo przeanalizować

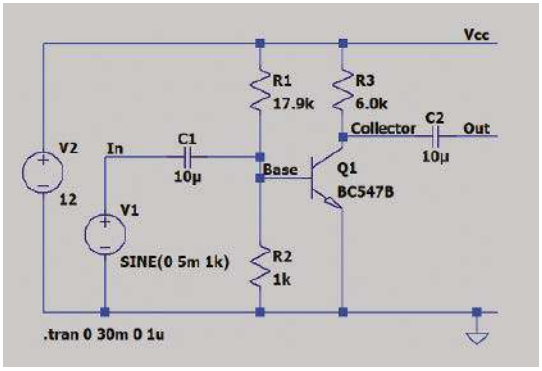


Rysunek 11. Symulacja napięcia wyjściowego układu z rysunku 7 (sygnał wejściowy o wartości szczytowej 5 mV).

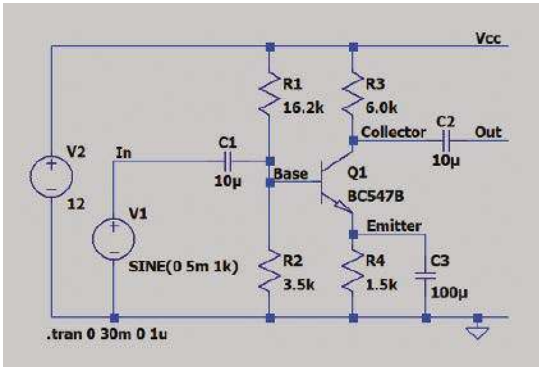


Rysunek 12. Symulacja napięcia wyjściowego układu z rysunku 7 (sygnał wejściowy o wartości szczytowej 22 mV). Zwróć uwagę na zniekształcenie sinusoidy.

eprasa.pl 4f2b873bcf



Rysunek 13. (po lewej) Wzmacniacz w układzie wspólnego emitera z dzielnikiem potencjału polaryzacji.

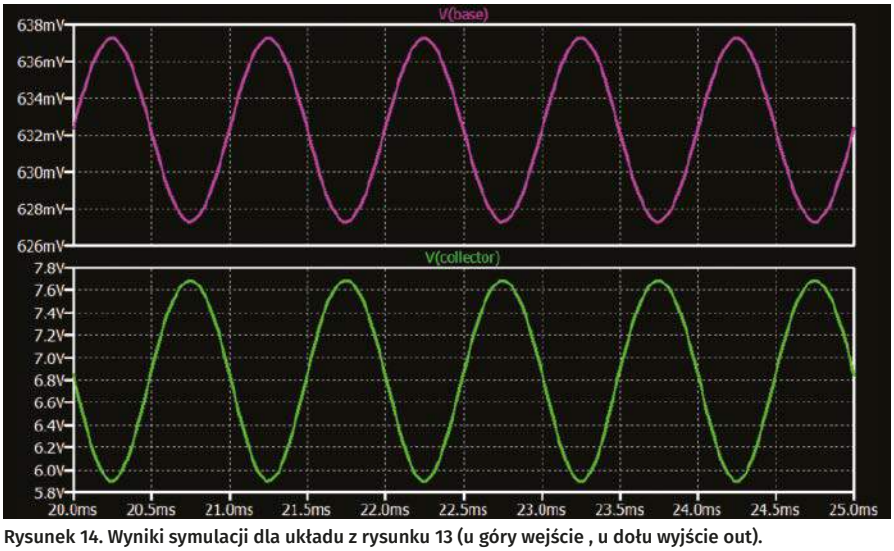


Rysunek 15. (po prawej) Wzmacniacz w układzie wspólnego emitera z ustabilizowaną polaryzacją.

za pomocą podstawowej teorii obwodów. To podejście jest szeroko stosowane i często można znaleźć tego typu obszerne analizy w podręcznikach i zasobach internetowych dotyczących projektowania układów tranzystorowych. Poniżej przedstawimy przykład ilustrujący jak to działa.

Modele małosygnałowe

Na **rysunku 8** pokazano małosygnałowy model tranzystora, który omawialiśmy w poprzednim odcinku. Na **rysunku 9** pokazano ten model zastosowany w obwodzie z rysunku 7 w miejscu tranzystora. Zwracamy również uwagę, że mamy do czynienia tylko z sygnałami zmiennoprądowymi, więc napięcie zasilania wynosi zero. Źródło napięcia zerowego jest tożsame ze zwarciem, więc możemy zastąpić zasilacz (v_2 na rysunku 9) zwarciem. Tak postępuje się w przypadku wszystkich zasilaczy DC w modelach małosygnałowych. Podobnie, napięcie polaryzacji 0,635 V DC nie jest uwzględnione, więc źródło napięcia wejściowego (v_1 w modelu) wytwarza tylko część sinusoidalną napięcia wejściowego o wartości 5 mV. Wpływ napięcia polaryzacji jest uwzględniony w konkretnych wartościach parametrów modelu, takich jak r_{be} i g_m, które zmieniają się w zależności od punktu pracy prądu kolektora. Po zastąpieniu v_2 zwarciem możemy przerysować rysunek 9 do bardziej zwartej i wygodnej postaci pokazanej na **rysunku 10**. Uogólniamy również v_1 do źródła sygnału wytwarzającego napięcie v_{in}, a nie konkretnego poziomu 5 mV. Z rysunku 10 wynika, że korzystając z prawa Ohma, $v_{out}=i_cR_1=g_mv_{be}R_1$. Ponadto $v_{be}=v_{in}$, więc $v_{out}=g_mR_1v_{in}$. To daje nam w rezultacie wzmocnienie napięciowe obwodu w postaci $v_{out}/v_{in}=g_mR_1$. W poprzednim odcinku omawialiśmy g_m (transkonduktancję) i zauważyliśmy, że $g_m=I_C/V_T$ dla prądu roboczego o wartości I_C. Zatem podstawiając g_m otrzymamy wzmocnienie jako $-I_CR_1/V_T$ – ten sam wynik, który omówiliśmy powyżej. Możemy również zbadać ten obwód za pomocą symulacji. Na **rysunku 11** przedstawiono wyniki symulacji programem LTspice dla układu z rysunku 7. Przy zastosowaniu sygnału wejściowego sinusoidalnego o wartości szczytowej 5 mV, sygnał wyjściowy jest wyśrodkowany na poziomie nieco ponad 6 V i ma amplitudę około 1 V. Wzmocnienie wynosi więc około 200 – jest to wartość zbliżona do tej, którą wskazały poprzednie obliczenia. Wizualnie sygnał wygląda jak niezniekształcona fala sinusoidalna. Jeśli zwiększymy amplitudę do 22 mV, otrzymamy sygnał wyjściowy pokazany na **rysunku 12** – tutaj widać już zniekształcenie sinusoidy spowodowane nieliniowym charakterem zależności wejście-wyjście tego obwodu (szczyty dodatnie są szersze niż szczyty ujemne).



Rysunek 14. Wyniki symulacji dla układu z rysunku 13 (u góry wejście , u dołu wyjście out).

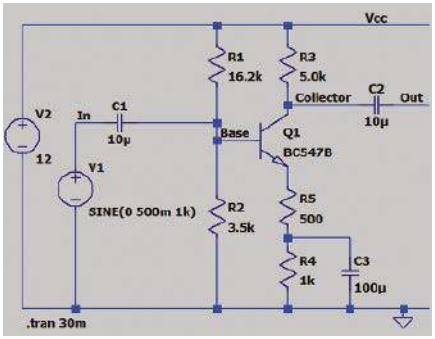
Obwód polaryzacji

Obwód z rysunku 4 pozwala uzyskać wzmocnienie napięcia, ale nie jest to obwód do praktycznej realizacji. Aby obwód zadziałał, sygnał wejściowy musi mieć dokładnie takie przesunięcie DC, aby zapewnić napięcie polaryzacji dla tranzystora – rzeczywiste sygnały zewnętrzne po prostu nie spełniają tego warunku. Zazwyczaj sygnał AC jest wyśrodkowany na 0 V lub ma nieznany i zmienny poziom DC. Z tą niepewnością możemy sobie poradzić za pomocą kondensatora sprzęgającego, który zablokuje napięcie stałe z wejścia, ale musimy zapewnić źródło napięcia stałego w naszym obwodzie. W połączeniu z kondensatorem sprzęgającym na wejściu jest to bardzo proste do zrobienia. Używamy dzielnika potencjału, aby ustawić bazę na wymagane napięcie polaryzacji, jak pokazano na rysunku 13. Napięcie polaryzacji znajduje się za pomocą wzoru na dzielnik potencjału:

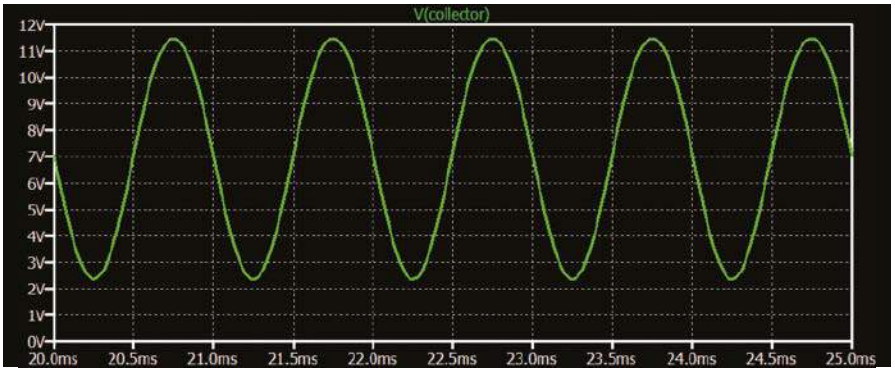
$$V_{BIAS}=\frac{R_2}{R_1+R_2}V_{CC}$$

W naszym przypadku mamy V_{CC}=12 V i V_{BIAS}=0,635 V. Na tej podstawie możemy wybrać nieskończoną liczbę możliwych wartości rezystorów, więc jak je wybrać? Jeśli wartości rezystorów będą zbyt małe, układ będzie pobierał więcej mocy niż potrzeba i rozpraszał ją na rezystorach. Jeśli rezystory będą miały zbyt duże wartości, dzielnik potencjału nie zapewni wystarczająco „sztywnego" napięcia – zmiany prądu bazy będą powodować zbyt duże przesunięcie polaryzacji. Znając wymagany punkt pracy I_C=1 mA i przyjmując wzmocnienie prądowe wynoszące 100, można założyć, że prąd bazy wynosi około 1 mA/100=10 µA. Inna zasada mówi, że dzielnik potencjału powinien przenosić co najmniej dziesięciokrotność prądu, który będzie z niego pobierany. Zatem w tym przypadku potrzebujemy co najmniej 100 µA, co odpowiada maksymalnej całkowitej rezystancji

eprasa.pl 4f2b873bcf



Rysunek 16. Wzmacniacz w układzie wspólnego emitera z ustabilizowaną polaryzacją i sprzężeniem zwrotnym AC.



Rysunek 17. Symulacja napięcia wyjściowego układu z rysunku 16 (szczytowe napięcie wejściowe = 500 mV).

(R_1+R_2) równej 12 V/100 µA=120 kΩ przy napięciu 12 V. Jeśli wybierzemy R_2=1 kΩ, otrzymamy R_1=17,9 kΩ, a więc całkowitą rezystancję, która jest znacznie mniejsza od maksymalnej, ale nie zwiększa znacząco prądu zasilania obwodu. Wyniki symulacji obwodu z **rysunku 13** są pokazane na **rysunku 14** (sygnały z bazy i kolektora). Widać, że sygnał kolektora jest podobny do tego z rysunku 11, a porównanie obu przebiegów wskazuje na odwracające zachowanie wzmacniacza. Przebiegi na rysunku 14 są zmierzone bezpośrednio na bazie i kolektorze, przebiegi wejściowe i wyjściowe po drugiej stronie kondensatora sprzęgającego są wyśrodkowane na 0 V.

Sprzężenie zwrotne

Niestety nadal nie dysponujemy praktyczną realizacją układu. Układ z rysunku 13 działa poprawnie w pojedynczej, poprawnie skonfigurowanej symulacji. Jednak w praktyce, ze względu na wykładniczą zależność między V_{BE} a I_C (jak pokazano na rysunku 3), niewielkie zmiany V_{BE} w stosunku do założonej wartości (na przykład ze względu na tranzystory o różnym wzmocnieniu lub zmiany temperatury) spowodują duże zmiany w punkcie pracy układu scalonego. Aby rozwiązać ten problem, dołączamy rezystor do emitera, jak pokazano na **rysunku 15**. Rezystor ten zapewnia ujemne sprzężenie zwrotne, które stabilizuje polaryzację. Aby zrozumieć, jak działa sprzężenie zwrotne, należy najpierw zauważyć, że na emiterze mamy napięcie o wartości $-I_ER_4$, a więc napięcie polaryzacji V_{BE} jest różnicą między nim a napięciem dzielnika potencjału wytwarzanym przez R_1 i R_2. Przyjmijmy, że dzielnik potencjału zapewnia stałe napięcie na bazie – napięcie na emiterze może się jednak zmieniać. Rozważmy wzrost prądu emitera, na przykład spowodowany zmianą temperatury tranzystora. Spowoduje to zwiększenie spadku napięcia na R_4, co spowoduje zmniejszenie napięcia V_{BE}, a to z kolei zmniejszy prąd emitera. Tak działa ujemne sprzężenie zwrotne – zmiany prądu emitera powodują zmiany V_{BE}, które mają tendencję do przeciwstawiania się zmianom prądu emitera. Efektem tego jest stabilizacja punktu pracy tranzystora. Sprzężenie zwrotne dotyczy również sygnału, co znacznie zmniejsza wzmocnienie. Może być to zjawiskiem pożądanym, ale jeśli jednak go nie chcemy, możemy bocznikować rezystor emiterowy kondensatorem, jak pokazano na rysunku 15. Sprzężenie dotyczy wtedy tylko sygnałów prądu stałego lub sygnałów o bardzo niskiej częstotliwości. Aby znaleźć wartości rezystorów dla układu z rysunku 15, musisz wykonać następujące czynności:

Wybierz prąd kolektora w punkcie pracy (pozostaniemy przy prądzie 1,0 mA).

Wybierz napięcie kolektora bez sygnału i dobierz odpowiednio wartość rezystora kolektorowego (R_3 jak poprzednio).

Wybierz napięcie emitera. Wybór jest dość szeroki – wyższe wartości dadzą większe sprzężenie zwrotne, ale zmniejszą dostępną amplitudę sygnału wyjściowego. Typowe są napięcia bazy do około jednej trzeciej napięcia zasilania (z emiterem V_{BE} poniżej tego poziomu). My użyjemy 1,5 V, co determinuje R_4=1,5 kΩ przy prądzie roboczym 1 mA.

Dobierz dzielnik potencjału bazy, aby uzyskać wymagane napięcie bazy względem emitera.

Pozostajemy przy V_{BE}= 0,635 V , więc potrzebujemy 2,135 V (1,5+0,635) z dzielnika potencjału, wybierając 3,5 kΩ i 16,2 kΩ, aby osiągnąć ten wynik przy podobnej rezystancji całkowitej jak w poprzednim układzie.

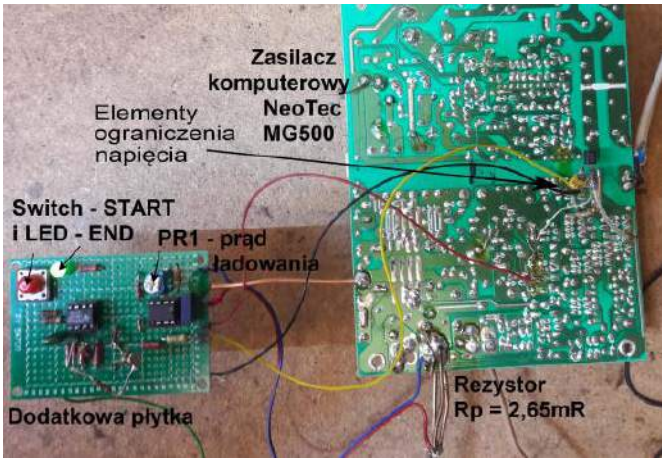
Ustawianie wzmocnienia

Jak już wspomniano, kondensator bocznikujący rezystor emiterowy w obwodzie z rysunku 15 zapobiega wpływowi sprzężenia zwrotnego na sygnał AC. Wzmocnienie układu wynosi około 200, podobnie jak w innych naszych przykładach, ale sygnał na kolektorze jest bardziej zbliżony do projektowanej wartości 6 V. W układzie nadal występują jednak zniekształcenia (jak pokazano na rysunku 12) przy stosunkowo dużych amplitudach sygnału wyjściowego, chociaż maksymalna amplituda jest mniejsza z powodu spadku napięcia na R_E. W tym miejscu uwypuklają się nasze problemy. Po pierwsze, zniekształcenia są niepożądane; a po drugie nie możemy ustawić wzmocnienia na żądaną wartość. Zastosowanie sprzężenia zwrotnego zarówno dla sygnału, jak i dla polaryzacji może nam pomóc w rozwiązaniu obu tych problemów. Ujemne sprzężenie zwrotne powoduje, że wzmocnienie układu zależy od elementów obwodu sprzężenia zwrotnego, a nie od samego wzmacniacza, tak długo jak wzmocnienie wzmacniacza jest znacząco większe niż wzmocnienie ze sprzężeniem zwrotnym. Jest to zjawisko dobrze znane w przypadku układów wzmacniaczy operacyjnych, w których do ustawiania wzmocnienia używa się dwóch rezystorów. Zmniejszenie zależności układu od wzmacniacza zmniejsza wpływ nieliniowości wzmacniacza, więc zastosowanie ujemnego sprzężenia zwrotnego zmniejsza zniekształcenia. Bez kondensatora bocznikującego (C_3), wzmacniacz z rysunku 15 ma wzmocnienie równe – R_3/R_4, o ile wartość ta jest znacznie mniejsza niż wzmocnienie bez sprzężenia zwrotnego. Wybór R_3 i R_4 do ustawienia polaryzacji i wzmocnienia może być sprzeczny, ale można tego uniknąć, bocznikując tylko część całkowitej rezystancji emitera. Przykładowy układ pokazano na **rysunku 16**. W tym przypadku polaryzacja jest taka sama jak w układzie z rysunku 15 (całkowita rezystancja emitera 1,5 kΩ). Wzmocnienie układu jest związane z częścią rezystancji emitera, która nie jest bocznikowana, a konkretnie jest to – R_3/R_5, co przy podanych wartościach wynosi 10 (5000/500). Wartość R_3 została zmieniona, aby uzyskać większą amplitudę wyjściową (około 5 V w szczycie), wyśrodkowaną na 7 V. Ma on podobną amplitudę jak sygnał pokazany na rysunku 12, ale ze znacznie mniejszymi zniekształceniami (patrz **rysunek 17**). ■

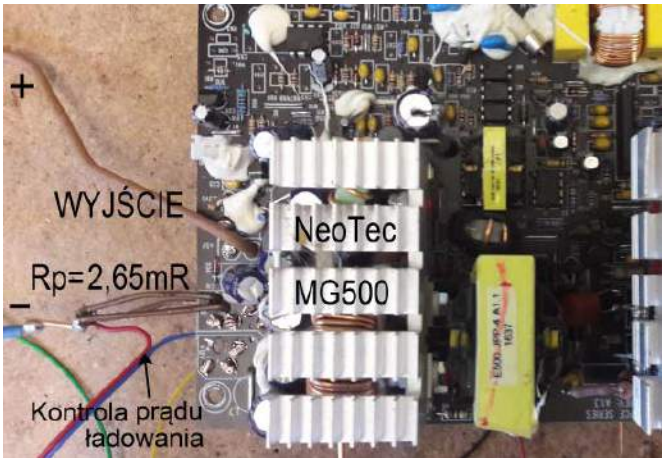
Ian Bell

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

eprasa.pl 4f2b873bcf



Fotografia 2.



Fotografia 3.

Zasilacz-ładowarka superkondensatora, część 3

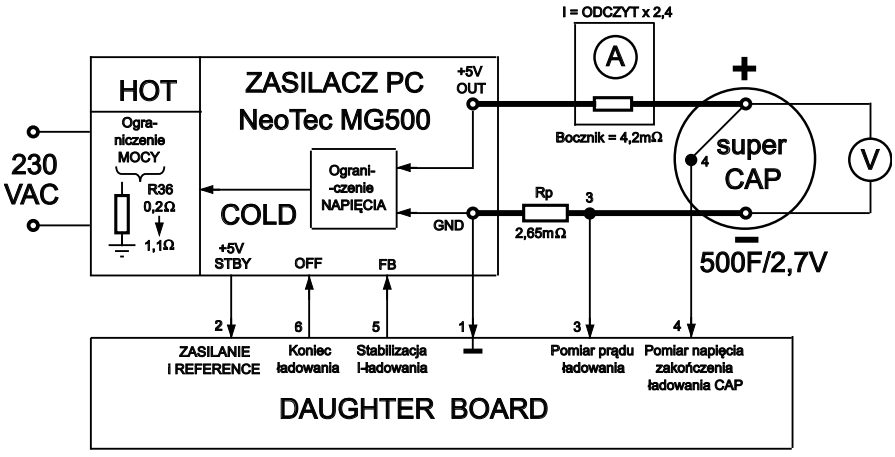
W pierwszej części przymierzyliśmy się do zadania, a w drugiej przerobiliśmy zasilacz NeoTec MG500 na ładowarkę superkondensatora. Teraz sprawdzimy „co z tego wyszło". Fotografie 2 i 3 pokazują zasilacz po przeróbce wraz z dobudowaną płytką, a na rysunku 3 pokazano schematycznie układ pomiarowy, wg którego wykonano zdjęcia podczas ładowania superkondensatora.

Osiągnięte wyniki i pomiary końcowe ładowarki superkondensatora

Fotografie 5 i **6** to zdjęcia podzespołów połączonych wg schematu z **rysunku 3**. Będziemy mierzyć prąd i napięcie podczas ładowania oraz spróbujemy obserwować kiedy ładowanie się zakończy. Ale po drodze wyszedł jeszcze jeden problem.

Okazało się, że nie mam czym zmierzyć prądu większego niż 20 A. W tym celu przerobiłem miernik, co pokazuje **fotografia 4**. Pomiary porównawcze dwóch amperomierzy połączonych szeregowo wykazały, że do tego miernika należy zastosować mnożnik 2,4. Teoretycznie powinno być ×2 i jakbym staranniej wlutował rezystor-bocznik, zapewne tak by było. Ale może i lepiej. Mam amperomierz na zakres do 48 A. Nie dysponowałem dokładnym miernikiem wzorcowym, ale oceniam, że wszystkie moje pomiary nie powinny być obarczone większym błędem niż ±5%. Dla tego celu wystarczy.

Czy jedynym wyjściem jest – w pewnym sensie – „niszczenie" oryginalnego miernika lub kupno prawdopodobnie o wiele droższego? A jakbyśmy tak połączyli dwa amperomierze równolegle? Można tak zrobić i wbrew pozorom pomiar będzie dokładny nawet jak prąd nie podzieli się równo między oba amperomierze, i nawet jeśli nie zadbamy o wtyki



Rysunek 3.

z bardzo małym spadkiem napięcia. Mogą się wtedy grzać, a pomiar prądu jak zsumujemy dwa odczyty będzie nadal dokładny (oczywiście w ramach dokładności mierników, choć statystyczny błąd wychodzi nieco mniejszy). Ale do rzeczy. Mamy miernik i wykonujemy pomiary. Fotografia 5 to połączenie amperomierza z superkondensatorem, a fotografia 6 to całość obwodu pomiarowego. Wyniki pomiarów prezentują **fotografie 7...10**.

Na fotografii 7 superkondensator ładuje się prądem 11,3 A, a napięcie na nim wynosi 1,08 V. Na fotografii 8 prąd ładowania



Fotografia 4.

eprasa.pl 4f2b873bcf

Wykaz elementów:

Układy scalone:
US1: LM358

Tranzystory:
T1: BC548 (lub podobny npn)
T2: BC177 (lub podobny pnp)

Diody:
D1, D3, D4: 1N4148 (lub podobne)
D5: dioda Zenera 5V6

Rezystory:
R1, R15: 1 kΩ
R2, R3: 2,4 kΩ
R4, R6: 10 kΩ
R5: 33 Ω
R7: 750 Ω
R10: 8,2 Ω
R11, R13: 470 Ω
R12: 4,7 Ω
PR1: 220 Ω
R_p: 2,5 mΩ/3 W
R36: 1,1 Ω

Kondensatory:
C1, C4: 100 nF
C2: 220 nF
C3: 47 nF
C5: 220 µF/10 V

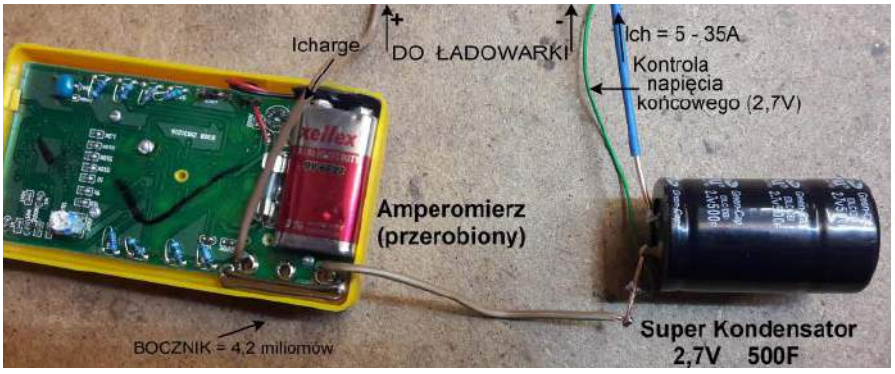
Inne:
SW1: mikroswitch (chwilowy)
LED1: dowolna

Połączenia między oryginalnym zasilaczem a dobudowywaną płytką
1 – masa
2 – zasilanie – +5 Vstby
3 – kontrola prądu ; napięcie z rezystora R_p
4 – kontrola napięcia z superkondensatora – koniec ładowania
5 – wyjście sygnału pętli stabilizacji prądu ładowania
6 – wyjście sygnału wyłączającego zasilacz po naładowaniu superkondensatora

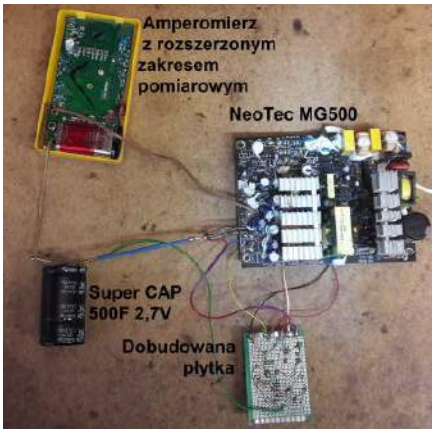
***Uwaga:** przewody 3 i 1 (kontrola prądu i masę) należy prowadzić sklejoną parą przewodów i zadbać o możliwie krótkie połączenie. Nie należy także doprowadzać osobnego połączenia mas płyty PCB zasilacza oraz dobudowywanej płytki.

Zmiany i połączenie dodatkowych elementów na płycie zasilacza
7 – masa
8 – anoda diody D4 – węzeł sumacyjny pętli „prądowej" i „napięciowej"
9 – katoda diody Zenera D5 – kontrola napięcia +5 V OUT na wartość 6,1 V
10 – zmienić rezystor R36 z oryginalnej wartości 0,2 Ω (lub 0,35 Ω) na 1,1 Ω
11 – umocowanie rezystora pomiarowego prądu ładowania – przykładowe umieszczenie R_p (podczas uruchamiania układu) – fotografie 2 i 3.
12 – w razie potrzeby dodatkowa dioda w szereg z D71b; wykorzystać nieczynną diodę na radiatorze z toru 3,3 V lub 12 V (wymaga kłopotliwego cięcia ścieżek)
13 – wymontować rezystor R60 i do anody transoptora OPC3 doprowadzić napięcie +5 Vstby
14 – odciąć resztę istniejących połączeń od katody transoptora OPC3

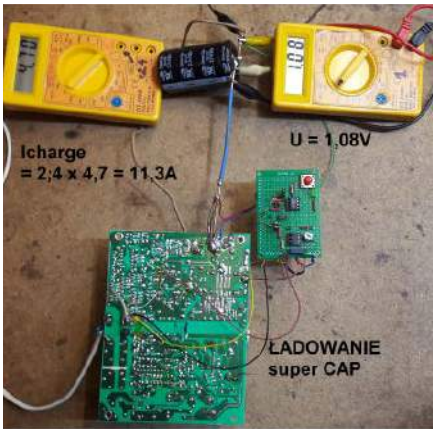
Elementy dodatkowe:
SW1 – switch – start ładowania
LED1 – koniec ładowania; dioda zaświeca się po naładowaniu superCAP (z zapamiętaniem tego stanu); zasilacz przechodzi do tryby Standby; ponowne ładowanie wymaga naciśnięcia SW1 (wówczas LED1 gaśnie)



Fotografia 5.



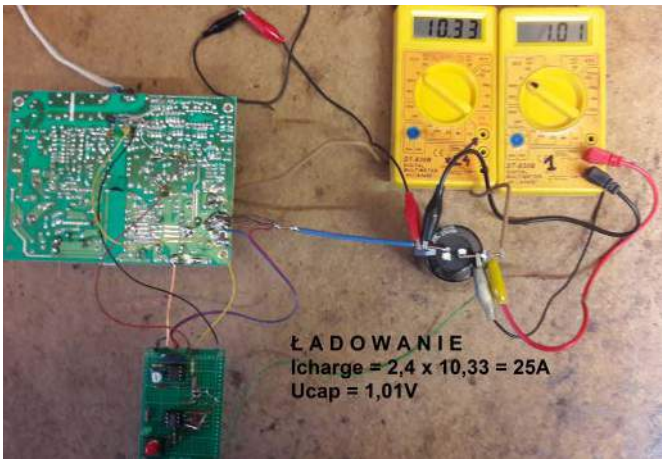
Fotografia 6.



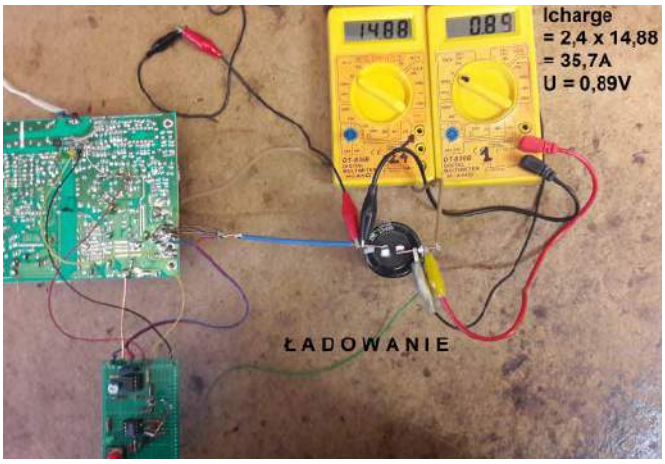
Fotografia 7.

„podkręcono" do 25 A. Fotografia 9 to górny zakres regulacji – 36 A. Górny zakres regulacji, ale czy górny zakres możliwości naszego zasilacza-ładowarki? Zapewne można osiągnąć jeszcze więcej. Ale trzeba by zmienić elementy nie tylko w obrębie pętli kontrolującej prąd. Trzeba by też zmniejszyć rezystor R36. Wszystkie pomiary były robione z R36=1,1 Ω. Ta wartość w górnym zakresie regulacji prądu wnosi już ograniczenie mocy po stronie gorącej zasilacza. Uznałem to za w pełni bezpieczny próg. Cokolwiek „by się stało" po stronie wtórnej, zasilacz – nie da więcej. Przerabiany zasilacz to przetwornica pięćsetwatowa z deklarowanym prądem ciągłym na dwunastu woltach = 38 A. Wobec konfiguracji uzwojeń wtórnych transformatora „*stack winding on other winding*" (połączenie szeregowe) i deklarowanym prądzie na pięciu woltach = 16 A, przy braku obciążenia dwunastu wolt, z pięciu można „pociągnąć" zapewne sumę deklarowanych wyżej wartości. Jak wyjaśniono w poprzedniej części, byłoby to za dużo dla diody D_{OUT} i cewki L_{OUT} po stronie izolowanej zasilacza. Przy przeciążeniu krótkotrwałym zapewne „nic im się nie stanie". Lub – co omówiono także w części 2 artykułu – można i tu „zaradzić". Byłoby to jednak testowanie zasilacza na siłę, poza granicami naszych potrzeb. Prąd na poziomie 30 A stwarza już duże problemy na „każdym kroku". Mimo grubych i lutowanych połączeń, w obwodzie wysokoprądowym stwierdzono znaczące spadki napięcia. W razie potrzeby zastosowania dłuższych przewodów i/lub mniejszej dbałości w miejscach połączeń, należy uznać za nie przesadzone podniesienie ograniczenia napięciowego wyjścia +5 Vout z pięciu do 6 V. Mimo że potrzebujemy na kondensatorze 0...2,7 V. Przerabiany zasilacz NeoTec MG500 wygląda na wykonany bardzo solidnie i jego „dane" są zapewne wiarygodne. W wielu innych przypadkach należy mieć uzasadnione wątpliwości. Same oględziny wielu niemarkowych zasilaczy komputerowych, mówiąc już krótko i oględnie – dają „dużo do myślenia". Zastanawiające jest, że w wielu zasilaczach wielkość transformatora jest niewiarygodnie mała w stosunku do mocy jaką ma przenieść (i w moim przerabianym NeoTec-u też tak jest). Tu z oceną należy być ostrożnym i powściągliwym. Są dwie opcje. Albo jest tak dobrze zaprojektowany, obliczony i wykonany, albo jest to „lipa". I zapewne obie opcje w różnych wykonaniach są prawdziwe. Ale to już uwagi o charakterze bardzo ogólnym i nie w pełni technicznym. Nasz superkondensator już się naładował. Na fotografii 10 mierniki pokazują napięcie 2,6 V i prąd = 0 A. Dioda LED sygnalizująca koniec ładowania – świeci. Zgaśnie dopiero po zresetowaniu przyciskiem – start ładowania. Rozpocznie się kolejny cykl ładowania, o ile w międzyczasie

eprasa.pl 4f2b873bcf



Fotografia 8.



Fotografia 9.

superkondensator został rozładowany (niekoniecznie całkowicie, tu żadnej histerezy nie przewidziałem). Jeśli w międzyczasie, na przykład superkondensator zostanie odłączony od „jego nabijaca", naciśnięcie przycisku „start ładowania" nie wywoła żadnej reakcji. Dioda LED1 zaświeci się natychmiast, o ile nie odłączyliśmy przewodu kontrolującego napięcie na superCAP. A „jeśli nawet", też nic się nie stanie. Co prawda dioda LED nie zaświeci się i zasilacz nie zostanie przełączony w tryb czuwania. Pozostanie w trybie ON, napięcie wyjściowe podniesie się do wartości ok. 6 V. I nawet z zerowym poborem prądu, może bezpiecznie pozostać w tym stanie przez dowolnie długi czas.

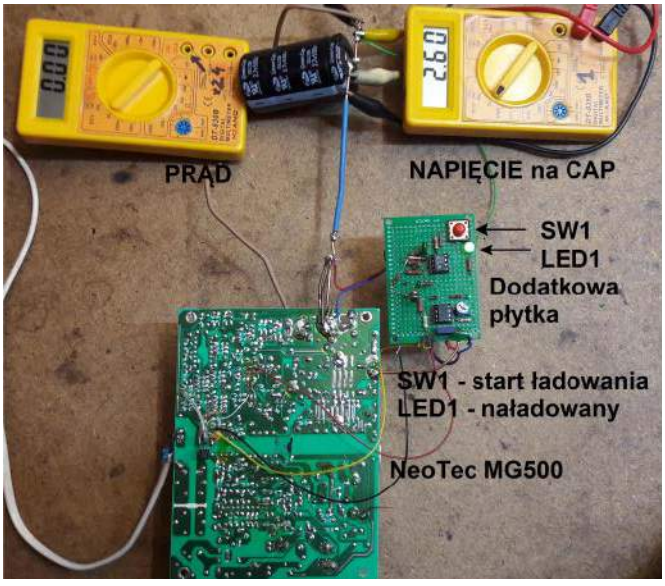
Na koniec opracowania, w którym „środek ciężkości" przesunięty był w stronę zagadnień teoretycznych, pokazujemy jeszcze raz fragment schematu z rysunku 1. To sama płytka, którą trzeba dobudować oraz fragment obwodu, który lepiej dobudować na oryginalnym zasilaczu „na kłakach". Poniżej jest spis elementów oraz wyszczególnienie połączeń między tą płytką i oryginalnym zasilaczem.

Dalsze możliwości zwiększenia wydajności prądowej ładowarki

Na zakończenie postanowiłem sprawdzić, czy większy prąd ładowania można uzyskać z przerabianego zasilacza. Nie dla kondensatora 500 F/2,7 V. Znalazłem w Internecie *datasheet* takiego kondensatora, gdzie jest informacja – *continuous current* do 31 A. Ale skoro są takie kondensatory (co przyznam, było dla mnie zaskoczeniem w momencie zlecenia na wykonanie ładowarki), to zapewne „Świat się nie kończy" na wartości 500 F.

Jak wynika z opisu cytowanego wyżej, ograniczeniem prądu jest nie tylko „ustawienie pętli prądowej", ale także ograniczenie mocy, które wprowadziłem zmieniając wartość rezystora R36. Pierwsze ograniczenie łatwo jest „przesunąć". Ale ..., drugie – też. Więc sprawdźmy!

Już dla wartości R36=0,68 Ω, na mierniku z rysunku 3 i fotografiach 7, 8, 9 i/lub 10 odczytałem „1", czyli przekroczenie zakresu pomiarowego. Przerobiłem miernik dla pomiaru prądu do wartości niemal 50 A i okazało się, że nadal nie mam czym mierzyć! Przy rezystorze R36=0,47 Ω pomiar prądu wyjściowego dał wartość 80 A. Zwarłem superkondensator drutem miedzianym w izolacji o średnicy 1 mm. Po chwili poczułem swąd palącej się izolacji! Resztę połączeń miałem wykonane przewodem 2,5 mm^2. Docelowo, to i tak za „cienki". 1 metr takiego przewodu (σ-miedzi = 5,85×10^7 S/m) powinien mieć oporność 7 mΩ. Moc przy 60 A to 25 W, a przy prądzie 80 A=45 W! Prąd ten płynie przecież też przez uzwojenie wtórne transformatora, cewkę L_{OUT} i oczywiście też przez ścieżki łączące te elementy i przez diody. Jak ten zasilacz wyrabia!? Powyższy rachunek powinien bardziej uzmysłowić, że jest „bardzo nie obojętne", w który punkt masy się podepniemy.



Fotografia 10.

Pomiar prądu wykonałem mierząc napięcie na oporze R_p, stosując oczywiście zasady pomiaru Kelwina. Zmierzyłem 214 mV na rezystancji 2,65 milioma. To 81 A. Czy aż tyle? Przy mniejszej wartości prądu sprawdziłem zgodność pomiaru tym sposobem z odczytem amperomierza. Inaczej nie chce być! Oczywiście pomiar był krótkotrwały. Moc na R_p przy tym prądzie to 17 W. W tak ekstremalnych warunkach zasilacz w dalszym ciągu nie miał żadnych problemów ze startem. Pomiarów z oryginalną wartością R36=0,2 Ω już nie przeprowadzałem.

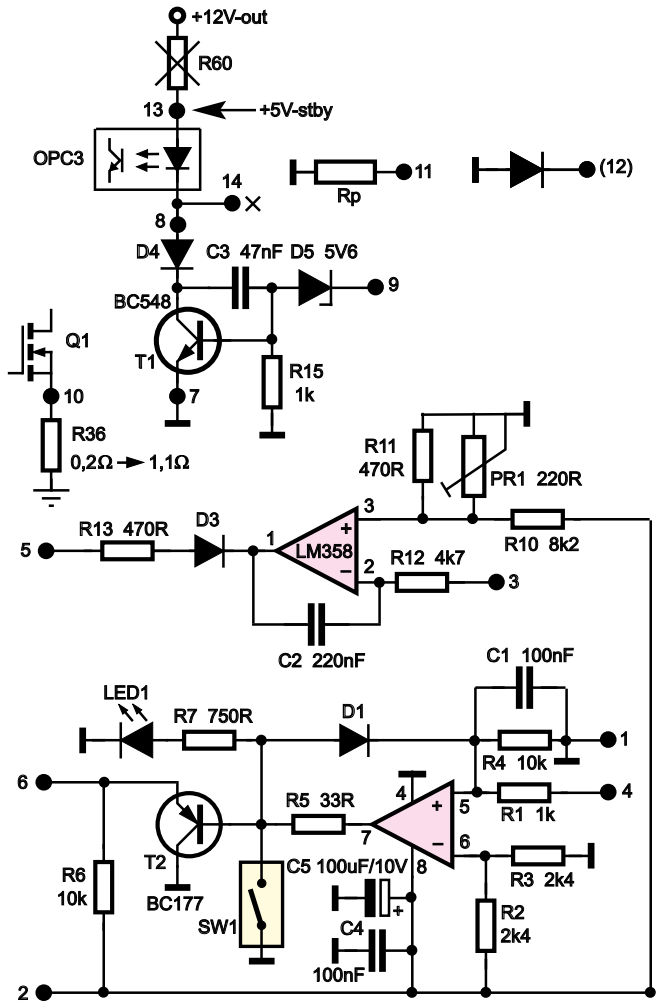
Te ostatnie pomiary to nie parametry wykonanej przeze mnie ładowarki. To testowanie, co da się „wycisnąć" z tego zasilacza.

Opierając się na przeprowadzonych pomiarach (które co prawda były krótkotrwałe), ale także na danych zasilacza (które wyglądają na wiarygodne $I_{5\,V}+I_{12\,V}$=16+38=54 A) mogę wyciągnąć wniosek, że wykonanie ładowarki na bazie zasilacza komputerowego NeoTec MG500 o wydajności prądowej na poziomie 50...60 A jest w pełni osiągalne. Jak do tego dodać, że takie zasilacze (co prawda uszkodzone, ale często z prostymi usterkami) można kupić w cenie ok. 20 zł, to można skwitować – WOW.

Zachwyt należy ostudzić, gdyż nie można go „rozszerzyć" na każdy zasilacz. Na każdy typ (konfigurację) i model (wykonanie). Z niektórymi mogą być problemy nowe, dodatkowe

eprasa.pl 4f2b873bcf

i poważniejsze. Zasilacze NeoTec o tym samym schemacie, wykonywane są w wersjach 400 W, 500 W, 600 W i 700 W. Nawet dla maksymalnych zmierzonych osiągów wystarczy czterystuwatowy. Trzeba jedynie sprawdzić, czy zamontowane są dwie (podwójne) diody D71. Na radiatorze i płytce PCB jest miejsce na dwie (ten fragment był omówiony w poprzedniej części opracowania). Wtedy jedynym „przeciążonym" elementem będzie cewka L_{OUT}. Jeśli na krótko, na pewno można sobie na to pozwolić. Jeśli trzeba by zmienić tę cewkę, to należałoby odwinąć uzwojenie dwunastowoltowe i w to miejsce zastosować grubszy, lub kilka przewodów prowadzonych równolegle dla toru pięciowoltowego. O rdzeń martwić się nie musimy. Amperozwoje pozostaną w granicach projektu oryginalnego zasilacza, do prądu (w naszej sytuacji) 107 A!



Rysunek 4.

Ta technicznie prosta przeróbka jest praktycznie bardzo pracochłonna. Ale wtedy uzyskamy w pełni wartościową ładowarkę o niesamowicie dużym prądzie. Jak testy pokazały, w pełni bezpieczną i odporną na wszelkie możliwe sytuacje awaryjne. Oczywiście, nie może nadal pozostać R_p o wartości 2...3 mΩ. Trzeba by zejść do wartości ok. 1 mΩ lub lepiej, spróbować powalczyć z jakimś trafem prądowym. Problemy piętrzą się w obrębie obwodu wysokoprądowego. Płytka, którą musimy dobudować pozostaje praktycznie bez zmian. Oczywiście bardziej krytyczne jest łączenie właściwego punktu masy. A pomiar napięcia z R_p – koniecznie przestrzegać zasady pomiaru Kelwina.

Zasilacz przed przeróbką pokazuje **fotografia 1a, b, c** w części pierwszej artykułu. Po przeróbce może wyglądać tak samo. Dodatkowa płytka z powodzeniem zmieści się w obudowie. Zmieści się i bezwzględnie należy umieścić ją w obszarze „zimnym" (cold) płyty PCB zasilacza. Przerabiany przeze mnie zasilacz to wersja MODUS z dodatkowymi złączami na obudowie. Na kablach jest tylko kilka podstawowych złącz do komputera (ATX_24-pin i EPS_12V). Te można poodcinać. Złącza na obudowie to wielokrotnie zrównoleglone wyjścia dwunasto i pięcio woltowe. Wyjścia 12 V (a także 3,3 V) też należałoby poodcinać i wszystkie zrównoleglić (krótkimi i grubymi przewodami) z wyjściem (oryginalnym) 5 V, które teraz jest wyjściem prądowym naszej ładowarki. Taka konstrukcja mechaniczna jest dla nas szczęśliwa. Umożliwia wykonanie ładowarki nie tylko sprawnej energetycznie i wydajnej prądowo, ale także zwartej i wygodnej bez kłopotów wykonywania jakiejkolwiek nowej obudowy. Oczywiście na obudowę należy wyprowadzić naszą diodę LED informującą o końcu ładowania oraz switch SW1 – startu ładowania. Poza tym, żadnych zbędnych kabli. NeoTec MG500 wyposażony jest w wyłącznik sieciowy i w złącze kabla sieciowego. Pożądane mogłoby być jedynie dołożenie diody informującej o włączeniu zasilacza. Sugerowałbym w tym miejscu informację o obecności napięcia +5 V Standby. We wcześniejszej części artykułu przeprowadziłem kalkulację mocy, czego wnioskiem była sugestia możliwości rezygnacji z wentylatora. Jeśliby wykorzystać w pełni możliwości NeoTec-a, „fan" należałoby pozostawić. To duży, cichy wentylator, a miejsca na umieszczenie wymaganej „daughter board" jest wystarczająco dużo, że obecność wentylatora nie przeszkadza.

Uwagi końcowe

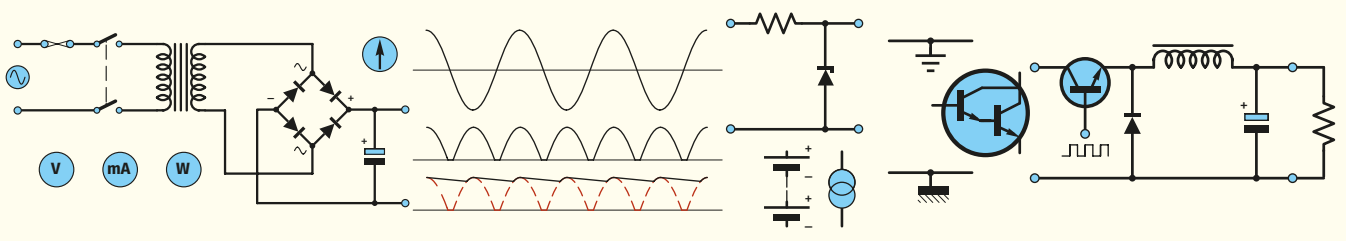
Okazało się, że w przerabianym modelu większych problemów związanych z obawami cytowanymi na początku właściwie nie było. Czy dlatego, że obawy były przesadzone? Nie ma się z czego zbytnio cieszyć, gdyż należy uznać, że brak problemów zawdzięczamy sterownikowi CM6805. To mniej typowy IC, a przy pokrewnych niekoniecznie musi być tak samo. Karta katalogowa tego układu scalonego jest bardzo skromna i najważniejszego (dla nas w tym przypadku) nie wyczytamy. Dlatego trzeba bazować na pomiarach i zabezpieczyć się na „wszelką ewentualność". A chodzi tu o minimalne wypełnienie jakie jest w stanie wypracować modulator PWM bez wejścia w tryb zabezpieczenia lub, jeszcze gorzej – bez niego. Problem minimalnego DC (*Duty Cycle*) raczej nie występuje w normalnej aplikacji zasilacza z tym układem scalonym. Ważne jest ograniczenie od góry i tu dla każdego sterownika z rodziny COMBO katalog podaje jak należy – 50% lub nieco mniej. W katalogu FAN4803 znalazłem PWM_min = 0%. I to jest bardzo pocieszające. Ale już np. dla bardziej popularnego (starszego) FAN4800, choć karta katalogowa jest bogata i bardzo dobrze przygotowana, tego parametru nie znajdziemy. Zatem na ew. kłopoty należy być przygotowanym. Oczywiście, przez świadomość fizykalnych podstaw źródła problemów dla naszej aplikacji po przeróbce zasilacza. A także przez możliwości zaradzenia tym problemom, choć dobrze jeśli nie będzie potrzeby ich wykorzystywania. I tym niekoniecznie pozytywnym akcentem kończymy wydawałoby się proste zadanie ładowania superkondensatora.

Na życzenie Czytelników autor jest gotów przygotować rozszerzenie tego opracowania na zasilacze PC o innej budowie aniżeli wykorzystany model. ■

Karol Świerc

Red. Otrzymaliśmy od Autora jego korespondencję z Czytelnikiem EdW, wykonującym zgrzewarkę z wykorzystaniem superkondensatora. Publikujemy tę korespondencję jako dodatek do artykułu w materiałach dodatkowych na: edw.elportal.pl (https://bit.ly/3SLoJaY). Sądzimy, że może ona okazać się dla tych Czytelników, którzy zdecydują się na wykonanie projektu zasilacza-ładowarki wartościowym uzupełnieniem.

eprasa.pl 4f2b873bcf



Zasilanie do twojego projektu, część 6. Powielacze napięcia

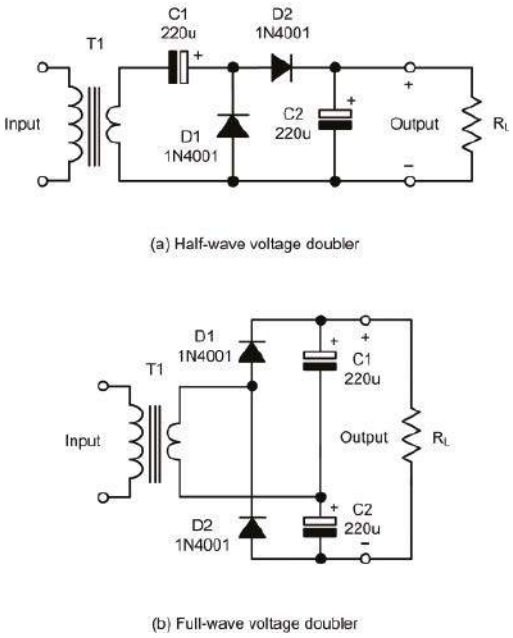
Twój projekt wydaje się być skończony i gotowy do uruchomienia, lecz zadanie nie jest jeszcze wykonane dopóki nie zastosujesz odpowiedniego źródła zasilania. Rozwiązanie tego problemu może być tak proste, jak zastosowanie gotowego zasilacza o odpowiednich parametrach, bądź też tak złożone, jak zbudowanie własnego systemu zasilania z zasilaniem impulsowym, kilkoma wyjściami oraz podtrzymaniem bateryjnym. Nasz kurs ma za zadanie pomóc w rozwiązaniu tej kwestii i dostarczyć wiedzy na temat ważnych aspektów zasilania układów elektronicznych. W zeszłym miesiącu omówiliśmy temat zasilaczy impulsowych (SMPS) i wyjaśniliśmy podstawowe zasady działania stabilizatorów impulsowych buck (step-down) i boost (step-up). W tym miesiącu powrócimy do niektórych obwodów prostowniczych, które poznaliśmy po raz pierwszy w części 2 i pokażemy jak w prosty sposób możemy wygenerować wielokrotność podstawowego napięcia wyjściowego DC za pomocą podwajaczy, potrajaczy i czterokrotnych powielaczy napięcia. Są to przydatne obwody, które można zbudować przy użyciu zaledwie garstki tanich komponentów. Przedstawimy również kilka ważnych rad i wskazówek dotyczących doboru i wykorzystania kondensatorów elektrolitycznych. Nasz projekt praktyczny będzie miał postać prostego podwajacza napięcia przeznaczonego do wytwarzania niskoprądowego napięcia wyjściowego 15 V DC z małej baterii 9 V. Projekt ten idealnie nadaje się do zasilania napięciem 15 V obwodów logicznych CMOS.

Powielacze napięcia

Proste prostowniki jednopołówkowe i dwupołówkowe, które poznaliśmy w części 2, można łatwo zmodyfikować i rozszerzyć ich możliwości w celu wytworzenia wielokrotności podstawowego napięcia wyjściowego DC. Na **rysunku 6.1(a)** znajduje się prosty układ jednopołówkowego podwajacza napięcia. Podczas pierwszej (ujemnej) połowy cyklu wejściowego napięcia zasilania AC, D1 przewodzi i ładuje C1 do ujemnego szczytowego napięcia wtórnego (pomniejszonego o spadek napięcia 0,7 V na diodzie D1). To dodatnie napięcie pojawia się na anodzie D2, która następnie przewodzi w drugiej (dodatniej) połowie cyklu, ładując C2 do podwójnego zastosowanego napięcia szczytowego (pomniejszonego o spadek napięcia przewodzenia związany ze spadkiem na diodach D1 i D2). Przy sinusoidalnym napięciu wejściowym AC, dwóch diodach 1N4001 i napięciu wtórnym RMS wynoszącym V_S, szczytowe napięcie DC pojawiające się na obciążeniu (R_L) będzie wynosiło w przybliżeniu:

$$V_{OUT}=(2\times1{,}4\times V_S)-(2\times0{,}7\text{ V})=2{,}8\,V_S-1{,}4\text{ V}$$

Zauważ, że współczynnik 1,4 zamienia wartość RMS na wartość szczytową (ściślej mówiąc współczynnik ten wynosi √2=1,4142...). Tak więc, przy transformatorze dostarczającym 12 V RMS po stronie wtórnej, można oczekiwać, że napięcie wyjściowe bez obciążenia wyniesie około 32 V (przy niskich prądach obciążenia, do około 50 mA). Alternatywny układ podwajacza napięcia jest pokazany na **rysunku 6.1(b)**. Układ ten oferuje lepszą wydajność niż pokazany na rysunku 6.1(a), ponieważ każda z diod przewodzi przez inną połówkę cyklu z uwzojenia wtórnego (działa raczej jak prostownik dwupołówkowy niż jednopołówkowy). Przy napięciu wtórnym 24 V RMS, układ ten dostarczy około 65 V przy prądzie obciążenia do 50 mA. Na **rysunku 6.2(a)**



Rysunek 6.1. Proste jednopołówkowe i dwupołówkowe podwajacze napięcia.

eprasa.pl 4f2b873bcf

przedstawiono prosty potrajacz napięcia. Górna część tego obwodu (C1/C2 i D1/D2) tworzy podwajacz napięcia z podwojonym szczytowym napięciem wtórnym pojawiającym się na C2. Do tego dodaje się ujemne napięcie szczytowe wytwarzane przez diodę prostowniczą D3, która ładuje kondensator C3 podczas ujemnych półokresów. Tak więc napięcie pojawiające się na obciążeniu (R_L) będzie w przybliżeniu trzykrotnie większe od szczytowego napięcia wtórnego dostarczanego przez transformator T1. Przy sinusoidalnym napięciu wejściowym AC, trzech diodach 1N4001 i napięciu wtórnym RMS (V_S) szczytowe napięcie stałe pojawiające się na obciążeniu (R_L) jest w przybliżeniu określone przez:

$$V_{OUT}=(3\times1{,}4\times V_S-(3\times0{,}7\ V)=4{,}2\ V_S-2{,}1\ V$$

Tak więc przy transformatorze dostarczającym na uzwojeniu wtórnym 24 V RMS, napięcie wyjściowe bez obciążenia wyniesie około 98 V przy prądzie obciążenia do 50 mA. Na **rysunku 6.2(b)** przedstawiono prosty, czterokrotny powielacz napięcia. Górna część tego obwodu (C1/C2 i D1/D2) tworzy podwajacz napięcia z podwojonym szczytowym napięciem wtórnym pojawiającym się na C2. Dolna część obwodu (C3/C4 i D3/D4) tworzy dalszy, ujemny podwajacz napięcia wyjściowego, którego wyjście pojawia się na C4. Wynikowe napięcie wyjściowe dostarczane do obciążenia (R_L) jest sumą napięć pojawiających się na C2 i C4. Przy sinusoidalnym napięciu wejściowym AC, czterech diodach 1N4001 i napięciu wtórnym RMS (V_S) szczytowe napięcie DC pojawiające się na obciążeniu (R_L) będzie wynosiło w przybliżeniu:

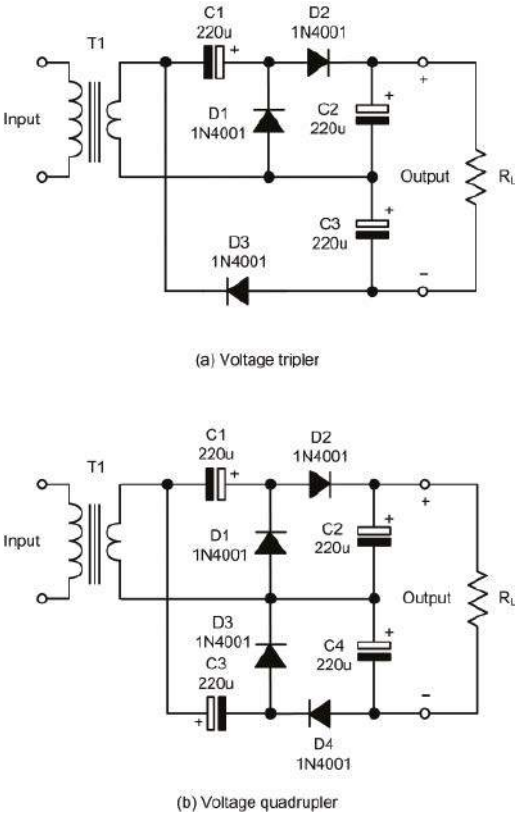
$$V_{OUT}=(2\times(2\times1{,}4\times V_S))-(4\times0{,}7\ V)=$$
$$4\ V_S-2{,}8\ V$$

Tak więc przy transformatorze dostarczającym na uzwojeniu wtórnym 24 V RMS, napięcie wyjściowe bez obciążenia wyniesie około 130 V, które może być utrzymywane przy prądach obciążenia do 50 mA.

Wyższe napięcia

Możliwe jest generowanie znacznie wyższego napięcia przy użyciu układów zwielokrotniających, ale kosztem słabej stabilizacji i ograniczonego prądu wyjściowego. Ogólny układ n-poziomego drabinkowego powielaczanapięciapokazano na **rysunku 6.3**.

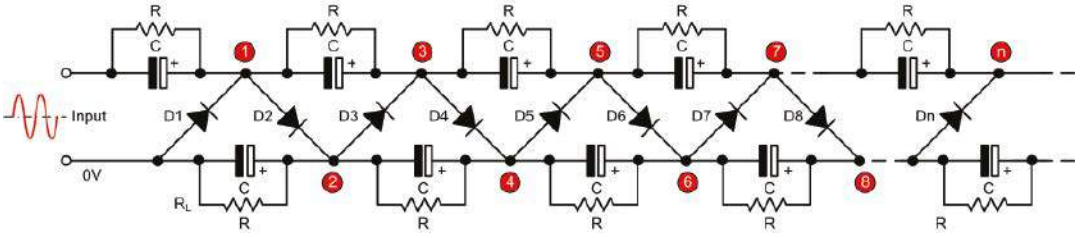
Układ ten, pierwotnie opracowany przez Johna Cockcrofta i Ernesta Waltona ponad 90 lat temu, znalazł zastosowanie w wysokonapięciowym zasilaczu prądu stałego do użytku w akceleratorach cząstek elementarnych. Układ Cockcrofta-Waltona kaskaduje drabinki sieci prostowników i kondensatorów filtrujących, a jego zaletą jest to, że nie wymaga nieporęcznego i drogiego transformatora wysokiego napięcia. Zauważ, że na rysunku 6.3 dodaliśmy rezystory bocznikujące równolegle z każdym kondensatorem filtrującym. Nie tylko pomagają one wyrównać napięcia powstające na kondensatorach, ale także zapewniają ścieżkę rozładowania kondensatorów, dzięki czemu obwód jest bezpieczny, gdy zostanie odłączone zasilanie. Typowe wartości rezystorów bocznikujących mieszczą się w zakresie od 47 kΩ do 1 MΩ. Należy podkreślić, że zasilacz Cockcrofta-Waltona wysokiego rzędu jest w stanie dostarczyć jedynie stosunkowo niewielkie prądy. Na przykład dziewięciokrotny mnożnik (n=9) będzie w stanie dostarczyć tylko kilkadziesiąt miliamperów. Może to być wystarczające dla niektórych zastosowań, ale zupełnie nieakceptowalne dla wielu innych.



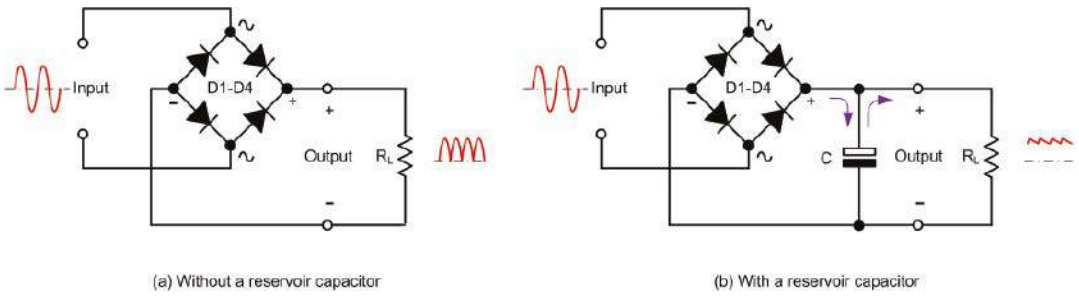
Rysunek 6.2. Układy potrajacza i poczwórnego powielacza napięcia.

Kondensatory filtrujące

Zarówno w przypadku zasilaczy impulsowych, jak i konwencjonalnych zasilaczy liniowych, kondensatory filtrujące pełnią ważną rolę „podtrzymywania" napięcia wyjściowego z mostka prostowniczego. Kondensatory ładują się przy każdym piku przyłożonego napięcia (podczas którego odpowiednie diody prostownika będą przewodzić) i zachowują ten ładunek, gdy napięcie wtórne spada (patrz **rysunek 6.4**). Ogólną zasadą jest użycie kondensatora, odpowiednio dobranego pod względem



Rysunek 6.3. Powielacz napięcia Cockcrofta-Waltona w postaci „n-poziomowej" drabinki.



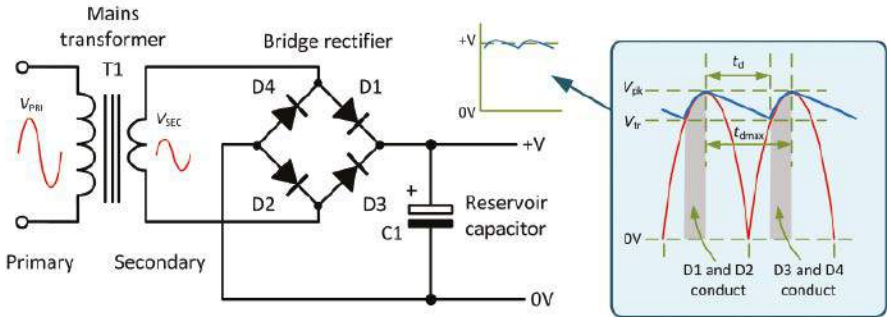
Rysunek 6.4. Mostek prostowniczy z kondensatorem filtrującym oraz bez niego. Zwróć uwagę na przepływ prądu na przemian do i z kondensatora w celu utrzymania prądu dostarczanego do obciążenia.

eprasa.pl 4f2b873bcf

napięcia roboczego i prądu tętnień, o wartości jak największej w ramach fizycznych ograniczeń płytki, na której jest zamontowany. Można oszacować przybliżoną wartość wymaganej pojemności zakładając, że kondensator ma maksymalny czas rozładowania równoważny czasowi jednego półokresu zasilania AC (należy pamiętać, że mostek prostowniczy zapewnia prostowanie pełnookresowe, a zatem częstotliwość „tętnień" będzie wynosić 100 Hz, dwa razy więcej niż częstotliwość 50 Hz dla standardowej sieci zasilającej). Zalecana wartość kondensatora może być wtedy oszacowana z zależności:

$$C = \frac{I_{max} \cdot t_{dmax}}{V_{pk} - V_{tr}}$$

gdzie I_{max} jest maksymalnym prądem obciążenia, t_{dmax} jest maksymalnym czasem rozładowania, V_{pk} i V_{tr} są odpowiednio napięciami szczytowymi i tętnieniami (patrz **rysunek 6.5**), a napięcie wyjściowe DC (V_{DC}) jest po prostu średnią tych dwóch wartości. Weźmy prosty przykład oparty na kondensatorze filtrującym, który może być potrzebny dla prostego wzmacniacza audio pracującego z pełnookresowego mostka prostowniczego 12 V RMS AC i wymagającego maksymalnego prądu 1 A. Zasilanie 12 V RMS pochodzące z uzwojenia wtórnego transformatora sieciowego będzie miało wartość szczytową około 17 V (12 V×1,4). Załóżmy, że nie bylibyśmy przygotowani na tolerowanie spadku napięcia o więcej niż 1 V na szynie DC podczas zasilania maksymalnym prądem obciążenia. Powinniśmy zatem wziąć pod uwagę najgorszy przypadek, w której V_{pk}=17 V i V_{tr}=16 V. Innymi słowy, projektujemy zasilanie z maksymalną wartością tętnień wynoszącą 1 V. Przy zasilaniu o częstotliwości 50 Hz wartość t_{dmax} wynosi 10 ms, a maksymalny prąd obciążenia około 1 A. Stąd:



Rysunek 6.5. Wpływ kondensatora filtrującego na przebieg wyjściowy pełnookresowego mostka prostowniczego DC.

$$C = \frac{1 \cdot 10 \cdot 10^{-3}}{17 - 16}\ F = 10\ mF \text{ lub } 10000\ \mu F$$

Zasadniczo kondensatory filtrujące powinny mieć maksymalne napięcie robocze większe o co najmniej 50% od spodziewanego napięcia stałego i o prądzie tętniącym większym o co najmniej 50% od maksymalnego prądu obciążenia DC. Tak więc odpowiedni byłby element o napięciu znamionowym 30 V lub 35 V z prądem tętniącym o wartości 1,5 A, lub większym. W tym prostym przykładzie uznaliśmy, że mostek prostowniczy jest idealny i nie uwzględniliśmy żadnego spadku napięcia, który mógłby być przypisany diodom prostowniczym będącym w stanie przewodzenia. W niektórych przypadkach (a szczególnie w przypadku zasilaczy niskonapięciowych) dobrze byłoby uwzględnić dodatkowy spadek napięcia, który powstaje na każdym przewodzącym złączu półprzewodnikowym. Zilustrujemy to na nieco bardziej złożonym przykładzie. Załóżmy, że używamy liniowego, trójkońcówkowego stabilizatora 5 V opartego na układzie 7805, transformatorze sieciowym o napięciu wtórnym 8 V oraz mostku prostowniczym (takim jak opisywaliśmy wcześniej). Szczytowe napięcie pojawiające się na kondensatorze filtrującym będzie wynosiło (8×1,41)=11,3 V pomniejszone o spadki napięć przewodzenia związane z dwiema z czterech diod prostownika (tylko dwie z czterech diod będą jednocześnie przewodzić). Tak więc szczytowe napięcie pojawiające się na kondensatorze filtrującym nie będzie wynosiło 11,3 V, ale bliżej (11,3–(2×0,7))=9,9 V. Minimalne napięcie wejściowe dla stabilizatora 7805 jest określone jako 7,5 V (patrz tabela 3.1 w trzecim odcinku). Zatem dla maksymalnego obciążenia 1 A możemy teraz oszacować minimalną wymaganą wartość pojemności kondensatora:

$$C = \frac{1 \cdot 10 \cdot 10^{-3}}{9,9 - 7,5}\ F = 1,17 \cdot 10^{-3}\ F = 4170\ \mu F$$

W praktyce odpowiedni byłby element o wartości 4700 µF przy napięciu pracy wynoszącym co najmniej 16 V.

Kondensatory elektrolityczne

Jak zapewne zauważyłeś, zdecydowana większość kondensatorów stosowanych w zasilaczach to kondensatory elektrolityczne, które pozwalają na uzyskanie stosunkowo dużych wartości pojemności w małej objętości. W produkcji kondensatorów elektrolitycznych

Tabela 6.1 Porównanie rodzajów kondensatorów elektrolitycznych

Typ kondensatora	Typowy zakres wartości [µF]	Typowe napięcie znamionowe [V]	Zakres temperatur [°C]	Typowy prąd tętniący [A]	Typowy prąd upływu	Typowy ESR	Oczekiwany czas pracy (w godzinach)
Miniaturowy, przewlekany, elektrolityczny	1...2200	6,3...25	–55...+105	0,4...9,7	0,01 CV lub 4 µA	15 Ω...350 Ω	2000 przy 105°C
Miniaturowy, elektrolityczny SMD	1...1000	6,3...50	–45...+85	0,01...0,33	0,01 CV lub 3 µA	0,4 Ω...166 Ω	2000 przy 85°C
Elektrolityczny, montowany na PCB	220...22000	16...400	–40...+85	0,7...4,1	0,02 CV	0,03 Ω...4 Ω	2000 przy 85°C
Elektrolityczny SMD o niskim ESR	100...1000	6,3...50	–55...+105	0,3...0,45	0,01 CV lub 3 µA	0,17 Ω...0,4 Ω	2000 przy 85°C
Przewlekany, elektrolityczny o niskim ESR	2,2...1000	16...100	–55...+105	0,03...1,5	0,01 CV lub 2 µA	40 mΩ...2,8 Ω	5000 przy 85°C
Wysokiej jakości, elektrolityczny	1000...47000	25...385	–40...+85	5...42	0,006 CV lub 4 µA	5 mΩ...70 mΩ	4000 przy 85°C

eprasa.pl 4f2b873bcf

warstwa tlenku (dielektryk) jest nakładana na metalową anodę za pomocą metod elektrochemicznych. Warstwa tlenku jest bardzo cienka i zapewnia stałą dielektryczną do wartości około 25. W normalnym trybie pracy dielektryk musi zostać spolaryzowany przez przyłożenie napięcia DC. Kondensatory elektrolityczne należy stosować ostrożnie, gdyż nie mają one tak szerokiego zastosowania jak inne rodzaje kondensatorów. Główne powody to: konieczność stosowania napięcia polaryzującego, szeroka tolerancja, słaba charakterystyka temperaturowa, stosunkowo duża wartość prądu upływu, znaczna efektywna rezystancja szeregowa (ESR) i efektywna indukcyjność szeregowa (ESL). Kondensatory elektrolityczne są również znacznie mniej niezawodne niż inne typy i są podatne na uszkodzenia w wysokich temperaturach (patrz dalej). Istotny jest więc wybór właściwego typu kondensatora do zastosowań w zasilaniu, a zwłaszcza tam, gdzie niezawodność jest najważniejsza. Właściwości różnych popularnych typów kondensatorów elektrolitycznych są wymienione w **tabeli 6.1**.

Właściwości kondensatorów elektrolitycznych

Warto poświęcić nieco więcej czasu na wyjaśnienie, dlaczego duże kondensatory elektrolityczne należy stosować z uwagą. Zaczniemy od wyjaśnienia kilku ważnych właściwości, które mają duży wpływ na sposób działania kondensatorów.

Dielektryk

Kondensator to urządzenie magazynujące energię, wykonane z dwóch równoległych płytek przewodzących, oddzielonych materiałem izolacyjnym (dielektrykiem). Kiedy napięcie jest przyłożone do płytek, pole elektryczne przemieszcza ładunki elektryczne w dielektryku i w ten sposób magazynowana zostaje energia. Zakłada się, że w dielektryku nie ma ładunków swobodnych (przynajmniej w idealnym przypadku), i że chociaż są one wypierane, nie mogą się swobodnie poruszać (tak jak ma to miejsce w przewodniku).

Wartości i tolerancje

Pojemność kondensatora elektrolitycznego jest zwykle podawana w µF (mikrofaradach) i jest określana przez właściwości fizyczne kondensatora (efektywna powierzchnia płytek i dystans między nimi), a także materiał dielektryka. Tolerancja to maksymalne dopuszczalne odchylenie od nominalnej wartości pojemności w określonej temperaturze. Typowe wartości tolerancji dla kondensatorów elektrolitycznych mogą wynosić od –20% do +50%, a więc należy spodziewać się odchyleń od każdej oznaczonej na obudowie wartości pojemności.

Maksymalne napięcie pracy

Maksymalne napięcie pracy dla kondensatora elektrolitycznego jest zdefiniowane jako maksymalne napięcie DC, które może być przyłożone do kondensatora w sposób ciągły w temperaturze znamionowej. Należy pamiętać, że wartości znamionowe AC i DC nie są takie same, a suma napięcia DC i wszelkich szczytowych napięć AC jednocześnie przyłożonych do kondensatora nigdy nie może przekroczyć znamionowego napięcia DC.

Zastępcza rezystancja szeregowa

ESR to opór wewnętrzny kondensatora wyrażony jako pojedyncza wartość oporu, modelowana jako rezystancja połączona szeregowo z kondensatorem (który jest wtedy postrzegany jako „doskonały" element (patrz dalej)). ESR składa się z sumy strat rezystancji w dielektryku (ważne w komponentach elektrolitycznych) i rezystancji ścieżki przewodzącej między płytami kondensatora a jego zewnętrznymi połączeniami. ESR zmienia się nieznacznie wraz z częstotliwością, zwykle spadając do minimalnej wartości w zakresie związanym z pracą większości zasilaczy impulsowych (tj. 50 kHz do 150 kHz). Należy również pamiętać, że straty mocy w kondensatorze zwiększają się wraz ze wzrostem ESR. Ponieważ ESR jest tak ważny dla prawidłowego działania kondensatora (często jest powodem, dla którego pozornie „dobry" komponent nie działa), pochylimy się nad tym tematem w dalszej części.

Współczynnik strat

Współczynnik strat (D lub DF) kondensatora jest stosunkiem efektywnej rezystancji szeregowej (ESR) kondensatora do jego reaktancji X_C przy określonej częstotliwości. Współczynnik strat jest czasem określany jako „tan δ", czyli tangens kąta, w którym ESR (R_E) i X_C są przyprostokątnymi trójkąta prostokątnego.

$$D = \tan\delta$$

Zauważ, że współczynnik strat jest zwykle podawany dla zastosowań zasilania sinusoidalnego AC i ma mniejsze znaczenie, gdy warunki są niesinusoidalne (jak w zasilaczach impulsowych). Współczynnik strat jest określany przez:

$$DF = \frac{R_E}{X_C} = \frac{R_E}{\left(\frac{1}{2\pi fC}\right)} = 2\pi fC\,R_E$$

Aby zrozumieć tę zależność, rozważ następujący przykład. Kondensator o pojemności 68 µF i ESR wynoszącym 1,5 Ω jest używany przy częstotliwości 50 Hz. Współczynnik strat można określić z:

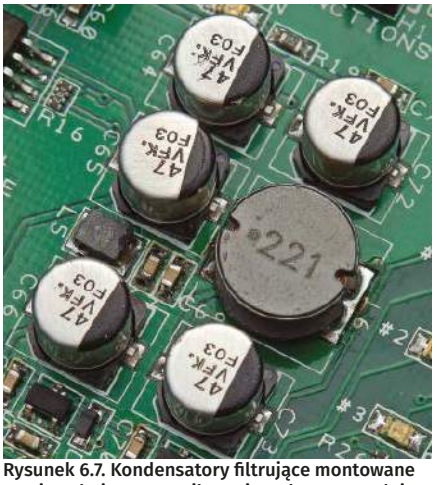
$$DF = 2\pi fCR_E = 6,28 \cdot 50 \cdot 68 \cdot 10^{-6} \cdot 1,5 = 0,032 \text{ lub } 3,2\%$$

Dobroć

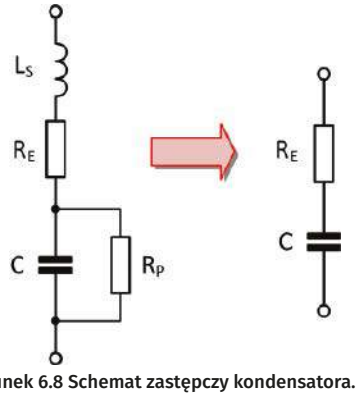
Współczynnik dobroci (oznaczany jako Q lub Q_F) to stosunek reaktancji pojemnościowej (X_C) do ESR (R_E) przy określonej częstotliwości. Q_F jest odwrotnością współczynnika strat, więc:



Rysunek 6.6. Cztery duże kondensatory elektrolityczne połączone równolegle w celu utworzenia dużej pojemności filtrującej na wejściu wysokonapięciowego zasilacza impulsowego DC.



Rysunek 6.7. Kondensatory filtrujące montowane powierzchniowo w zasilaczu impulsowym małej mocy.



Rysunek 6.8 Schemat zastępczy kondensatora.

eprasa.pl 4f2b873bcf

$$Q = \frac{1}{D} \text{ i } D = \frac{1}{Q}$$

Sprawność objętościowa i gęstość energii

Sprawność objętościowa (VE) kondensatora jest miarą tego, jak duża pojemność jest dostarczana z danej objętości komponentu. Sprawność objętościowa zależy głównie od stałej dielektrycznej (k) i konstrukcji kondensatora. Warto zauważyć, że dla danego materiału dielektrycznego, objętość kondensatora zmienia się mniej więcej z kwadratem jego maksymalnego napięcia znamionowego. Tak więc kondensator 63 V może mieć około 100 razy większą objętość niż podobny element o napięciu znamionowym zaledwie 6,3 V! Gęstość energii (ED) kondensatora jest związana z jego wydajnością objętościową. Gęstość energii jest dana przez:

$$ED = \frac{C \cdot V}{\text{objętość}}$$

gdzie C to pojemność, a V to napięcie pracy.

Maksymalny prąd tętniący

Maksymalny prąd tętniący kondensatora to maksymalny prąd RMS (zwykle podawany w amperach), jaki może płynąć w kondensatorze przy określonej częstotliwości. Należy pamiętać, że dopuszczalny prąd tętnienia dla kondensatora jest ograniczony przez wewnętrzną temperaturę kondensatora, która wzrasta z powodu wewnętrznego rozpraszania energii związanego z jego ESR.

Absorpcja dielektryczna (DA)

Entuzjaści elektroniki mogli z pewnością zauważyć, że po naładowaniu kondensator wydaje się utrzymywać część ładunku, nawet po uporczywych próbach rozładowania go! Nawet zwarcie końcówek przez kilka sekund może nadal nie usunąć całości ładunku z kondensatora o dużej pojemności. Powodem tego zagadkowego zjawiska jest absorpcja dielektryczna skutkująca wytworzeniem potencjału pomiędzy zaciskami kondensatora po jego rozładowaniu. Absorpcję dielektryczną można sprawdzić stosując następującą prostą procedurę:

1. Naładuj kondensator do jego napięcia znamionowego (np. 63 V, 100 V lub 150 V) przez pięć minut.
2. Odłącz kondensator od źródła ładowania.
3. Zewrzyj zaciski kondensatora przez pięć sekund, a następnie pozostaw kondensator rozwarty przez 60 sekund.
4. Podłącz woltomierz wysokorezystancyjny do zacisków kondensatora i odczytaj obecne napięcie.

Wartość absorpcji dielektrycznej można określić na podstawie wzoru:

$$DA = \frac{V_R}{V_S} \cdot 100\%$$

V_R to napięcie odzyskiwania, a V_S to napięcie zasilania ładowania.

Na przykład, jeśli kondensator jest ładowany z zasilania 63 V (będącego znamionowym napięciem pracy) i wykazuje napięcie odzyskiwania 7 V, to wartość absorpcji dielektrycznej będzie dana przez:

$$DA = \frac{7}{63} \cdot 100\% = \frac{1}{9} \cdot 100\% = 0{,}11 \cdot 100\% = 11\%$$

Zastępcza indukcyjność szeregowa

Równoważna indukcyjność szeregowa kondensatora (ESL) jest efektywną indukcyjnością kondensatora wyrażoną jako pojedyncza indukcyjność uważana za połączoną szeregowo z doskonałą cewką (patrz **rysunek 6.8**). Należy zauważyć, że ESL składa się z sumy indukcyjności wewnętrznej i indukcyjności ścieżki przewodzącej pomiędzy płytkami kondensatora a jego zewnętrznymi połączeniami. ESL zmniejsza efektywność kondensatora przy wysokich częstotliwościach. Jest on również odpowiedzialny za ostry spadek impedancji, który występuje przy szeregowej częstotliwości rezonansowej niektórych typów kondensatorów. W zależności od typu komponentu i wartości, ten efekt rezonansowy występuje przy częstotliwościach od około 700 kHz dla małego osiowego kondensatora elektrolitycznego do około 40 MHz dla małych foliowych kondensatorów montowanych na PCB. ESL jest głównym problemem przy filtracji zasilania w zasilaczach impulsowych pracujących z wysokimi częstotliwościami.

Rezystancja izolacji

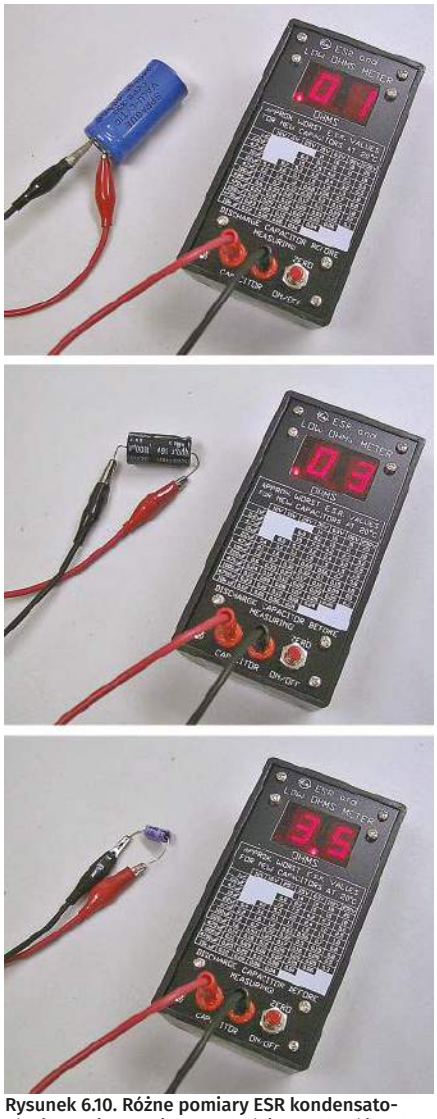
Rezystancja izolacji kondensatora (IR) to równoległa (lub bocznikowa) rezystancja kondensatora (patrz rysunek 6.8). Rezystancja izolacji jest zwykle określana w MΩ (typowa wartość dla kondensatora elektrolitycznego mieści się w zakresie od 1 MΩ do 10 MΩ). Niższe wartości rezystancji izolacji wiążą się z wyższymi wartościami pojemności. Niektórzy producenci podają rezystancję izolacji jako iloczyn rezystancji izolacji (w MΩ) i pojemności (w µF). Rezystancja izolacji może być więc określona w MΩ-µF. Aby określić rezystancję izolacji dla danego kondensatora, wystarczy podzielić wartość MΩ-µF przez pojemność elementu. Na przykład, jeśli kondensator o pojemności 2,2 µF weźmiemy z serii o podanej wartości IR wynoszącej 4,4 MΩ-µF, to będzie miał on rezystancję izolacji wynoszącą 2 MΩ.



Rysunek 6.9 Pomiar ESR osiowego kondensatora elektrolitycznego zamontowanego na płytce drukowanej.

Prąd upływu

Prąd upływu jest często określany w odniesieniu do ilości zgromadzonego ładunku (tj. jako stała wielokrotność pojemności (C) i przyłożonego napięcia V – zazwyczaj 0,01 CV – lub jako maksymalny prąd w µA (w zależności od tego, która wartość jest większa). Prąd upływu maleje wraz ze wzrostem izolacji, ale



Rysunek 6.10. Różne pomiary ESR kondensatorów ilustrujące zmiany wartości ESR dla różnych typów i rozmiarów kondensatorów.

eprasa.pl 4f2b873bcf



Rysunek 6.11. Niektóre tanie testery komponentów zawierają możliwość wykonania pomiaru ESR kondensatora. W tym przypadku badany jest dobrej jakości kondensator osiowy 4700 µF.

rośnie wraz z przyłożonym napięciem i temperaturą. Typowe prądy upływu dla kondensatorów elektrolitycznych mieszczą się w zakresie od 1 µA do 10 µA i zwykle nie ma to znaczenia w zastosowaniach zasilających.

Schemat zastępczy kondensatora

Po wyjaśnieniu niektórych właściwości kondensatorów elektrolitycznych zdasz sobie sprawę, że elementy te są z natury niedoskonałe i na ich działanie wpływają czynniki wewnętrzne, takie jak obecność niewielkich wartości rezystancji i indukcyjności szeregowej. Możemy zamodelować rzeczywisty kondensator używając obwodu zastępczego kondensatora pokazanego na rysunku 6.8. Przedstawione jego elementy to:

- Efektywna pojemność, C
- Równoległa (lub „bocznikowa") rezystancja (R_P), przez którą płynie niewielki prąd upływu
- Zastępcza rezystancja szeregowa (ESR), R_E
- Zastępcza indukcyjność szeregowa (ESL), L_S

Ważne jest, aby zrozumieć, że elementy pokazane na rysunku 6.8 mają różny wpływ na działanie kondensatora w obwodzie roboczym. Na przykład, przy niskich częstotliwościach ESL (L_S) staje się nieistotna, ale nabiera znaczenia przy wysokich i bardzo wysokich częstotliwościach. Z drugiej strony R_P, ma niewielkie znaczenie w urządzeniach o niskiej impedancji (takich jak zasilacz), ale staje się ważna w układach o wysokiej impedancji (na przykład w układach próbkująco-pamiętających). I odwrotnie, podczas gdy R_E jest nieistotny w obwodzie o wysokiej impedancji, składnik ten staje się krytyczny w układach o niskiej impedancji (takich jak konwencjonalne zasilacze impulsowe). Na szczęście, dla większości aplikacji zasilających możemy po prostu zignorować rezystancję bocznikującą i indukcyjność szeregową, pozostawiając do rozważań jedynie ESR (R_E). Nowoczesne, wysokoprądowe zasilacze impulsowe zwiększyły zapotrzebowanie na niskoimpedancyjne kondensatory o dużej wartości znamionowej prądu tętniącego. Elementy te muszą mieć zawsze niską wartość ESR.

Tabela 6.2 Typowe charakterystyki kondensatorów elektrolitycznych

Napięcie znamionowe (V)	10	16	25	35	50	63
Współczynnik strat (D)	0,19	0,16	0,14	0,12	0,1	0,1
ESR (Ω)	1,15	0,97	0,84	0,72	0,6	0,6
Maksymalny prąd tętniący (mA)	260	320	430	480	540	580

Tabela 6.3 Typowe charakterystyki kondensatorów elektrolitycznych o niskim ESR

Napięcie znamionowe (V)	10	16	25	35	50	63
Współczynnik strat (D)	0,15	0,1	0,08	0,07	0,06	0,05
ESR (Ω)	0,5	0,4	0,32	0,28	0,22	0,21
Maksymalny prąd tętniący (mA)	380	450	600	700	900	1100

Uszkodzenie kondensatora

Uszkodzenie kondensatora może być gwałtowne lub postępujące. Istnieją dwa rodzaje gwałtownych awarii: zwarcie i rozwarcie. Prawdopodobną konsekwencją każdego z tych zdarzeń będzie całkowity brak działania urządzenia, w którym kondensator ten pracuje, lub brak działania zgodnego ze specyfikacją. Stopniowa awaria występuje, gdy jeden lub więcej parametrów kondensatora wypadnie poza swoje wyspecyfikowane limity. Na przykład, gdy prąd upływu kondensatora wzrasta do wartości, która jest znacznie większa niż maksymalna wartość znamionowa elementu. Uszkodzenia zwarciowe zazwyczaj wynikają z awarii dielektryka spowodowanych wysokimi napięciami. Przerwy w obwodach są zwykle powodowane przez mechaniczne uszkodzenia połączenia między folią i wyprowadzeniami kondensatora. Takie awarie są znacznie mniej powszechne niż elektryczne uszkodzenia w dielektryku. Narażenie na działanie środków czyszczących na bazie uwodornionych rozpuszczalników węglowodorowych (które dostają się do kondensatorów elektrolitycznych przez uszczelnienie ciśnieniowe) może często powodować chemiczny wpływ na elektrody z folii aluminiowej kondensatorów elektrolitycznych. Ten rodzaj awarii jest obecnie mniej powszechny ze względu na stosowanie podczas lutowania topników typu no-wash lub water-washable. Jeśli sprzęt elektroniczny wymaga czyszczenia, należy upewnić się, że kondensatory elektrolityczne są traktowane środkami czyszczącymi bardzo oszczędnie, jeśli w ogóle!

Efekty temperaturowe

Awaria dużych kondensatorów elektrolitycznych jest często spowodowana stosunkowo wysokimi wartościami temperatury pracy, które z kolei są zwykle spowodowane wysokimi wartościami ESR. Ponieważ ESR rośnie wraz z temperaturą, możemy wpaść w błędne koło! Żywotność kondensatora pracującego w wysokiej temperaturze skraca się, gdyż elektrolit zaczyna parować, a jego opary ulatniają się przez uszczelnienie. Wynikająca z tego tytułu utrata elektrolitu zmniejsza pojemność i zwiększa ESR (ponieważ ilość elektrolitu się zmniejsza). To z kolei może spowodować przedwczesną awarię całego urządzenia, gdyż prawidłowe warunki pracy układu nie są już utrzymywane z powodu nieskutecznego filtrowania lub odsprzęgania linii zasilania. Innym czynnikiem przyczyniającym się do wzrostu temperatury wewnętrznej jest temperatura otoczenia. Żywotność kondensatora znacznie zmniejsza się wraz ze wzrostem temperatury otoczenia, ponieważ powoduje to również odparowanie elektrolitu, które wzmaga się wraz ze wzrostem temperatury. W praktyce, żywotność kondensatora elektrolitycznego w 60°C jest dwa razy większa niż przy pracy w 75°C. Powyżej zaś tej wartości, żywotność kondensatora zmniejsza się o połowę na każde 10°C wzrostu temperatury. Szczególnie ważne jest, aby mieć świadomość, że wysokie temperatury wewnętrzne mogą spowodować znaczny wzrost ciśnienia wewnętrznego kondensatora. Sytuacja ta może być rozładowana na kilka sposobów, w tym przez kontrolowanej grubości odpowietrznik w puszce, membranę w dużych obudowach lub przez wystrzelenie gumowego korka w miniaturowych, osiowych kondensatorach elektrolitycznych.

Napięcie pracy

Napięcie znamionowe kondensatora jest związane z napięciem stosowanym podczas formowania dielektryka w czasie produkcji i zwykle stanowi zalecaną przez producenta wartość maksymalną. W przypadku starszych kondensatorów elektrolitycznych możliwe było powolne niszczenie dielektryka, gdy kondensator pracował przy znacznie niższej wartości znamionowej. Obecnie zastosowanie folii aluminiowej o wysokiej czystości w dużym stopniu wyeliminowało ten efekt. W rzeczywistości efektem używania kondensatora elektrolitycznego przy wartości mniejszej niż znamionowa jest zwiększenie niezawodności dielektryka

eprasa.pl 4f2b873bcf

zgodnie z piątą potęgą. Warto to zilustrować na dwóch, kontrastujących przykładach:

- Kondensator A
- Wartość kondensatora: 10000 µF
- Napięcie znamionowe producenta: 100 V
- Rzeczywiste napięcie pracy: 67 V
- Podstawowy wskaźnik uszkodzeń: 0,1%/1000 h
- Kondensator B
- Wartość kondensatora: 6800 µF
- Napięcie znamionowe producenta: 50 V
- Rzeczywiste napięcie pracy: 50 V
- Podstawowy wskaźnik uszkodzeń: 0,05%/1000 h

Efektywny wskaźnik awaryjności (EFR) dla kondensatora można obliczyć z:

$$EFR = BFR \cdot \left(\frac{V_W}{V_{MR}} \right)^5 \text{ \% na 1000 godzin}$$

gdzie BFR to podstawowy wskaźnik uszkodzeń (w % na 1000 godzin), V_W to rzeczywiste napięcie pracy (eksploatacyjne, w woltach), a V_{MR} to napięcie znamionowe producenta. Stąd efektywny wskaźnik awaryjności dla kondensatora A będzie wynosił:

$$EFR = 0,1 \left(\frac{67}{100} \right)^5 = 0,1 \cdot 0,135 =$$

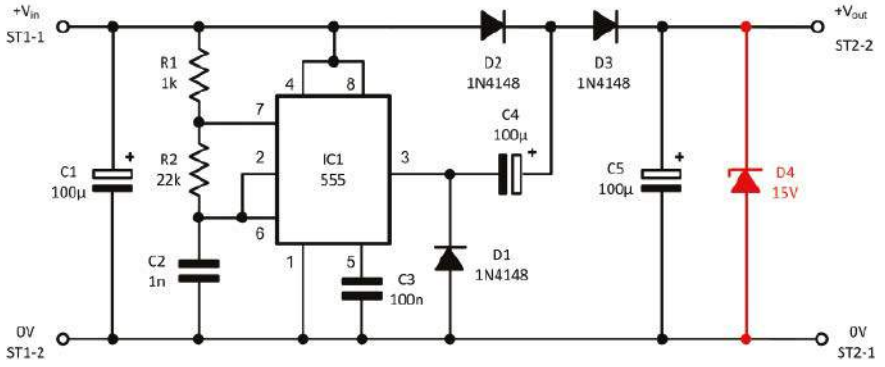
$$0,0135\% \text{ na 1000 godzin}$$

Natomiast efektywny wskaźnik awaryjności dla kondensatora B wyniesie:

$$EFR = 0,05 \left(\frac{50}{50} \right)^5 = 0,05 \cdot 1 =$$

$$0,05\% \text{ na 1000 godzin}$$

Z tego warto zauważyć, że nawet przy niższym podstawowym wskaźniku awaryjności, kondensator B jest ponad trzykrotnie bardziej narażony na awarię niż kondensator A!



Rysunek 6.12. Projekt praktyczny: przetwornica zasilania logiki CMOS z 9 V na 15 V (aby poprawić dokładność napięcia wyjściowego, można dodać diodę Zenera 15 V (na czerwono)).

Współczynnik rozproszenia i ESR

W **tabeli 6.2** zestawiono typowe charakterystyki kondensatorów elektrolitycznych w odniesieniu do napięcia znamionowego. Zauważ, że współczynnik strat maleje wraz ze wzrostem napięcia znamionowego. Kondensatory elektrolityczne o wyższym napięciu mają zwykle większe rozmiary obudowy wraz z niższymi wartościami ESR (patrz tabela 6.2). W rezultacie, temperatura wewnętrzna i współczynnik strat mogą być znacznie zmniejszone poprzez dobór komponentu o wyższym napięciu znamionowym niż jest to wymagane dla danej aplikacji. Poprzez ograniczenie wewnętrznych strat, temperatura pracy kondensatora jest mniejsza, zwiększając żywotność dielektryka i zapewniając długoterminową niezawodność. Tak więc, gdy nadchodzi czas, aby wybrać komponent elektrolityczny do użytku jako kondensator filtrujący lub filtr tętnień, zaleca się, aby zastosować pewien zapas napięcia.

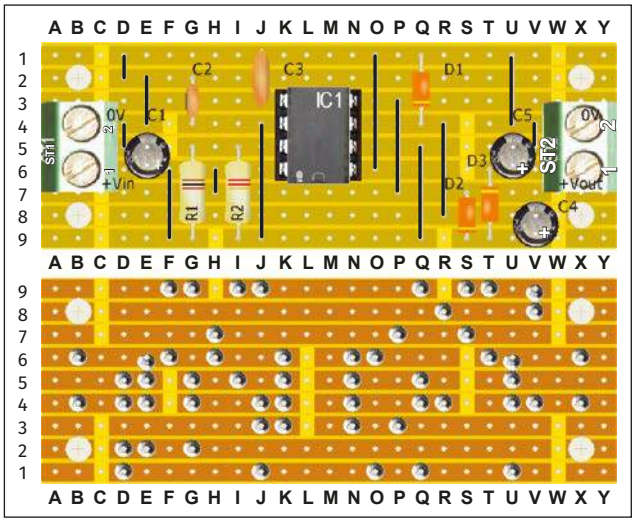
Tabela 6.4 Specyfikacja przetwornicy zasilania logiki CMOS 9 V na 15 V

Napięcie wejściowe	9 V
Napięcie wyjściowe	15 V (±0,5 V)
Prąd obciążenia	15 mA nominalnie (max. 25 mA)
Częstotliwość przełączania	ok. 32 kHz
Stabilizacja obciążenia	ok. 13%
Rezystancja wyjściowa	ok. 100 Ω

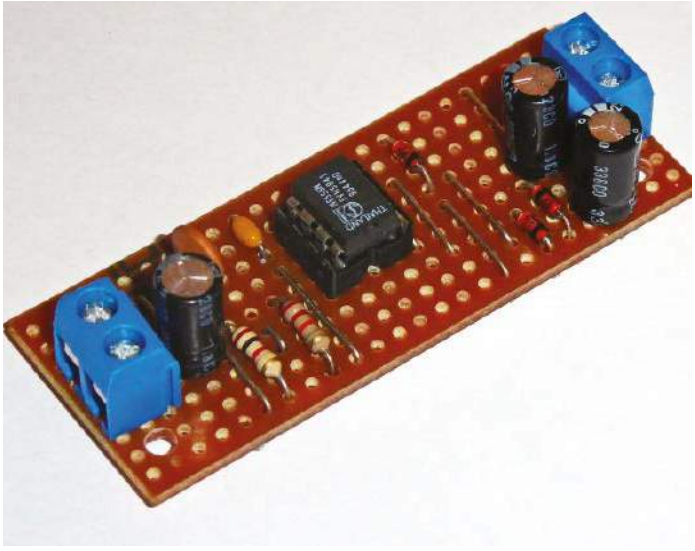
Projekt praktyczny: zasilacz układów logicznych CMOS z 9 V na 15 V

Praktyczny projekt w tym miesiącu ma postać przetwornicy napięcia z 9 V na 15 V opartego na tanim timerze 555 oraz podwajaczu napięcia. Układ ten jest idealny do zasilania układów logicznych CMOS, które wymagają nominalnego napięcia 15 V. Specyfikację układu przedstawiono w **tabeli 6.4**.

Schemat naszej przetwornicy zasilania układów CMOS z 9 V na 15 V pokazano na rysunku 6.12. Jako oscylator astabilny zastosowano timer 555 (IC1), którego częstotliwość pracy określają R1, R2 i C2. Sygnał prostokątny wychodzący z pinu 3 o częstotliwości około 32 kHz jest podawany do prostego układu podwajacza napięcia składającego się z diod D2/D3 i kondensatorów C4/C5. Napięcie stałe



Rysunek 6.13. Układ przetwornicy 9 V na 15 V na uniwersalnej płytce paskowej.



Rysunek 6.14. Gotowa przetwornica zasilania układów logiki CMOS z 9 V na 15 V.

eprasa.pl 4f2b873bcf

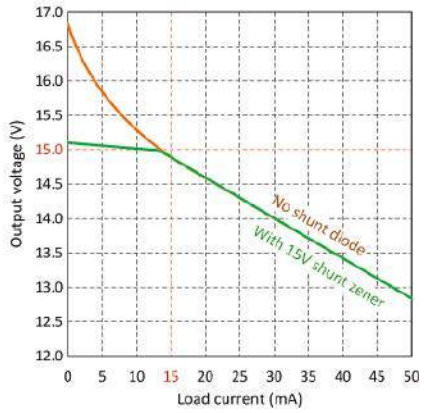
pojawiające się na wyjściu C5 jest w przybliżeniu dwukrotnie większe od napięcia zasilania (minus spadki napięcia na D2 i D3).

Potrzebne będą...

1× płytka uniwersalna z miedzianymi paskami (9 pasków po 25 otworów)
2× listwa śrubowa 2-torowa do druku (ST1 i ST2)
1× rezystor 1 kΩ (R1)
1× rezystor 22 kΩ (R2)
3× kondensator 100 µF 35 V (C1, C4 i C5)
1× kondensator ceramiczny 1 nF (C2)
1× kondensator ceramiczny 100 nF (C3)
1× 8-pinowy timer 555 w obudowie DIL (IC1)
1× niskoprofilowe 8-pinowe gniazdo DIL
3× dioda 1N4148 (D1 do D3)
1× dioda Zenera 15 V (opcjonalnie, patrz tekst)
4× podstawka i wkręty montażowe

Budowa

Układ przetwornicy 9 V na 15 V na uniwersalnej płytce paskowej przedstawiono na **rysunku 6.13**. Należy zwrócić uwagę, że na dolnej stronie płytki znajdują się 23 przerwy ścieżek, a na górnej zaś 12 zworek. Jak zawsze, po zakończeniu montażu warto przeprowadzić dokładną inspekcję płytki, szczególnie sprawdzając zworki poza płytką oraz podłączenia do ST1 i ST2. Napięcie wyjściowe przetwornicy bez obciążenia wynosi nieco poniżej 17 V. Ze względu na zdolność układów CMOS do pracy w szerokim zakresie napięć zasilających, nie jest to zwykle problemem. Jeśli jednak konieczne jest utrzymanie napięcia wyjściowego znacznie bliżej nominalnych 15 V, to można po prostu podłączyć równolegle do C5 bocznikującą diodę Zenera 15 V, jak pokazano na czerwono na **rysunku 6.12**. Napięcie wyjściowe bez obciążenia będzie wtedy bliższe 15,1 V, spadając do 14,9 V przy nominalnym prądzie obciążenia 15 mA (patrz **rysunek 6.15**).



Rysunek 6.15. Charakterystyka stabilizacji obciążenia dla przetwornicy zasilania układów CMOS z 9 V na 15 V.

W następnym odcinku

W następnym odcinku niniejszej serii przedstawimy przetwornice napięcia ujemnego i szczegółowo przyjrzymy się zagadnieniom temperaturowym dotyczącym projektowania zasilaczy. Nasz projekt praktyczny będzie miał postać prostej niskoprądowej przetwornicy +12 V na −9 V. ■

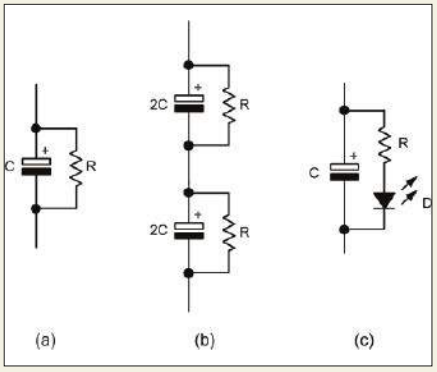
Mike Tooley

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

Zrób to dobrze! – Dobór i stosowanie kondensatorów filtrujących

Awaria może być katastrofalna, dlatego kondensatory elektrolityczne powinny być zawsze dobierane i stosowane z ostrożnością. Zalecane są następujące środki ostrożności:

1. Zawsze upewnij się, że kondensator ma prawidłowe parametry pod względem wartości, dopuszczalnego napięcia pracy, prądu tętniącego, współczynnika strat i ESR.
2. Nigdy nie przekraczaj wartości znamionowych napięcia pracy i prądu tętnień kondensatora. Istnieje bardzo duże ryzyko przegrzania i wybuchu, jeśli komponenty elektrolityczne są eksploatowane poza ich wartościami znamionowymi!
3. W krytycznych zastosowaniach zawsze używaj kondensatorów „low-ESR”. Jeśli masz wątpliwości, użyj kondensatora większej wartości o niższej wartości ESR, aby poprawić wydajność i zmniejszyć wzrost temperatury wewnętrznej.
4. Pamiętaj, że ESR wzrasta z temperaturą, więc chłodzenie zasilacza jest ważne. Aby umożliwić chłodzenie konwekcyjne sprawdź, czy wokół dużych kondensatorów jest wystarczająco dużo miejsca i unikaj umieszczania ich w pobliżu radiatorów.
5. Duże kondensatory elektrolityczne mogą zachować swój ładunek przez długi czas po odłączeniu zasilania. Należy upewnić się, że takie komponenty są całkowicie rozładowane przed próbą pracy na obwodach. Aby to zapewnić, można podłączyć do zacisków kondensatora stały opornik o dużej wartości, jak pokazano na **rysunku 6.16(a)**. Właściwe wartości rezystora R mieszczą się w zakresie od około 47 kΩ do 1 MΩ.
6. Kondensatory elektrolityczne, które były przechowywane w magazynie przez dłuższy czas, będą mniej niezawodne niż komponenty nowe. Tam, gdzie wydajność i niezawodność są ważne, powinieneś unikać stosowania elementów ze starych zapasów.
7. Gdy kondensatory elektrolityczne są połączone szeregowo, zaleca się podłączenie stałych rezystorów wyrównujących napięcie równolegle z każdym elementem, jak pokazano na **rysunku 6.16(b)**. Właściwe wartości R wynoszą zwykle od około 10 kΩ do 100 kΩ, w zależności od napięcia pracy.



Rysunek 6.16. Układy kondensatorów filtrujących.

8. Można zastosować prosty wskaźnik LED (patrz **rysunek 6.16(c)**) w celu wskazania obecności ładunku na dużych elementach elektrolitycznych. Zapewnia to również drogę rozładowania (patrz punkt 5). Właściwe wartości dla R wynoszą od 1 kΩ do 47 kΩ, w zależności od napięcia pracy.
9. Kondensatory elektrolityczne należy utylizować z zachowaniem ostrożności, szczególnie w przypadkach, gdy mogło dojść do pęknięcia uszczelki i odsłonięcia materiału chemicznego.

REKLAMA

O projektach publikowanych w EdW i nie tylko dyskutuj na
https://forum.elportal.pl

eprasa.pl 4f2b873bcf

KiCad 6, część 1. Informacje ogólne

Program KiCad mimo swoich mankamentów jest dla elektroników prawdopodobnie najlepszym programem EDA o otwartym kodzie źródłowym. Dostępny dla różnych systemów operacyjnych, w tym systemu Linux, co pozwala na rezygnację z komercyjnych systemów operacyjnych i komercyjnego oprogramowania. Popularność KiCada ciągle rośnie, a znaczącą popularność zdobył on wraz pojawieniem się kolejno wersji 4 i 5 tego programu. Szczególnie wersja 5 KiCada była ważna w rozwoju tego programu. Duży wpływ na rozwój KiCada przyniosło też włączenie się do prac nad tym programem ośrodka naukowego CERN. Obecnie udostępniona została wersja 6 KiCada. Na jej podstawie postaram się przybliżyć Czytelnikom jak wygląda najnowsza szósta wersja KiCada.

Instalacja

Wersje instalacyjne KiCada znajdziemy na stronie **www.kicad.org** w zakładce **Download**. Znajdziemy tam linki do wersji instalacyjnych KiCada dla systemu Windows oraz wskazówki instalacji KiCada dla różnych dystrybucji systemu Linux. Zanim zainstalujemy tę wersję trzeba wiedzieć, że nie jest ona zgodna z wersją 5 KiCada. Dlatego należy utworzyć kopie zapasowe projektów i własnych bibliotek. Zmodyfikowanie starszych wersji tych plików przez wersję 6 KiCada uniemożliwi ich otwarcie w starszych wersjach tego programu. Jeśli zdecydujemy się na równoczesną instalację na dysku komputera wersji 5 i 6 KiCada trzeba mieć na uwadze możliwość nadpisania ustawień, projektów i bibliotek elementów. Do doraźnych testów KiCada 6 może wystarczyć wersja live wybranej dystrybucji Linuksa. Najmniej problematyczne przy instalacji KiCada są dystrybucje Linuksa pochodzące od Debiana, takie jak Ubuntu czy Mint. Zrzuty ekranu zamieszczone tutaj pochodzą z systemu Linux Mint 20 z dostosowanym do własnych upodobań środowiskiem graficznym Xfce. Ponieważ wiele z okien dialogowych KiCada ma duże rozmiary, część zrzutów ekranu została odpowiednio skadrowana.

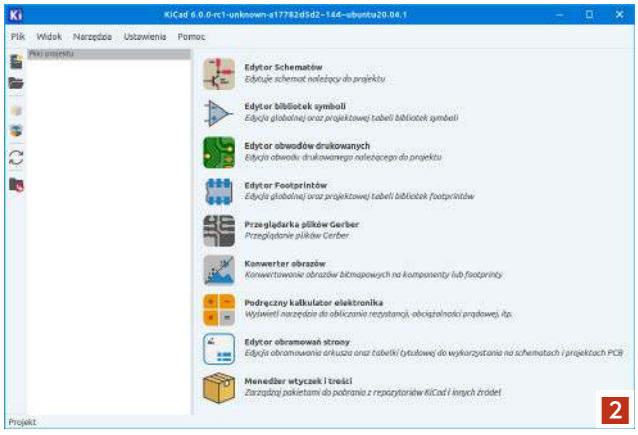
Nowy format plików

Wraz z pojawieniem się wersji 6 KiCada wprowadzony został nowy format plików wykorzystujący notację S-Expression. Struktura tego rodzaju plików jest czytelna dla człowieka i łatwiejsza do przetwarzania przy użyciu Pythona i innych języków programowania. Dzięki temu mogą pojawić się kolejne wtyczki rozszerzające możliwość KiCada. Notacja S-Expression pojawiła się już wcześniej w programie KiCad 5 w plikach płytek (*.kicad_pcb) oraz plikach footprintów (*.kicad_mod). W KiCad 6 nastąpiło całkowite przejście na nowy format zapisu danych. Również biblioteki schematowe zapisywane są w notacji S-Expression. Nowy format plików KiCada nie jest zgodny z poprzednimi wersjami KiCada. Starsze projekty będzie można otworzyć w KiCad 6. Odwrotnie nie będzie to możliwe. Pozytywnym efektem wprowadzonych zmian jest to, że użyte w projekcie symbole schematowe są osadzane w pliku ze schematem, a nie dołączane (linkowane) jak obecnie. Dzięki temu rozwiązaniu podczas otwierania pliku ze schematem nie będzie problemu z brakiem dostępu do niestandardowych bibliotek użytych w projekcie, jak ma to miejsce wersji 5 Kicada.

Pierwsze uruchomienie

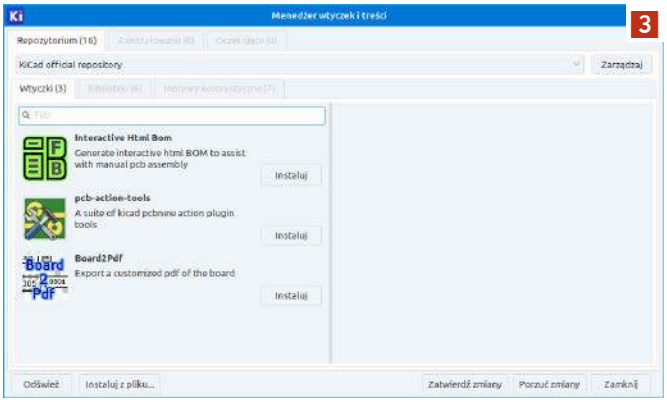
Przy pierwszym uruchomieniu KiCada 6 przywita nas okno z pytaniem o możliwość importu ustawień KiCada widoczne na **rysunku 1**. Po uruchomieniu KiCada zobaczymy Menadżera projektów widocznego na **rysunku 2** o zupełnie innym wyglądzie interfejsu użytkownika i organizacji przycisków uruchamiających poszczególne aplikacje. Cały interfejs poszczególnych aplikacji KiCada został odświeżony i częściowo ujednolicony. Odnowiony interfejs zawiera nowe ikony, a pozycje menu i paski narzędzi tych aplikacji zostały przebudowane tak, aby korzystanie z nich było łatwiejsze. Część ikon narzędzi na paskach narzędzi Eechema i Pcbnew znajduje się w tych samych miejscach i pełni te same funkcje. Podobnie w edytorach elementów schematowych i płytkowych. W Pcbnew, prawy pasek narzędzi został znacznie rozbudowany o nowe funkcjonalności. Większość okien dialogowych również jest przebudowana. Z Menadżera projektów uruchomimy nową aplikację nazwaną **Menadżerem plików i treści** widoczną na **rysunku 3**. Z jej poziomu można instalować wtyczki rozszerzające możliwości Pcbnew, dodatkowe biblioteki i motywy kolorystyczne KiCada. Niestety wtyczki rozszerzające możliwości Pcbnew w wersji 5 nie są zgodne z wersją 6 KiCada. Mam mieszane uczucia co do potrzeby stworzenia tej aplikacji. Zamiast niej można było dodać dodatkowe opcje zarządzania wtyczkami i motywami kolorystycznymi w ustawieniach Eeschema i Pcbnew, które zawierają zarządzanie nimi. Biblioteki sieciowe też już były wdrożone we wcześniejszych wersjach KiCada i prace nad nimi zawieszono, a być może całkowicie z nich zrezygnowano. Pewną nowością jest to, że nie uruchomimy z poziomu Menadżera projektów Eeschema i Pcbnew, dopóki nie utworzymy nowego projektu lub nie wczytamy istniejącego projektu. Przy pierwszym uruchomieniu Eeschema i Pcbnew pojawi się okno konfiguracji tabel bibliotek. W oknie tym mamy trzy możliwości, mianowicie; skopiować domyślną globalną tabelę bibliotek, skopiować własną globalną tabelę bibliotek



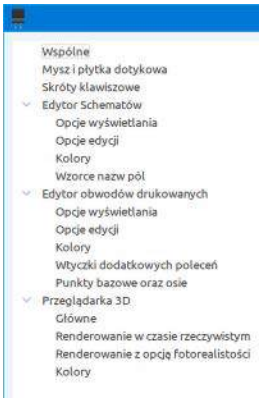


eprasa.pl 4f2b873bcf

(jeśli taką posiadamy) oraz utworzyć nową globalną tabelę bibliotek. W Menadżerze projektów KiCada dodano możliwość konfigurowania ścieżek dostępu i tabeli bibliotek oraz zmiany ustawień. Wspomniane ustawienia KiCada można wywołać z poziomu Menadżera projektów oraz Eeschema i Pcbnew z pewnym niuansem. Mianowicie zawartość okna ustawień KiCada zmienia się w zależności od tego czy są uruchomione Eeschema i Pcbnew oraz przeglądarka 3D widoku płytki drukowanej. Drzewo wszystkich ustawień wchodzących w skład KiCada możemy zobaczyć na **rysunku 4.** Mając uruchomiony edytor Eeschema zobaczymy tylko wspólne ustawienia KiCada oraz ustawienia Eeschema. Uruchomienie Pcbnew spowoduje, że w ustawieniach z rysunku 4 dostępne będą ustawienia wspólne KiCada i tego edytora. Po uruchomieniu przeglądarki 3D w oknie tym będą dostępne jej ustawienia. Natomiast jednoczesne uruchomienie Eeschema, Pcbnew i Przeglądarki 3D spowoduje, że w oknie z rysunku 4 będą równocześnie widoczne ustawienia tych aplikacji. Uruchomienie przeglądarki plików Gerber nie „dodaje się" do ustawień Eeschema i Pcbnew w oknie z rysunku 4, choć jest widoczne w tym oknie. Pewną nowością, wprowadzoną już w KiCad 5, jest możliwość skalowania ikon, tak aby na ekranach o niskiej rozdzielczości były widoczne wszystkie ikony na paskach narzędziowych. Również wprowadzono możliwość włączenia jasnego i ciemnego motywu ikon KiCada, aby dostosować czytelność jego interfejsu do ustawień tematu graficznego systemu operacyjnego. Fragment okna z tymi ustawieniami możemy zobaczyć na **rysunku 5**. Przy uruchamianiu aplikacji wchodzących w skład KiCada zostaniemy zapytani o włączenie akceleracji wspomagającej rysowanie grafiki z wykorzystaniem możliwości jakie oferują nowe karty graficzne. Akceleracja ta powinna być dostępna nawet w przypadku starszych kart graficznych obsługujących OpenGL w wersji co najmniej 2.0. W poprzednich wersjach KiCada można było ręcznie przełączać się pomiędzy obsługą interfejsu KiCada klawiszami F9/F11/F12 z menu **Ustawienia**. Obecnie w **Preferencjach** KiCada możemy przełączyć się pomiędzy akceleracją sprzętową i programową co widzimy na **rysunku 6**. Zalecana jest oczywiście akceleracja sprzętowa.



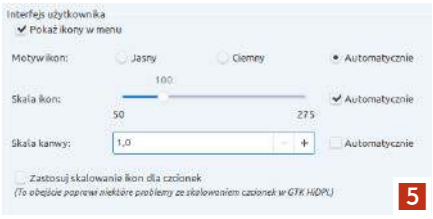
3



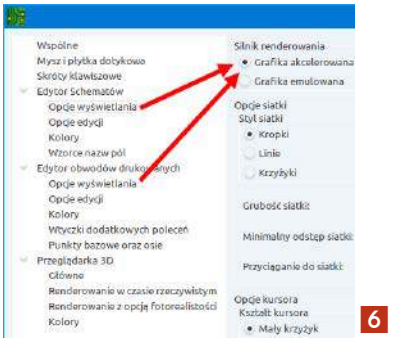
4

Nowości w Eeschema 6

W Eeschema jak i Pcbnew częściowo ujednolicono interfejs użytkownika i rozmieszczenie ikon wywołujących te same narzędzia. Efektem tego jest dodanie ikony wywołującej ustawienia schematu Eeschema. Wywołuje ona okno widoczne na **rysunku 7**. W oknie tym mamy możliwość zdefiniowania ustawień tworzonego schematu. Nowością jest możliwość ustawienia **Poziomu naruszeń**, **Klas sieci** oraz **Zmienne tekstowe**, które pozornie są podobne do **Wzorców nazw pól** z menu **Ustawienia → Preferencje**. Zmienne tekstowe mają zasięg lokalny, natomiast Wzorce nazw pól mają zasięg globalny. Jak to działa w praktyce? W Ustawieniach schematu zdefiniujmy zmienną **wartosc_rezystorow** (bez polskich znaków) z wartością tekstową **240 Ω**, podobnie jak na **rysunku 8**. Następnie wstawmy na planszę schematu tekst narzędziem **T** o treści **Tekst testowy: ${wartosc_rezystorow}**. Na planszy schematu pojawi się tekst, **Tekst testowy: 240 Ω** co widzimy na **rysunku 9**. Jeszcze inny efekt działania tej funkcjonalności widzimy na **rysunku 10**, gdzie we **Właściwościach symbolu** wprowadziliśmy zmienną **${wartosc_rezystorow}**, która na planszy schematu przy rezystorze **R15** została zmieniona na tekst **240 Ω**. To przykładowe zastosowanie funkcjonalność KiCada, w której możemy wykorzystać zmienne tekstowe. Zmienne te działają również w Pcbnew. Pola tekstowe możemy masowo edytować po wybraniu narzędzia widocznego na **rysunku 11**. Również opcja edycji obiektów graficznych i tekstowych dostępna jest z menu **Edycja → Edycja właściwości tekstów i grafiki...** W ten sposób łatwo możemy zarządzać tego rodzaju obiektami na planszy schematu, np. pogrubić czcionkę oznaczeń elementów. Również z menu **Edycja → Zamień symbole...** możemy wywołać okno, w którym możemy zamienić elementy na planszy schematu. Obiecująco wyglądała opcja Klasy



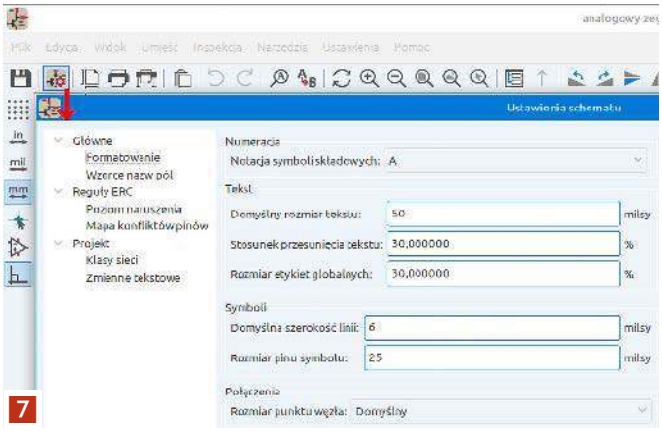
5



6

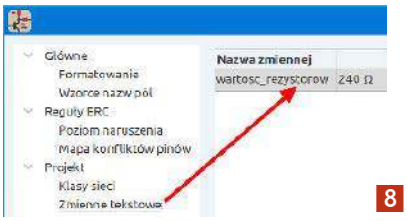
sieci w ustawieniach Eeschema z rysunku 7. W pierwszej chwili myślałem, że będzie można zdefiniować z poziomu Eeschema w klasach sieci szerokości ścieżek, ich prześwit, rozmiar przelotek i inne parametry płytki. Niestety na chwilę obecną można w tych klasach sieci zdefiniować jedynie graficzne atrybuty linii tworzących połączenia na planszy schematu. Kolejną nowością jest to, iż po zaznaczeniu elementu na planszy schematu zostanie on podświetlony, a na pasku stanu zostaną wyświetlone informacje o nim. Element pozostaje w ten sposób zaznaczony, nawet jeśli przesuniemy kursor w inne miejsce planszy projektowej. W zaznaczonym w ten sposób elemencie możemy edytować jego właściwości (skrót klawiaturowy E) i wykonywać za pomocą skrótów klawiaturowych operacje dostępne w menu kontekstowym myszki, na przykład odbicie elementu względem osi X i Y. W starszych wersjach KiCada nie było takiej możliwości. Warto tutaj wspomnieć, że w oknie właściwości elementu widocznym na **rysunku 12** klikając w polu **Footprint** wywołujemy ikonkę przeszukiwania bibliotek wskazaną

eprasa.pl 4f2b873bcf



7

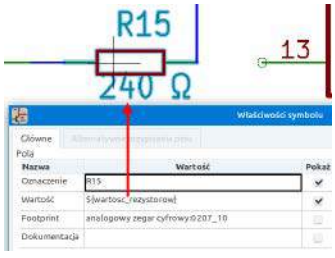
przez kursor myszki. Umożliwia to dobranie odpowiedniego footprintu już na etapie tworzenia schematu. Dzięki temu można uniknąć przypisywania footprintów w aplikacji Cvpcb. Podobnie jest w przypadku pola **Dokumentacja**. Funkcjonalności te były



8



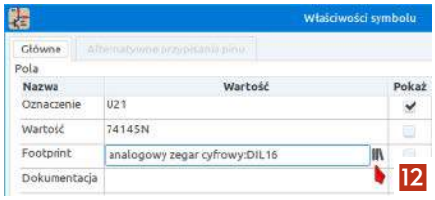
9



10

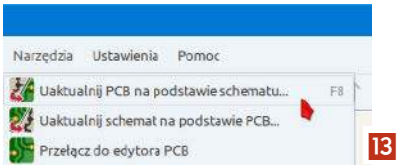


11

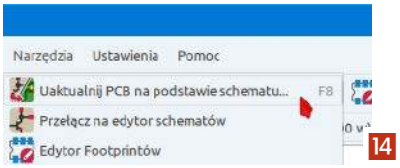


12

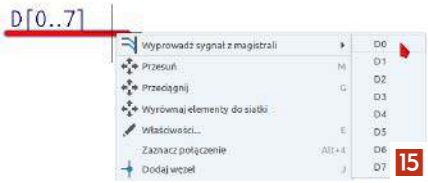
dostępne już w KiCad 5, jednak ikonka wskazana na rysunku 12 pojawia się dopiero w momencie kliknięcia w tym polu przez co opisana funkcjonalność może być mało znana. Kolejną zmianą jest usunięcie przycisku tworzenia sieci połączeń – netlisty z paska narzędzi Eeschema. Mimo to opcje eksportu i importu netlisty dostępne są w menu Plik → Eksportuj/Importuj edytorów Eeschema i Pcbnew. Natomiast wprowadzone zmiany w projekcie możemy aktualizować w Eeschema za pomocą opcji widocznych na **rysunku 13**, a w Pcbnew na **rysunku 14**. Wśród narzędzi Eeschema pojawiło się interaktywne narzędzie do usuwania symboli i innych obiektów na schemacie. Po jego wybraniu kursor myszki zmienia się w „gumkę do mazania z celownikiem". Ustawienie jej nad elementem na schemacie podświetla go, a kliknięcie usuwa. Zmienione zostało też zarządzanie magistralami danych. W starszych wersjach KiCada magistrale rysowało się jako grafikę rysując samą magistralę, jej wejścia i sieci do nich podłączone. Jednak o połączeniach decydowały etykiety dodane do magistrali. Obecnie po narysowaniu magistrali możemy edytować jej właściwości, w tym możemy zdefiniować różne kolory magistrali, nawet jeśli jest ich kilka na schemacie. Po narysowaniu linii magistrali nadajemy jej odpowiednią etykietę narzędziem **Dodaj etykietę** (skrót klawiaturowy L). Nadajmy magistrali przykładową etykietę w postaci D[0..7]. Klikając prawym klawiszem myszki na naszej magistrali w menu kontekstowym myszki w pozycji **Wyprowadź sygnał z magistrali** wywołujemy nasze sygnały D0–D7 widoczne na **rysunku 15**. Podczas rysowania wybranego połączenia takiej magistrali rysowane jest całe połączenie widoczne na **rysunku 16**, bez konieczności dodawania wejść magistrali. W przypadku bardziej rozbudowanych magistrali z menu **Narzędzia →Definicje magistral...** wywołujemy okno widoczne na **rysunku 17.**



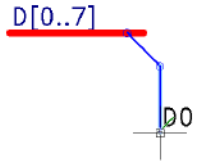
13



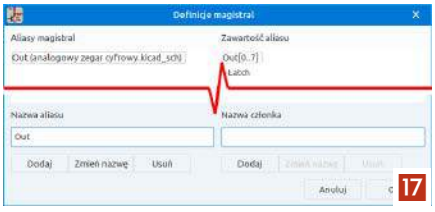
14



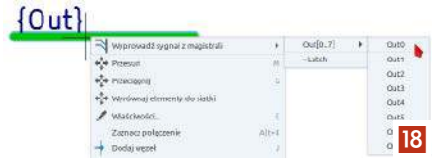
15



16



17



18

W oknie tym definiujemy nazwę magistral i sygnały do nich przypisane. Następnie na planszy schematu narzędziem **Dodaj etykietę** nadajemy nazwę magistrali zgodną z nazwą zdefiniowaną w oknie z rysunku 17. Po wybraniu z menu kontekstowego myszki pozycji **Wyprowadź sygnał z magistrali** pojawią się uprzednio zdefiniowane sygnały co widzimy na **rysunku 18**. Dalsze rysowanie sygnałów wyprowadzonych z magistrali przebiega podobnie jak na rysunku 16. Przedstawione zostały tutaj najważniejsze nowości wprowadzone w edytorze Eeschema w szóstej wersji programu KiCada. Z uwagi na rozmiary okien dialogowych niektóre opisane nowości nie zostały zilustrowane zrzutami ekranu, a okno z rysunku 17 przycięte. W kolejnej części zapoznamy się z nowościami w edytorze Pcbnew. ■

Krzysztof Kawa
kaawa@wp.pl

eprasa.pl 4f2b873bcf

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

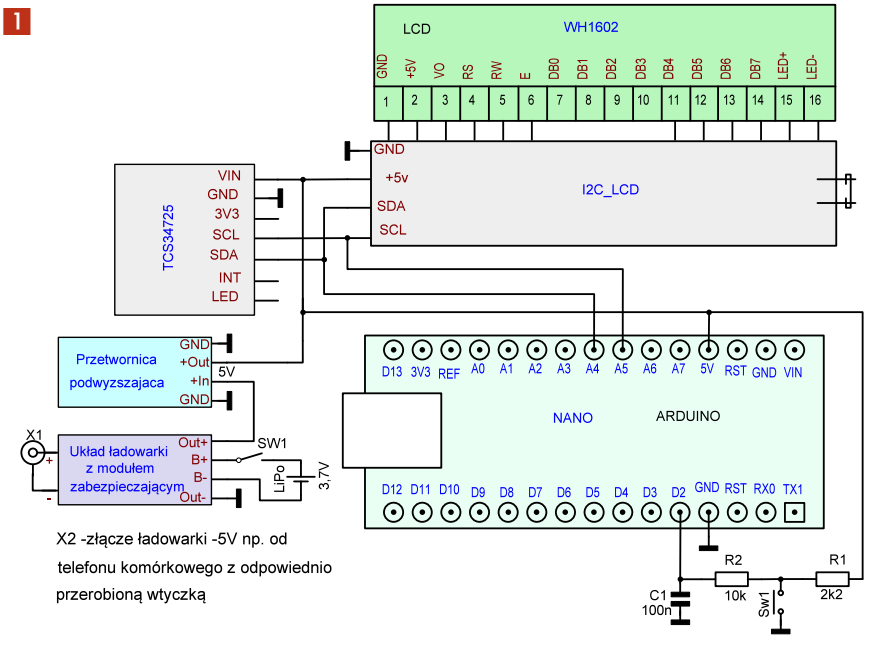


Miernik parametrów oświetlenia

Opisany układ służy do pomiarów parametrów oświetlenia. Układ umożliwia pomiar natężenie oświetlenia, natężenia oświetlenia uwzględniającego charakterystykę oka ludzkiego, pomiar temperatury barwowej światła oraz natężenia składowych: czerwonej, niebieskiej i zielonej w świetle widzialnym. Zmontowany układ pokazano na fotografii tytułowej.

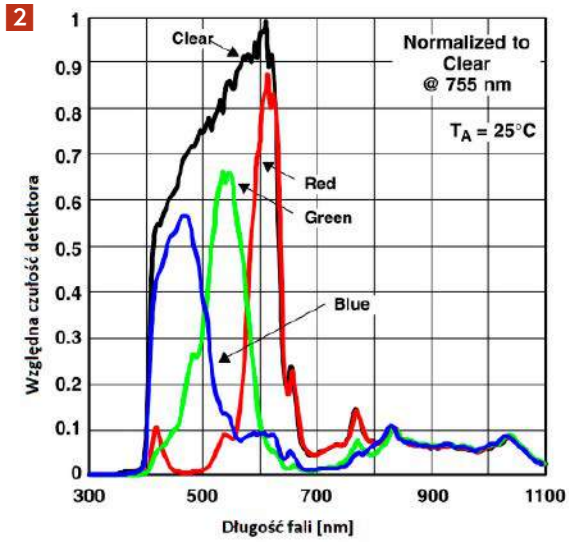
Układ powstał z potrzeby chwili. Autor tego tekstu uprawia rośliny, do ich doświetlenia w okresie zimowym używa lamp przeznaczonych do uprawy roślin. Autorowi wydawało się, że używane lampy świecą bardzo nierównomiernie, mimo iż są tego samego typu. Aby to sprawdzić, stosowny układ zaprojektował i wykonał syn autora tekstu. Schemat ideowy miernika pokazano na **rysunku 1**. Miernik zbudowany jest z dwóch modułów: sondy pomiarowej zawierającej czujnik natężenia oświetlenia oraz bloku zawierającego pozostałe elementy. Zastosowane rozwiązanie pozwoliło na oddalenie układu pomiarowego od użytkownika. Takie umiejscowienie układu powoduje, że użytkownik nie przesłania sondy pomiarowej (nie zacienia jej), a ewentualne włączenie podświetlenia w wyświetlaczu alfanumerycznym nie wpływa na wynik pomiaru. Układ zasilany jest z akumulatora litowego pochodzącego z telefonu

1



eprasa.pl 4f2b873bcf

2





3

komórkowego. Równolegle do akumulatora przylutowano kondensator elektrolityczny o pojemności 220 µF. Kondensator ten zwiększa chwilowy prąd, jaki można pobierać z akumulatora, co ma znaczenie w przypadku wyeksploatowanych akumulatorów. Akumulator zabezpieczony jest przed przeładowaniem i nadmiernym rozładowaniem. W tym celu zastosowano **moduł zawierający** układ kontroli napięcia pracy akumulatora litowego. Moduł ten jest typową aplikacja układu DW01 razem z tranzystorami MOSFET zintegrowaną z ładowarką akumulatorów litowych wykorzystującą układ scalony TP4056. Wyłącznik zasilania umożliwia odłączanie akumulatora od układu kontrolującego napięcie pracy. Przyjęte rozwiązanie zapewnia najdłuższą żywotność akumulatora. Napięcie z akumulatora podwyższane jest do 5 V za pomocą przetwornicy podwyższającej. Dane pomiarowe wyświetlane są na wyświetlaczu alfanumerycznym 2×16 znaków. W celu zmniejszenia do minimum połączeń przewodowych między modułem Arduino a wyświetlaczem zastosowano moduł rozszerzeń I^2C do wyświetlaczy LCD wykorzystujący układ PCF8574. Funkcję czujnika oświetlenia pełni moduł miernika barwy zawierający układ scalony TCS34725 z usuniętą diodą LED pełniącą funkcję podświetlenia przedmiotu. Pomiar barwy odbywa się na podstawie pomiaru światła odbitego od przedmiotu, którego barwę chcemy określić (https://learn.adafruit.com/adafruit-color-sensors/downloads). Układ TCS34725 zawiera w swojej strukturze dwanaście fotodiod. Trzy z fotodiod pełnią funkcję czujnika natężenia całkowitego światła widzialnego, kolejne trzy – promieniowania czerwonego, trzy – zielonego i trzy – niebieskiego. Wydzielenie składowych RGB (czerwonej, zielonej i niebieskiej) ze światła białego odbywa się za pomocą filtrów optycznych. Pomiar „całkowitego" światła widzialnego odbywa się przez fotodiody nie zawierające filtru światła widzialnego, oznaczone w karcie katalogowej jako Clear (ang. przezroczysty). Charakterystyka widmowa zastosowanego detektora pokazana jest na **rysunku 2**. Na osi x wykresu znajduje się długość fali światła, z której można wyznaczyć odpowiadającą jej barwę, a na osi y pokazana jest względna czułość detektora, odniesiona do układu bez filtrów optycznych światła widzialnego. W celu wyeliminowania wpływu światła podczerwonego na wynik pomiaru, układ TCS34725 zawiera filtr optyczny, blokujący światło podczerwone, które nie jest widzialne dla oka ludzkiego. Zastosowanie takiego filtru jest konieczne, gdyż detektory krzemowe są najczulsze właśnie w zakresie podczerwieni. Sygnał prądowy z fotodiod wzmacniany jest we wzmacniaczach, a następnie przetwarzany przez cztery szesnastobitowe przetworniki AC. Dane z przetworników dostępne są dla użytkownika za pomocą magistrali I^2C. Układ detektora oświetlenia charakteryzuje się bardzo dużym zakresem dynamicznym, wynoszącym 3800000 do 1. Tak dużą dynamikę układu uzyskano dzięki zastosowaniu wzmacniaczy o programowalnym wzmocnieniu i możliwości uśredniania sygnału. Przełączanie między parametrami mierzonymi przez miernik odbywa się za pomocą przycisku chwilowego. Opornik podciągający wejście D2 modułu Arduino podłączony jest do plusa zasilania. Dodatkowe elementy RC dołączone do przycisku służą do tłumienia drgania styków. Program napisano na platformie Arduino w wersji 1.8.16. W programie wykorzystano biblioteki do obsługi wyświetlacza LCD i modułu TCS34725, co bardzo ułatwiło napisanie programu. Obsługa przycisku w programie zrealizowana jest z wykorzystaniem przerwania. Sonda pomiarowa umieszczona jest w obudowie typu Z65J. Pośrodku pokrywki obudowy wywiercono otwór na element fotoczuły. Brzegi otworu są sfrezowane, co ułatwia dostęp światła do elementu fotoczułego z szerszych kątów niż w przypadku zastosowania otworu o płaskich brzegach (patrz rysunek 3 w karcie katalogowej układu TCS34725). Do sfrezowania brzegów otworu autor zastosował wiertło o średnicy 12 mm. Diodę LED służącą do podświetlenia autor usunął za pomocą sprytnej sztuczki: na obie elektrody nalutował dużą warstwę cyny za pomocą lutownicy, następnie podgrzał jedną z elektrod i gdy cyna była już płynna, to przez kilka sekund przełożył grot na drugą z elektrod. Po roztopieniu się cyny na drugiej z elektrod i podgrzaniu cyny jeszcze przez 3...4 sekundy wstrząsnął płytkę czujnika i dioda odpadła od płytki. Duża ilość cyny „nalutowana" na elektrodach diod zgromadziła ciepło i nie pozwoliła zmienić cynie stanu skupienia z ciekłego na stały przez kilka sekund od zakończenia podgrzewania cyny lutownicą. Nadmiar cyny z płytki drukowanej usunięto za pomocą plecionki miedzianej i lutownicy. Puste pole po diodzie przemyto za pomocą alkoholu izopropylowego. Moduł fotoczuły przyklejono do wieka sondy za pomocą kleju na gorąco. Sonda pomiarowa połączona jest z resztą układu za pomocą wielożyłowego przewodu ekranowanego. Przepusty kablowe w obudowie miernika i sondy zabezpieczają przewód pomiarowy przed uszkodzeniem. Pozostałe elementy miernika obudowano w obudowie Z44. Płytka Arduino zamontowana jest w module rozszerzeń, co bardzo ułatwia wykonywanie połączeń, a jednocześnie pozwala łatwo zamontować moduł w obudowie – **fotografia 3**. Adres modułu rozszerzeń wyświetlacza musi być ustawiony na 27 w kodzie szesnastkowym (39 w kodzie dziesiętnym). Piny A0, A1, A2 adresujące układ I^2C muszą być w stanie

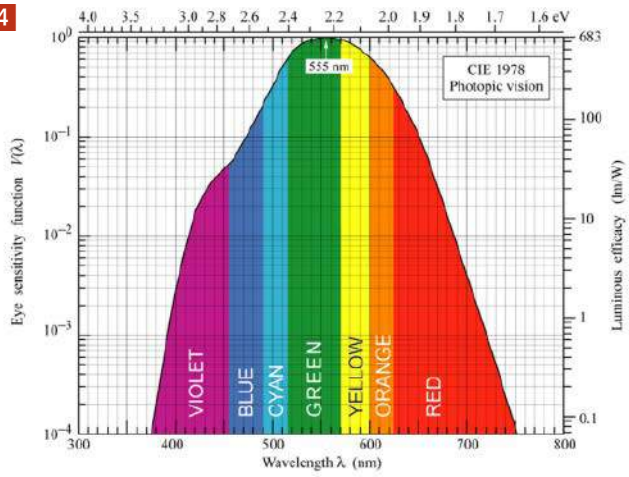
eprasa.pl 4f2b873bcf

wysokim (domyślne ustawienie zakupionego modułu). W przypadku złego ustawienia adresu modułu rozszerzeń, dane nie będą wyświetlane na wyświetlaczu LCD. Kontrast wyświetlacza ustawia się za pomocą potencjometru montażowego znajdującego się na płytce modułu rozszerzeń I²C. Po prawidłowym połączeniu elementów i ustawieniu kontrastu wyświetlacza za pomocą potencjometru montażowego znajdującego się na płytce ekspandera I²C, układ jest gotowy do działania. Otwór pod wyświetlacz wycięto za pomocą narzędzia wielofunkcyjnego (popularnego Dremelka), obrobiono wstępnie pilnikiem, a pozostałe niedoskonałości otworu ukryto za pomocą maskownicy na wyświetlacz LCD kupionej na portalu aukcyjnym. Maskownicę przyklejono do obudowy za pomocą kleju cyjanoakrylowego (Kropelka, Super Glue). Zastosowana maskownica doskonale ukrywa wszelkie niedokładności obróbki mechanicznej obudowy.

Pomiary

Na pierwszym ekranie wyświetlana jest temperatura barwowa światła białego – parametr C.T. Jednostką temperatury barwowej jest Kelvin. Im wyższa temperatura barwowa światła, tym bardziej „zimne" jest światło – zawiera więcej barw o krótszych długościach fal (barwy niebieskiej). Im bardziej jest „ciepłe" źródło światła, tym więcej jest w widmie światła o barwach czerwonej i żółtej. Autor zmierzył kilka źródeł światła białego i temperatura barwowa mierzonego źródła była określana naprawdę dobrze. W dolnej linijce pierwszego ekranu wyświetlane jest natężenie oświetlenia w luksach. Natężenie oświetlenia mierzone w luksach dobrze oddaje jak postrzegamy jasność w pomieszczeniu, uwzględniając fakt, że oko ludzkie jest znacznie bardziej czułe

4



na barwę zieloną niż czerwoną i niebieską. Względna czułość oka ludzkiego dla różnych długości fal pokazana jest na **rysunku 4** (https://sites.ecse.rpi.edu/~schubert/Light-Emitting-Diodes-dot-org/Sample-Chapter.pdf). Rysunek ukazuje w sposób uproszczony poszczególne barwy dla różnych długości fali, brak jest płynnego przejścia pomiędzy poszczególnymi barwami. Podana charakterystyka czułości oka wyznaczona jest dla widzenia dziennego, kiedy oko dobrze radzi sobie z rozpoznawaniem barw. Dla każdej z długości fal istnieje inny przelicznik między luksami (lumenami na metr kwadratowy) a watami na metr kwadratowy np. dla koloru zielono-żółtego natężenie promieniowania 1 W/m² odpowiada 683 luksom, a dla koloru czerwonego lub niebieskiego mniej niż 50 luksom. Zastosowany algorytm określania natężenia oświetlenia, mimo pewnych uproszczeń, pozwala w sposób wiarygodny ocenić natężenie oświetlenia. W miejscach stałego przebywania ludzi natężenie oświetlenia nie powinno być niższe niż 300 luksów, na blacie biurka nie niższe niż 500 luksów, a podczas prac precyzyjnych (np. lutowanie układów SMD) nie mniej niż 1000 luksów. Bezksiężycowe, pochmurne nocne niebo ma około 0,0001 luksa, księżyc w pełni podczas bezchmurnej nocy 0,05 do 0,3 luksa. W pochmurny dzień natężenie oświetlenia wynosi około 1000 luksów, światło dzienne (ale nie bezpośrednie światło słoneczne) daje od 10000 do 25000 luksów (https://pl.wikipedia.org/wiki/Luks_(fotometria)). Autorzy zachęcają do skontrolowania własnego warsztatu i pomieszczeń w domu za pomocą opisanego miernika i ewentualnej poprawy warunków oświetlenia.

Na drugim ekranie wyświetlane jest natężenie składowych światła białego: czerwonej (R), zielonej (G), niebieskiej (B) i całkowite (C – clear). Na trzecim ekranie jest wyświetlane względne natężenie składowych światła białego w procentach. Skonstruowany układ pozwolił rozwiązać problem określenia nierównomierności światła generowanego przez poszczególne lampy do uprawy roślin. Wszystkie lampy generowały podobne ilości światła. Za różnice w jasności lamp ocenianych wizualnie odpowiadało ich różne umieszczenie na oknie i różne ilości światła dziennego docierające do oka obserwatora. Lampy do uprawy roślin wytwarzają głównie światło czerwone i niebieskie, na które oko ludzkie jest mało czułe. Plik hex do wgrania do modułu Arduino znajduje się w materiałach dodatkowych do artykułu wraz z opisem wgrania programu i kartą katalogową czujnika barwy.

Na zakończenie artykułu autorzy chcą podziękować Waldkowi 3Z6AEF za uwagi do tego tekstu. ■

Mateusz Orodziński
Program, konstrukcja mechaniczna i elektroniczna
Rafał Orodziński
Opis układu, schematy

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 4f2b873bcf

Rejestrator danych analogowych

Do czego to służy? Prezentowany układ służy do rejestrowania danych z wszelkich układów, czujników, których sygnał może być przetworzony na sygnał napięciowy z zakresu 0-3,3 V. Dane zapisywane są na karcie mikro SD i mogą być później analizowane przy pomocy komputera w arkuszu kalkulacyjnym. Użytkownik ma możliwość określenia częstotliwości rejestrowania danych. Układ wykorzystuje gotowe moduły współpracujące z platformą Arduino. Dzięki zastosowanym rozwiązaniom układowym liczba koniecznych połączeń przewodowych została ograniczona do absolutnego minimum a z uruchomieniem układu poradzi sobie nawet początkujący elektronik. Zmontowany układ jest pokazany na fotografii tytułowej.

Materiały dodatkowe są dostępne na stronie edw.elportal.pl: https://bit.ly/3Qh4lay

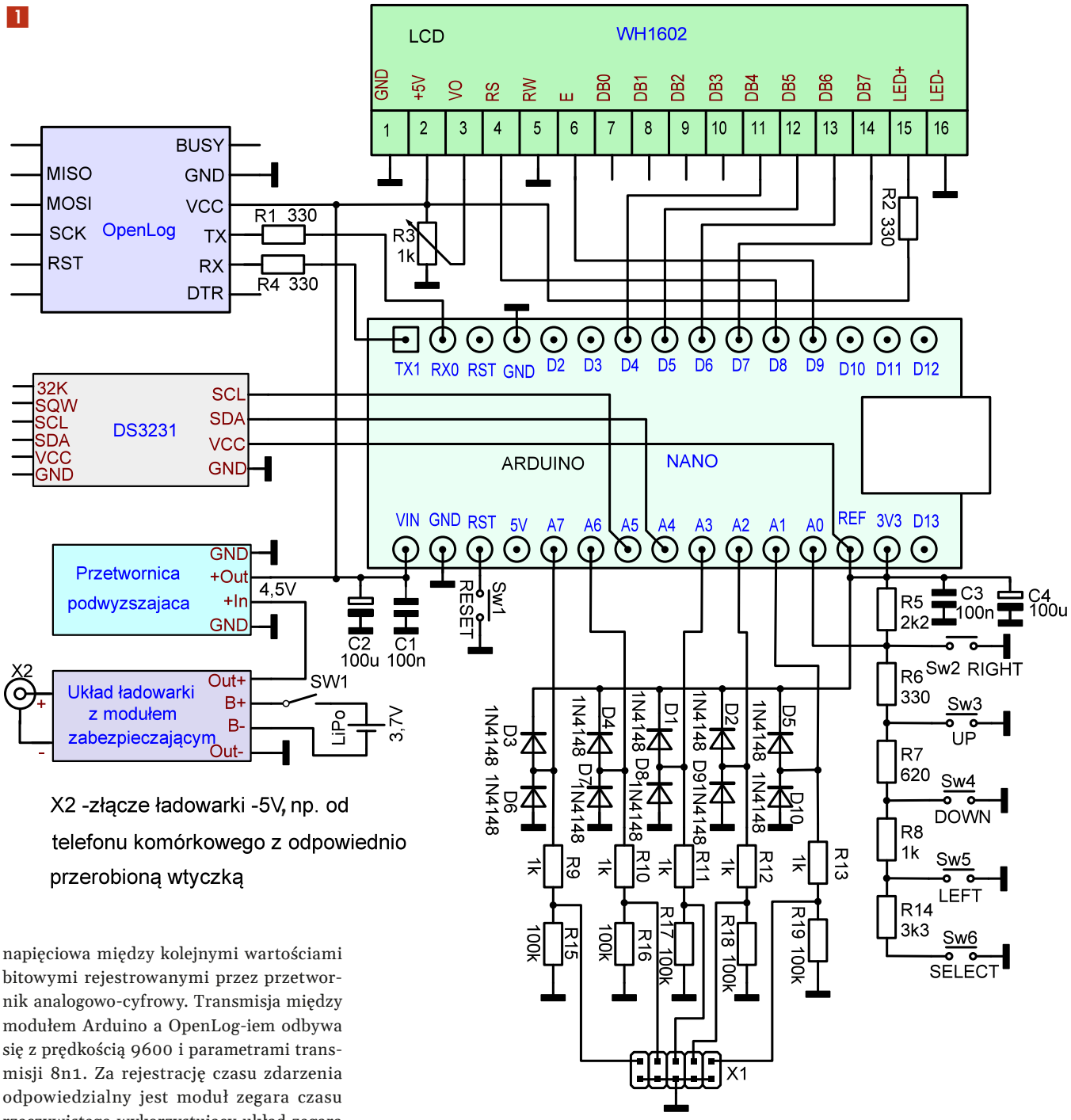


Jak to działa?

Schemat urządzenia jest pokazany na **rysunku 1**. Wnętrze układu pokazano na **fotografii 2**. Zastosowane rozwiązania układowe, jak np. sposób podłączenia wyświetlacza i klawiatury, wynikają z zastosowania jako platformy testowej płytki Arduino UNO z nakładką LCD. W wersji finalnej zastosowano moduł Arduino Mini, a całość zmontowano na płytce uniwersalnej, co pozwoliło zredukować wymiary urządzenia i uzyskać dwa dodatkowe tory pomiarowe. Układ Atmega328 w obudowie SMD ma dostępne dwa dodatkowe wejścia przetworników analogowo -cyfrowych A6 i A7, nieobecne w układzie ATmega328 w obudowie DIL. W przypadku zastosowania płytki uniwersalnej znacznie łatwiejszym w montażu rozwiązaniem jest zastosowanie modułu Arduino Nano niż Arduino Mini, ze względu na korzystniejsze rozmieszczenie pinów i dlatego na schemacie ideowym pokazano rozwiązanie z wykorzystaniem modułu Arduino Nano. Rozdzielczość wykorzystanych przetworników wynosi 10 bitów co daje 1024 poziomy napięcia. Przy wykorzystaniu napięcia zasilania układu ATmega328 równego 3,3 V jako napięcie referencyjne dla przetwornika analogowo-cyfrowego, daje to minimalną różnicę między rejestrowanymi wartościami (rozdzielczość układu) w przybliżeniu równą 3,2 mV. W przypadku sygnałów o niższej amplitudzie sygnał można wzmocnić za pomocą wzmacniacza operacyjnego, a w przypadku sygnałów o amplitudzie wyższej niż 3,3 V stłumić za pomocą dzielnika rezystancyjnego. Sygnał do wejść przetwornika podawany jest przez układ zabezpieczający przed zbyt dużym sygnałem wejściowym, wykorzystujący diody 1N4148 i rezystory. W układzie tym diody ograniczają poziom sygnału na wejściu przetwornika analogowo-cyfrowego w najgorszym wypadku do poziomu +0,6 V powyżej napięcia zasilania i −0,6 V względem masy układu. Rezystory wejściowe R9 do R13 ograniczają prąd płynący przez diody zabezpieczające. W przypadku, gdy możemy zapewnić, że na wejście przetwornika nie będą podawane napięcia spoza zakresu napięcia zasilającego układ scalony ATmega328, układ zabezpieczający można pominąć. Oporniki R15 do R19 powodują, że układ jest odporniejszy na zakłócenia, wejścia przetworników analogowo-cyfrowych bez podłączonych przewodów pomiarowych są na poziomie masy. Dane odczytane przez procesor rejestrowane są na karcie mikro SD za pomocą modułu OpenLog. Układ tworzy na karcie mikro SD dwa pliki: config.txt, w którym zapisywana jest konfiguracja modułu OpenLog i plik z danymi o nazwie LOG00001, gdzie wartość cyfrowa mówi nam o numerze stworzonego pliku. Dane na karcie zapisywane są w formacie dd.mm. rrrr gg:mm:ss; AD1; AD2; AD3; AD6, AD7 np. zapis 12.22.2021 12:22:40; 653; 652; 564; 465;542 oznacza, że dane pochodzą z 12 grudnia 2021 roku z 12 godziny, 22 minuty i 40 sekundy a wartości zarejestrowane przez przetwornik cyfrowo -analogowy wynoszą odpowiednio 653; 652; 564; 465; 542. Czas pomiędzy rejestrowanymi próbkami odliczany jest przez mikroprocesor z pominięciem układu RTC z rozdzielczością 1 ms. Takie rozwiązanie pozwala uzyskać większą rozdzielczość czasową pomiaru niż 1 s, w tym wypadku dane mają ten sam czas. Dokładniej czas możemy w tym wypadku określić na podstawie interpolacji, wykorzystując pierwszą próbkę z takim samym czasem mierzonym jak nasza próbka jako punkt odniesienia, numer analizowanej przez nas próbki o nieznanym dokładnie czasie wystąpienia i numer następnej próbki różniącej się czasem. Pewną wadą, aczkolwiek niewielką, jest fakt, że po dłuższym czasie rejestrowania danych występują niewielkie przesunięcia czasowe między danymi, np. mimo iż ustawiliśmy czas próbkowania co godzinę (3600000 ms) w rzeczywistości kolejna próbka pojawia się po 1 godzinie i 1 s, zamiast po jednej godzinie. W praktyce nie jest to jednak problem. Moduł OpenLog zawiera procesor Atmega328, który steruje zapisem na karcie mikro SD, rezonator kwarcowy, diody LED pełniące funkcję sygnalizacyjną oraz stabilizator napięcia 3,3 V. Napięcie 3,3 V potrzebne jest do zasilania karty mikro SD. Komunikacja pomiędzy modułem Arduino a modułem OpenLog odbywa się za pomocą magistrali UART. W przypadku gdyby procesor układu Arduino zasilany był z napięcia wyższego niż 3,3 V dodano rezystory R1, R4 w szereg z linią TX łączącą moduł Arduino a linią RX modułu OpenLog ograniczając wartość prądu, jaka może płynąć na skutek różnicy poziomów sygnałów logicznych stanów wysokich między modułami – układ scalony modułu OpenLog zasilany jest z 3,3 V. Część chińskich klonów Arduino mini posiada wbudowany stabilizator 5 V. Oczywiście, w przypadku takiego modułu zmieni się również różnica

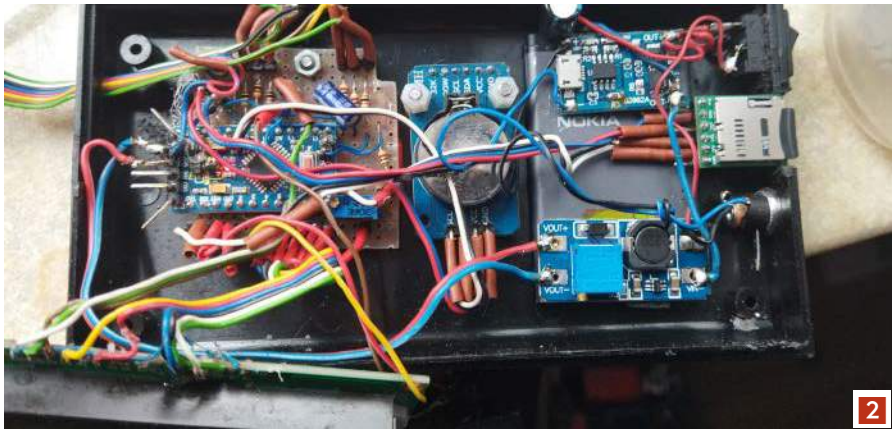
eprasa.pl 4f2b873bcf

1



X2 -złącze ładowarki -5V, np. od telefonu komórkowego z odpowiednio przerobioną wtyczką

napięciowa między kolejnymi wartościami bitowymi rejestrowanymi przez przetwornik analogowo-cyfrowy. Transmisja między modułem Arduino a OpenLog-iem odbywa się z prędkością 9600 i parametrami transmisji 8n1. Za rejestrację czasu zdarzenia odpowiedzialny jest moduł zegara czasu rzeczywistego wykorzystujący układ zegara czasu rzeczywistego (Real Time Clock – RTC) DS3231. Zastosowany moduł RTC, oprócz modułu zegara zawiera pamięć EEPROM AT24C32, która w opisanym układzie nie jest wykorzystywana. Podtrzymanie zegara RTC przy wyłączonym zasilaniu zapewnia bateria litowa znajdująca się w module. O wyborze tego modułu zadecydowała duża stabilność wzorca częstotliwości wbudowanego w zegar RTC oraz brak konieczności jej kalibracji. Za wysoką stabilność częstotliwości zastosowanego modułu odpowiada termokompensowany generator kwarcowy wbudowany w strukturę układu scalonego. Stabilność



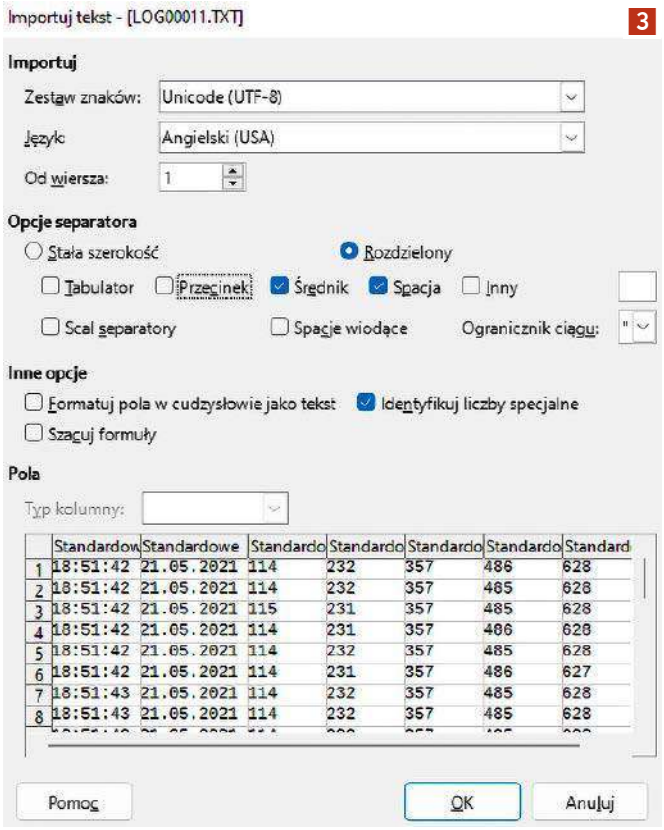
2

eprasa.pl 4f2b873bcf

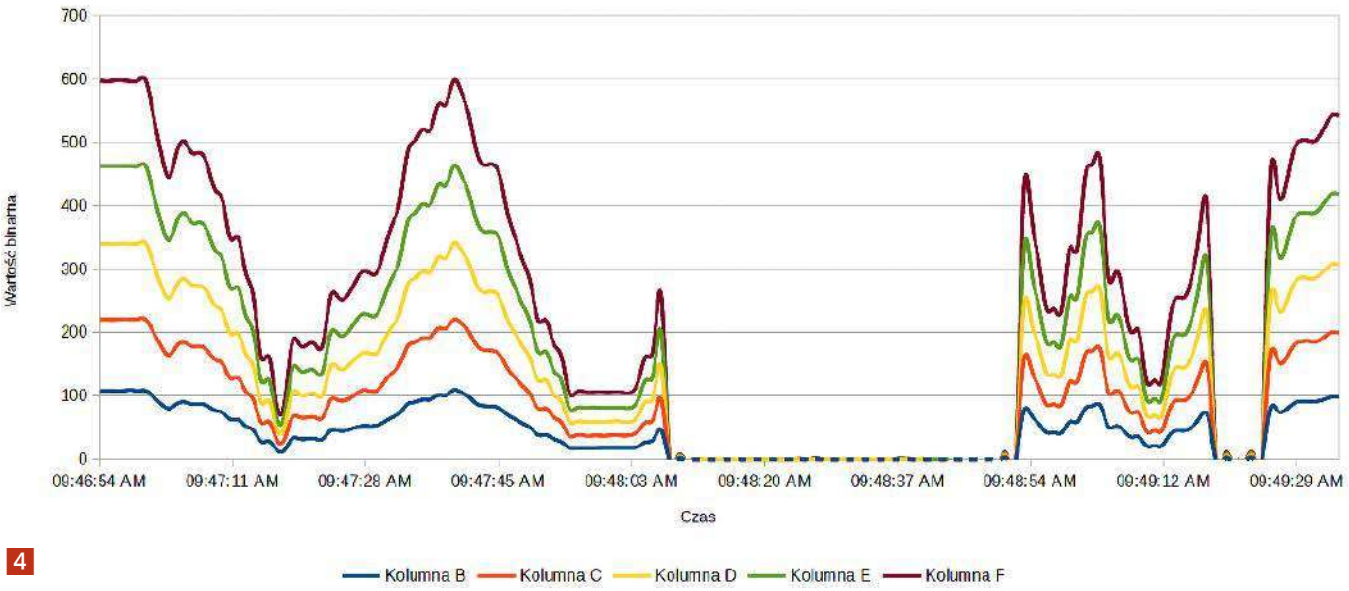
częstotliwości zegara wynosi ±2 ppm w zakresie od 0 do 40°C. W zakresie temperatur od –40 do 85°C stabilność generatora wynosi ±3,5 ppm. Komunikacja pomiędzy modułem RTC a modułem Arduino odbywa się za pomocą magistrali I²C. Moduł RTC ma oporniki podciągające dla sygnałów SDA, SCL, dzięki czemu nie trzeba stosować zewnętrznych rezystorów podciągających. Układ RTC zgodnie ze specyfikacją może być zasilany napięciem 2,3 do 5,5 V. Komunikacja pomiędzy użytkownikiem i układem odbywa się za pomocą klawiatury i dwurzędowego wyświetlacza LCD 16 -znakowego. Wyświetlacz pracuje w trybie 4 bitowym. Wszystkie przyciski podłączone są do pinu AD0 przetwornika cyfrowo-analogowego przez kombinację rezystorów. Dzięki takiemu rozwiązaniu kilka przycisków obsłużonych jest tylko za pomocą jednego wejścia układu scalonego. Wciśnięcie przycisku powoduje podanie napięcia na wejście układu przetwornika cyfrowo-analogowego o wartości zależnej od wciśniętego przycisku. W układzie tym nie należy wciskać kilku przycisków naraz. Układ zasilany jest z akumulatora z telefonu komórkowego przez przetwornicę podwyższającą napięcie do 4,5 V. Akumulator zabezpieczony jest przed nadmiernym rozładowaniem/przeładowaniem za pomocy modułu zawierającego układ ochrony akumulatora wbudowanego w akumulator. W przypadku użycia akumulatorów nie mających wbudowanych układów ochronnych można użyć układu z serii DW01 wraz z zintegrowaną ładowarką wykorzystującą układ scalony TP4056. Autor jako ładowarkę wykorzystał układ ładowarki z wbudowanym zabezpieczeniem, mimo że było to niepotrzebne gdyż było ono wbudowane w akumulator, taki akurat układ ładowarki autor miał w swoich zapasach. Akumulator ładowany jest za pomocą ładowarki telefonu komórkowego z przerobioną końcówką, znacznie łatwiej było wywiercić okrągły otwór na gniazdo niż wycinać prostokątny otwór pod złącze USB.

Montaż i uruchomienie

Wydawać by się mogło, że opisany układ nie wymaga żadnego uruchomienia, tym niemniej przysporzył on na początku autorowi sporo problemów. Moduł OpenLog tworzył na karcie plik konfiguracyjny, błyskały diody sygnalizujące komunikację z modułem OpenLog, ale zapisywane dane były całkowicie bez sensu. Podłączenie się do zewnętrznego terminala za pomocą konwertera UART TTL na USB pokazało, że moduł Arduino wysyła dane prawidłowo. Przyczynę problemów wyjaśniło dopiero zmierzenie częstotliwości generowanej przez generator kwarcowy modułu OpenLog. Okazało się, że częstotliwość zastosowanego rezonatora kwarcowego wynosiła 8 MHz zamiast 16 MHz. Autor mając możliwość przekompilowania źródeł programu OpenLog i wymiany rezonatora kwarcowego, wymienił rezonator kwarcowy. Po wymianie rezonatora kwarcowego układ zaczął działać zgodnie z oczekiwaniami. Wykorzystany układ Arduino musi pracować z zegarem 16 MHz, w przeciwnym wypadku zamiast wartości liczbowych w naszym logu zobaczymy losowe znaki azjatyckie. Układ zmontowano na płytce uniwersalnej. Wszystkie wykorzystane elementy zmontowane na płytce drukowanej mają obudowę 0805. Rezystory R5–R8 i R14 podłączone do przycisków klawiatury są w obudowach przewlekanych i są zamontowane przestrzennie, cały układ został zamknięty w obudowie z tworzywa sztucznego typu Z44. Wejścia pomiarowe wyprowadzone są za pomocą złącza GX12 6-pinowego (pięć przewodów sygnałowych plus masa). Odporność sygnału na zakłócenia można zwiększyć podłączając równolegle do diod D6–D10 kondensatory o pojemności 10 nF–22 nF, lutując je na diodach D6–D10. Gdyby zależało nam na możliwie najdłuższym działaniu układu, należy nie montować opornika ograniczającego prąd podświetlania wyświetlacza R2, co spowoduje oczywiście brak podświetlenia wyświetlacza LCD. Program w postaci pliku hex należy wgrać do modułu Arduino za pomocą programu Xloader, wykorzystując bootloader wgrany na procesorze modułu Arduino. Aby wgrać do modułu Arduino program należy wpierw określić numer portu COM przypisany do naszej płytki Arduino. W tym celu należy wybrać **Panel sterowania**; **Sprzęt i dźwięk**; **Menedżer urządzeń**; **Porty (COM i LPT)**, podłączyć moduł Arduino do portu USB komputera i zobaczyć jaki numer portu COM został przypisany do naszej płytki Arduino. W przypadku gdy nie mamy zainstalowanych sterowników do obsługi konwertera UART-USB na naszym komputerze, należy ściągnąć je z internetu ze strony producenta układu scalonego konwertera UART-USB. Najczęściej wykorzystywanym konwerterem w układach będących klonami Arduino jest układ CH340. Aby wgrać program za pomocą programu XLOADER w polu **Hex file** należy wskazać nasz program, w polu **Device** wybrać opcję **Duemilanove/Nano(ATmega328),** w polu COM port numer portu COM, jaki został przypisany naszej płytce, **w polu Baud Rate** ustawić prędkość **57600** i nacisnąć przycisk **Upload**. Jeśli wgranie programu nie powiedzie się, należy wybrać płytkę Arduino Uno, co spowoduje zmianę prędkości obsługiwanej przez bootloader na 115200. W modułach będących klonami Arduino stosowano bootloadery pracujące z różnymi prędkościami transmisji. Po wgraniu programu pojawi się komunikat o zakończeniu wgrywania programu. Aby rozpocząć korzystanie z urządzenia należy je skonfigurować. Do konfiguracji wchodzi się wybierając opcję **Config** za pomocą klawisza **Right**. Datę i czas ustawia się wybierając opcję **Date&Time** za pomocą klawisza **Select**. Czas (**Time**) ustawia się wybierając opcję **Select**, Datę (**Date**) ustawia się wybierając opcję **Right**. Ustawioną wartość parametru zwiększa się za pomocą klawisza **UP**, zmniejsza za pomocą klawisza **Down**. Wartość cyfry, którą będziemy modyfikować, ustawia się wykorzystując klawisze **Right** i **Left**. Ustawione parametry zatwierdza się przyciskiem **Select**. W opcji **Interval** ustawia się co jaki odstęp czasu dane są zapisywane na karcie SD.



eprasa.pl 4f2b873bcf

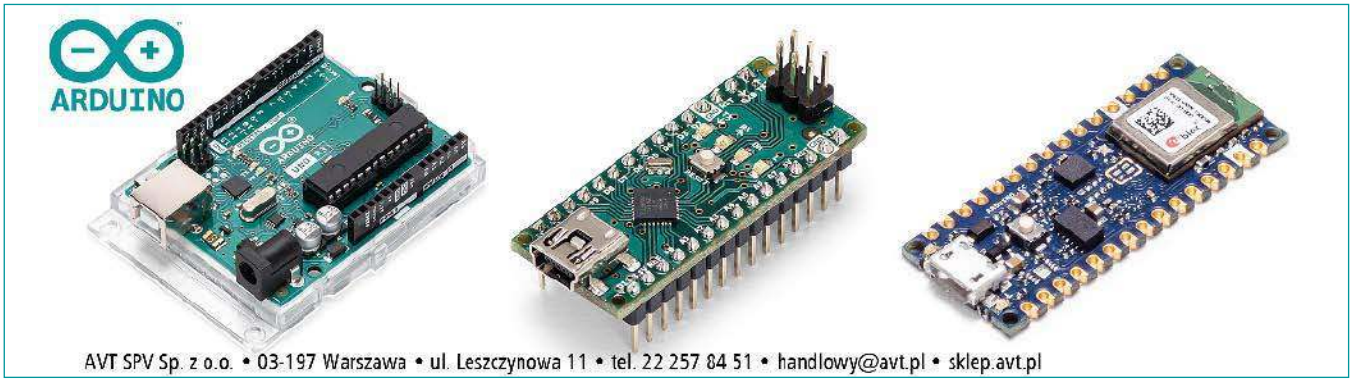


4

Po wyjściu do głównego okna programu dane zaczynają się logować po naciśnięciu przycisku **Select**. Logowanie zatrzymuje się za pomocą przycisku **RST**. Prawidłowe korzystanie z urządzenia ułatwia system podpowiedzi wyświetlanych na ekranie wyświetlacza LCD. Dane zarejestrowane w rejestratorze można przeanalizować w komputerze wykorzystując arkusz kalkulacyjny Libre Office. Aby przeanalizować dane należy najpierw wczytać je do komputera. W tym celu należy wybrać opcję: **Plik**, **Otwórz,** wybrać plik logu, następnie ustawić: **Zestaw znaków Unicode (UTF-8)**, **Język Angielski** (USA), **Opcje separatora** wybrać **Rozdzielony** i zaznaczyć opcję **Średnik** i **Spacja** jak pokazano na **rysunku 3**. Ustawianie takie warto stosować, gdy nie zmienia się data podczas rejestracji danych. W tym wypadku kolumnę z datą usuwamy ręcznie co zwiększa czytelność danych na wykresie. W przypadku gdy podczas rejestracji następuje zmiana daty należy deaktywować opcję **Spacja**. Wykres tworzymy z otrzymanych danych w sposób typowy dla Libre Office. Dzięki wykorzystaniu arkusza kalkulacyjnego możemy bardzo prosto zamienić wartości binarne na odpowiadające im wartości sygnałów mierzonych w przyjaznych dla użytkownika jednostkach, dzięki użyciu odpowiednich formuł matematycznych. Stosując odpowiednie formuły w arkuszu możemy również łatwo wyszukać wartość minimalną bądź maksymalną. Analogicznie można postąpić korzystając z pakietu Microsoft Office. Przykładowy wykres, jaki otrzymano z danych zarejestrowanych przez rejestrator pokazano na **rysunku 4**. Używając rejestratora należy pamiętać o dostosowaniu częstotliwości zapisu do dynamiki zmian mierzonego sygnału, np. chcąc mierzyć dobowe zmiany temperatury nie ma żadnego sensu rejestrować zmian częściej niż raz na kilka minut. Takie podejście ogranicza liczbę zarejestrowanych danych do rozsądnych wielkości, zmniejsza obciążenie dla komputera analizującego dane, a także ułatwia analizowanie wyników. Sposobów wykorzystania tego układu może być wiele. Wystarczy, że zamienimy mierzoną wartość na odpowiadające jej napięcie. Autor używał opisanego rejestratora do wyznaczania parametrów Kp, Ti, Td regulatora PID, rejestrowane były skokowe wymuszenia sygnału, wyniki były wstępnie obrabiane za pomocą arkusza kalkulacyjnego, a następnie współczynniki regulatora PID wyznaczane były za pomocą dostępnych programów online do wyznaczania parametrów regulatora PID. Autor używał tego układu do pomiaru temperatury zewnętrznej oraz wpływu osłon na uprawiane rośliny, które muszą być chronione przed silnymi mrozami. W tym wypadku wykorzystał układ LM35 jako przetwornik temperatura-napięcie. Rejestrował prędkość obrotów wykorzystując przetwornik częstotliwość-napięcie, itp... Do artykułu dołączono źródła programu. Kompilując samodzielnie kod należy dołączyć wykorzystaną bibliotekę do obsługi zegara RTC do katalogu z bibliotekami Arduino. Kompilacja programu przebiega typowo. Powstałe ostrzeżenia podczas kompilacji należy zignorować, gdyż w wypadku tego programu nie są ono istotne. Program kompilowano za pomocą wersji środowiska Arduino o numerze 1.8.16. Gdybyśmy chcieli uzyskać jeszcze lepszą rozdzielczość czasową należy zwiększyć szybkość transmisji między modułem Arduino a OpenLog-iem w programie rejestratora oraz odpowiednio skonfigurować moduł OpenLog-a. ■

Krzysztof Grabowski
krzyszgra@gmail.com

REKLAMA



eprasa.pl 4f2b873bcf

Układ oszczędzania energii dla dwóch konwektorów ciepła

EFY TESTED Sani Theo

Używanie grzejnika pokojowego w nocy w zimie może powodować skrócenie czasu snu, suchość skóry i alergie. Grzejniki pokojowe zużywają również niepotrzebnie dużo energii elektrycznej, gdy nie są potrzebne, ponieważ mają wysoką moc znamionową. Ten prosty, ale przydatny układ może pomóc uniknąć wszystkich tego typu problemów.

Używanie grzejnika pokojowego w nocy w zimie może powodować skrócenie czasu snu, suchość skóry i alergie. Co gorsza, może to stanowić zagrożenie dla zdrowia ze względu na wzrost poziomu tlenku węgla w pomieszczeniu. Osoby z chorobami serca mogą odczuwać ból w klatce piersiowej, a palacze są jeszcze bardziej narażeni na ryzyko jego wystąpienia.

Dzieje się tak, ponieważ grzejniki pokojowe pozbawiają powietrze wilgoci i sprawiają, że staje się ono suche. Dlatego osoby, które już cierpią na choroby układu oddechowego, mogą czuć duszność, gdy grzejniki te są używane przez dłuższy czas.

Grzejniki pokojowe zużywają również niepotrzebnie dużo energii elektrycznej, gdy nie są potrzebne, ponieważ mają wysoką moc znamionową. Ten prosty, ale przydatny układ może pomóc uniknąć wszystkich tego typu problemów. Może sterować maksymalnie dwoma konwektorami grzewczymi.

Układ i działanie

Na **rysunku 1** przedstawiono schemat blokowy układu oszczędzania energii dla konwektorów ciepła. Na **rysunku 2** pokazano kompletny schemat układu zawierającego zasilacz i zegar sterujący konwektorami ciepła HC1 i HC2.

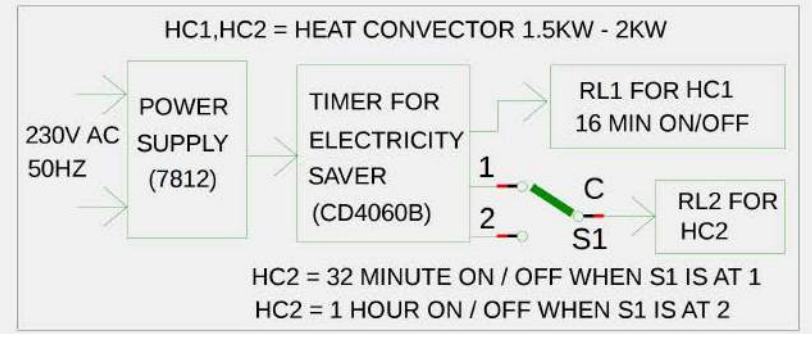
Podłączmy HC1 do styków przekaźnika RL1, aby włączyć go na około 16 minut, a następnie wyłączyć na kolejne 16 minut. Podobnie podłączmy HC2 do styków przekaźnika RL2, aby włączyć go na około 32 minuty, a następnie wyłączyć na kolejne 32 minuty, jeśli przełącznik SW1 znajduje się w pozycji 1. Jeśli przełącznik SW1 jest ustawiony w pozycji 3, czas włączenia i wyłączenia HC2 wynosi jedną godzinę.

Układ oszczędzania energii zbudowany jest z transformatora obniżającego napięcie (X1), stabilizatora napięcia 12 V 7812 (U1), licznika/oscylatora CD4060B (U2), czterech LEDów 5 mm (LED1 do LED4), czterech diod 1N4007 (od D1 do D4), dwóch przekaźników 12 V (RL1 i RL2) oraz kilku innych elementów.

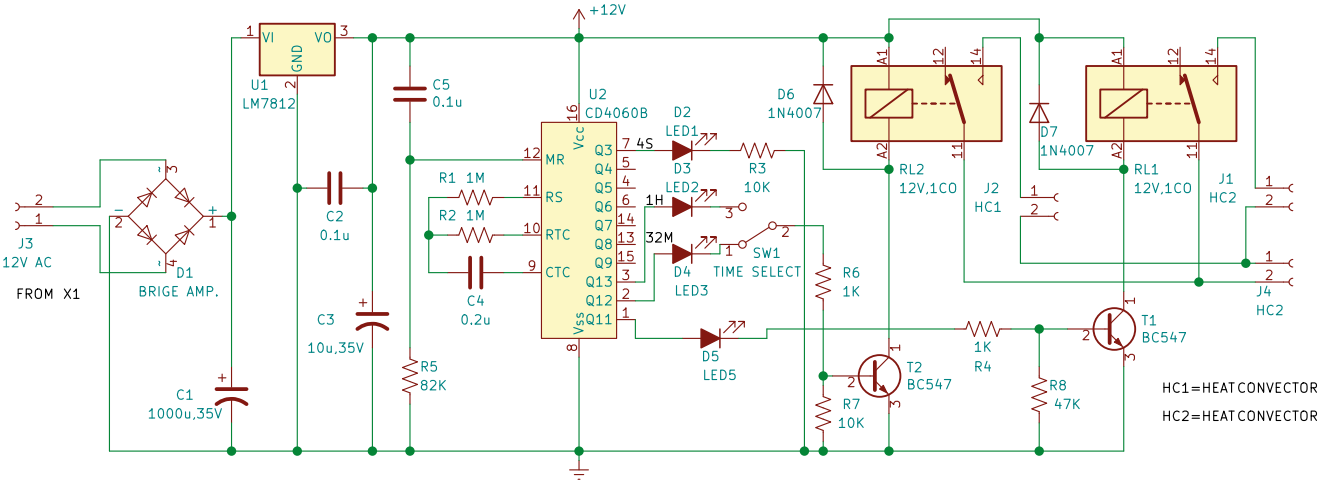
Układ scalony CD4060 wymaga zewnętrznych elementów synchronizujących, aby doprowadzić oscylacje do zegara na styku 11. Kondensator synchronizujący jest podłączony do styku 9, a rezystor synchronizujący do styku 10. Dzięki elementom synchronizującym, rezystorowi (R1) i kondensatorowi (C4), układ U2 oscyluje i zapewnia wyjścia opóźniające w zależności od wartości tych elementów.

Pin 12 układu scalonego jest stykiem resetowania. Układ scalony oscyluje tylko wtedy, gdy styk resetowania znajduje się na potencjale masy. W celu zresetowania układu scalonego po włączeniu zasilania, aby rozpocząć oscylację, podłącza się kondensator 0,1 µF i rezystor 82 kΩ.

Układ scalony ma dziesięć wyjść oznaczonych numerami od Q3 do Q13 (bez Q10), z których każde może być źródłem prądu o natężeniu około 10 mA przy napięciu nieco mniejszym od Vcc. Wyjście Q10 nie jest używane, aby można było uzyskać podwójny

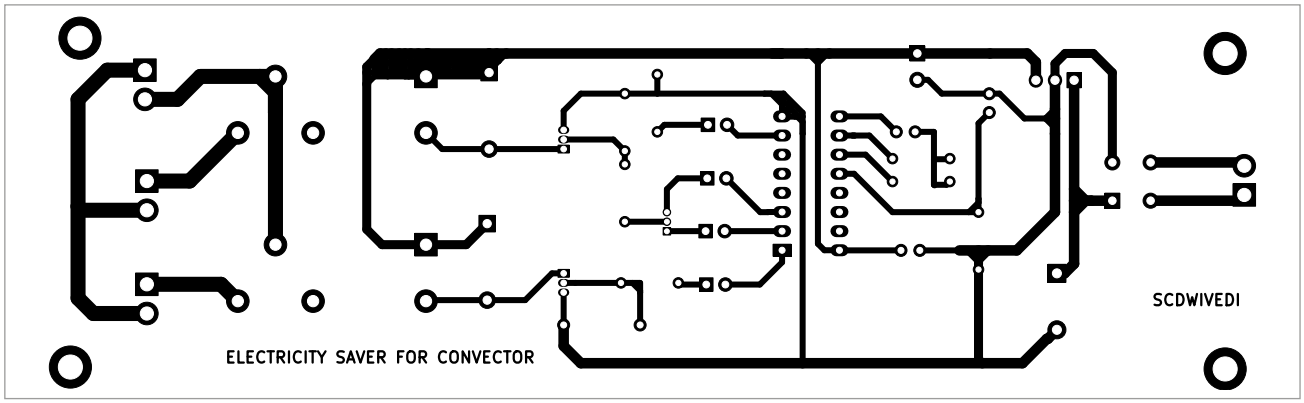


Rysunek 1. Schemat blokowy układu oszczędzania energii

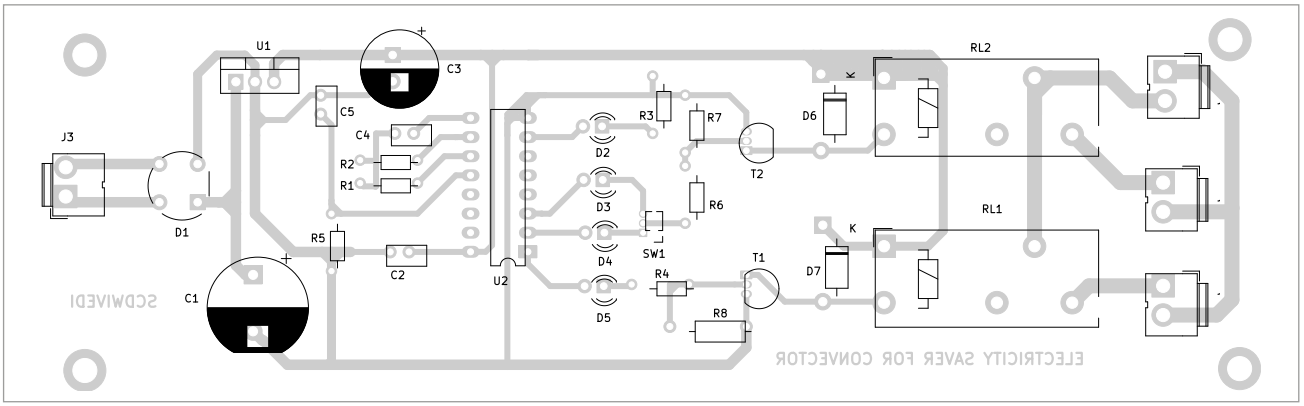


Rysunek 2. Schemat układu oszczędzacza energii

eprasa.pl 4f2b873bcf



Rysunek 3. Układ płytki drukowanej w rzeczywistych wymiarach



Rysunek 4. Rozmieszczenie elementów na płytce drukowanej

czas z wyjścia Q11. Każde wyjście od Q3 do Q13 przechodzi w stan wysoki po wykonaniu jednego cyklu taktowania. Maksymalny czas jest dostępny na ostatnim wyjściu Q13. Jednak w tym czasie inne również dają wysokie wyniki w oparciu o swoje wyczucie czasu.

Układ wykorzystuje tylko cztery wyjścia: Q3 (styk 7), Q11 (styk 1), Q12 (styk 2) i Q13 (styk 3). Wyjście 7 służy do migania diodą LED4, sygnalizując, że układ oscyluje.

Wykaz elementów:

Półprzewodniki:
U1: 7812, stabilizator napięcia 12 V
U2: oscylator/licznik CD4060
T1, T2: tranzystor NPN BC547
D1: prostownik mostkowy
D2...D5: LED 5 mm
D6: dioda prostownicza 1N4007

Rezystory: (wszystkie 0,25 W, ±5% węgla)
R1, R2: 1 MΩ
R3, R7: 10 kΩ
R4, R6: 1 kΩ
R5: 82 kΩ
R8: 47 kΩ

Kondensatory:
C1: 1000 µF, 35 V elektrolityczny
C2, C5: dysk ceramiczny 0,1 µF
C3: 10 µF, 35 V elektrolityczny
C4: dysk ceramiczny 0,2 µF

Pozostałe:
X1: transformator z napięcia pierwotnego 230 V AC do 12-0-12 V, 500 mA wtórnego
SW1: Przełącznik
RL1, RL: przekaźnik przełączający 12 V (1CO)
J1...J4: 2-stykowe złącze nagłówkowe (header)
HC1, HC2: konwektor grzewczy 1,5 kW
przewody/zworki

Wyjście 1 służy do podłączenia konwektora grzewczego HC1 za pośrednictwem tranzystora sterującego przekaźnikiem T1. LED1 i R4 są podłączone do podstawy T1. Pin 1 będzie w stanie wysokim przez 16 minut, a następnie w stanie niskim przez 16 minut, a cykl będzie się powtarzał. W związku z tym HC1 będzie włączony przez 16 minut i wyłączony przez 16 minut. Świecenie diody LED1 oznacza, że HC1 jest włączony.

Podobnie styki wyjściowe 2 i 3 służą do podłączenia HC2 za pomocą przełącznika SW1 i tranzystora sterującego przekaźnikiem T2. Diody LED2 i LED3 są podłączone do bazy układu T1 za pomocą rezystorów szeregowych, odpowiednio R5 i R6. Pin 2 ustawia się w stan wysoki na 32 minuty, a następnie w stan niski na kolejne 32 minuty, jeśli przełącznik SW1 znajduje się w pozycji 1. Następnie cykl się powtarza. Odpowiednio, konwektor grzewczy HC2 jest włączony przez 32 minuty i wyłączony przez 32 minuty. Świecenie diody LED2 oznacza, że HC2 jest włączone.

Gdy przełącznik SW1 znajduje się w pozycji 3, styk 3 przechodzi w stan wysoki na jedną godzinę i niski na następną godzinę. Następnie cykl się powtarza. W związku z tym konwektor grzewczy HC2 jest włączony przez godzinę i wyłączony przez następną godzinę. Świecenie diody LED3 oznacza, że HC2 jest wyłączony.

Okresy są zależne od relacji:
częstotliwość podstawowa
fosc=1/2,5 (R1×C4) w hercach
gdzie R1 jest rezystancją na styku 10 w Ohmach, a C4 pojemnością na styku 9 w Faradach. Na przykład, jeśli R1 jest 1 MΩ, a C4 ma 0,22 µF, fosc wynosi 1/2,5 (1000000×0,00000022)=1,8 Hz. Jeśli wybranym wyjściem jest Q3, to 2^n wynosi 2^3=8. Zatem okres (w sekundach) wynosi $t=2^n/1,8Hz=8/1,8=4,4$ sekundy.

Jeżeli w tym układzie HC1 i HC2 będą włączone przez 12 godzin, konwektory będą włączone tylko przez połowę czasu, czyli tylko przez 6 godzin dziennie. Zatem energia zużywana przez HC1 i HC2 w ciągu doby będzie o połowę mniejsza.

Montaż i testowanie

Mozajkę ścieżek płytki drukowanej układu oszczędzania energii dla konwektorów ciepła w rzeczywistych wymiarach pokazano na **rysunku 3**, a rozkład elementów na **rysunku 4**. Po zmontowaniu układu na płytce drukowanej należy umieścić go w odpowiednim plastikowym pudełku. Złącza dla konwektorów HC1 i HC2 należy zamocować z tyłu pudełka. ■

S.C. Dwivedi

Ten artykuł był wcześniej opublikowany na łamach „EFY”, styczeń 2022 (efymag.com)

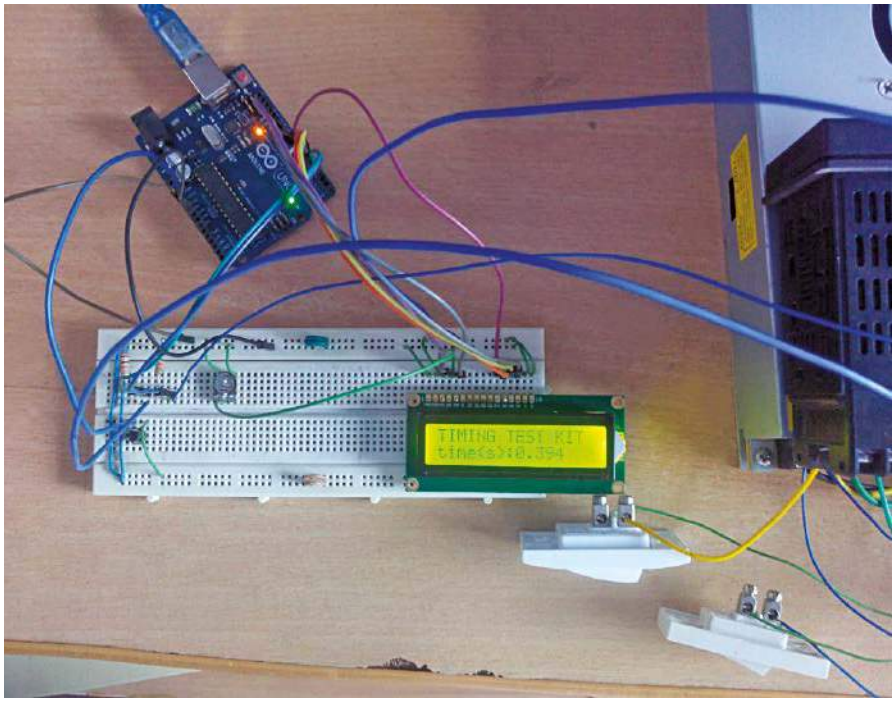
eprasa.pl 4f2b873bcf

Prosty czasomierz zbudowany na Arduino Uno

EFY TESTED S.C. Dwivedi

Przedstawiono tu prosty timer zbudowany na płytce Arduino Uno. Można go używać do pomiaru czasu opóźnienia w urządzeniach takich jak przekaźniki czasowe, wyłączniki i inne sekwencyjne układy logiczne.

Zegar ten będzie niedrogim rozwiązaniem dla potrzeb laboratoryjnych i przemysłowych. Prototyp opracowany przez autora pokazano na **rysunku 1**.



Rysunek 1. Autorski prototyp zestawu czasomierza

Układ i działanie

Schemat ideowy zestawu, przedstawiony na **rysunku 2**, zawiera kilka elementów oprócz płytki Arduino Uno (Board1). Posiada zewnętrzne styki wejściowe do uruchamiania i zatrzymywania pomiaru czasu. Oba styki mogą być normalnie otwarte (N/O) lub normalnie zamknięte (N/C). Przełączenie styków startowych inicjuje pomiar czasu, a styków stopowych zatrzymuje pomiar.

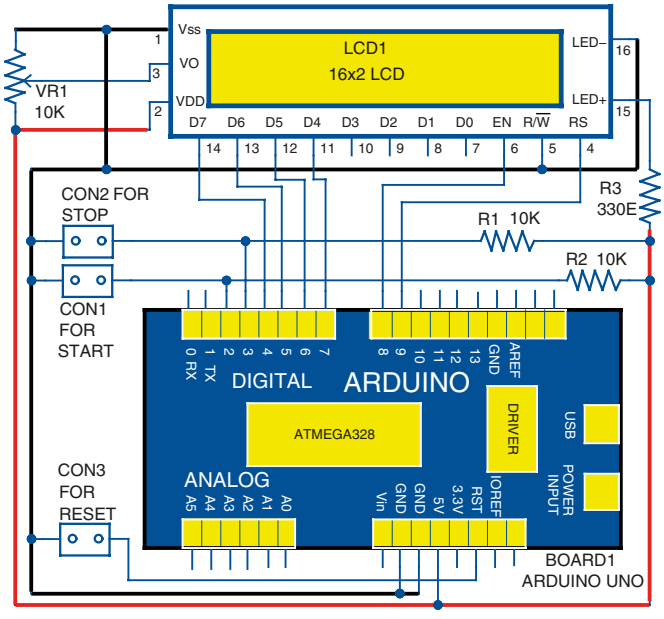
Zmierzony czas jest wyświetlany w sekundach na wyświetlaczu LCD1. Możliwe są pomiary w zakresie od milisekund do kilku minut. Jest on testowany przy użyciu znanych wartości ustawionych w miniaturowym programowalnym sterowniku logicznym (PLC). Przycisk resetowania (podłączony do złącza CON3) umożliwia wyzerowanie wyświetlacza i rozpoczęcie nowego pomiaru czasu.

Oprogramowanie (timing_kit.ino) zostało napisane w języku programowania Arduino przy użyciu Arduino IDE w wersji 1.8.5. W szkicu/programie wykorzystano funkcje interrupt i milis ( ) urządzenia Arduino. Przed załadowaniem pliku szkicu timing_kit.ino na płytkę należy upewnić się, że wybrano właściwą płytkę z menu Tools (Narzędzia) w Arduino IDE.

Montaż i testowanie

Zmontujmy układ na płytce drukowanej. Na **rysunku 3** pokazano rzeczywisty rozmiar płytki drukowanej zestawu timera, a na **rysunku 4** układ jego elementów. Podłączmy płytkę Arduino Uno i wyświetlacz LCD1 tak, jak pokazano na schemacie. Upewnijmy się, że najpierw załadowaliśmy kod źródłowy (timing_kit.ino) na płytkę Arduino Uno za pomocą przewodu USB podłączonego do laptopa lub komputera stacjonarnego.

Podłączmy styki startu do złącza CON1, styki stopu do złącza CON2, a przycisk resetowania do złącza CON3. Włączmy zasilanie płytki Arduino Uno za pomocą zasilacza USB/adaptera. Wyregulujmy kontrast wyświetlacza LCD1 za pomocą potencjometru VR1, aby uzyskać wyraźny obraz.



Rysunek 2. Schemat zestawu czasomierza

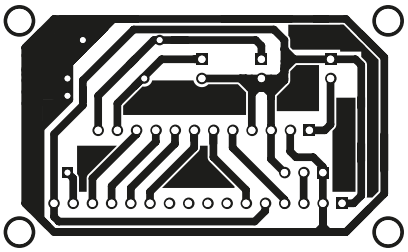
Wykaz elementów:

Półprzewodniki:
Board1 – Arduino Uno

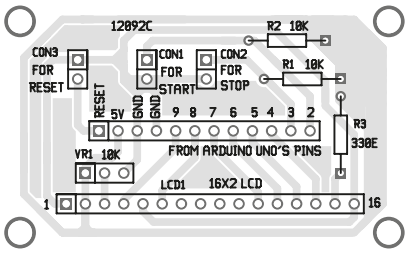
Rezystory: (wszystkie 1/4-watowe, ±5% węglowe):
R1, R2 – 10 kΩ
R3 – 330 Ω
VR1 – potencjometr 10 kΩ

Pozostałe:
LCD1 – LCD 16×2
CON1-CON3 – złącze dwupinowe
– Wciskany przełącznik resetowania
– Włącznik/wyłącznik (dwie cyfry do testowania)
– Przewód USB

eprasa.pl 4f2b873bcf



Rysunek 3. Rzeczywisty rozmiar płytki drukowanej dla zestawu czasomierza



Rysunek 4. Rozmieszczenie elementów na płytce drukowanej

Przed wykonaniem pomiaru czasu należy nacisnąć przycisk resetowania. W pierwszym wierszu pojawi się komunikat „Timing test kit", a „Time(s): 0.000" w drugim wierszu wyświetlacza LCD1. Układ jest w zasadzie licznikiem/czasomierzem narastającym.

Kod źródłowy tego projektu jest dostępny do pobrania ze strony https://bit.ly/3At8JU3

Teraz zamknijmy styki startowe, aby rozpocząć odliczanie. Odliczony odczyt zostanie wyświetlony na wyświetlaczu LCD1. W zależności od wymagań użytkownika można zatrzymać odliczanie w dowolnym momencie, zamykając styki zatrzymania po pewnym opóźnieniu. Czas odliczania jest wyświetlany w sekundach po lewej stronie i w ułamkach sekund (w milisekundach) po prawej stronie wyświetlacza LCD1, co oznacza czas, jaki upływa od rozpoczęcia do zakończenia testu zegara.

Po zmontowaniu układu zapakujmy go do odpowiedniej obudowy wraz z wyświetlaczem LCD1 i przyciskiem resetowania na panelu przednim. Z tyłu panelu mogą znajdować się złącza startu i zatrzymania do sterowania ręcznego lub połączeń ze sterownikami PLC. Teraz zestaw jest gotowy do użycia do pomiaru czasu działania przekaźników czasowych, wyłączników automatycznych i podobnych urządzeń.

Uwaga: Jako styki startu i stopu ze wspólną masą należy stosować wyłącznie bezpotencjałowe styki zewnętrzne N/O lub N/C. ■

P. Balasubramanian

Autor jest emerytowanym pracownikiem naukowym Nuclear Power Corporation of India Ltd (NPCIL). Ma 32-letnie doświadczenie w dziedzinie konserwacji elektrycznej w Madras Atomic Power Station, Kalpakkam i Kudankulam Nuclear Power Project, Kudankulam. Jego obszar zainteresowania obejmuje mikrokontrolery i energoelektronikę.

Ten artykuł był wcześniej opublikowany na łamach „EFY", grudzień 2020 (efymag.com)

REKLAMA

Sięgnij po archiwalne wydania
ELEKTRONIKI dla WSZYSTKICH



Zamów wygodnie na
www.UlubionyKiosk.pl

eprasa.pl 4f2b873bcf

Stacja pogodowa z opcją sterowania urządzeń przy użyciu ekranu dotykowego



Opisana tu stacja pogodowa dostarcza informacji o temperaturze i wilgotności w danym miejscu na kolorowym wyświetlaczu dotykowym. Może również kontrolować temperaturę za pomocą interfejsu użytkownika na ekranie dotykowym, gdy przekroczy ona ustawiony poziom progowy.

Projekt można łatwo przekształcić w osobistą stację meteorologiczną, dodając kolejne czujniki do pomiaru warunków pogodowych na zewnątrz lub w pomieszczeniach.

Cyfrowa konsola umożliwia łatwe odczytywanie danych zebranych przez czujnik. Ekran dotykowy jest wyposażony w gniazdo pamięci na karty microSD. Można go zatem podłączyć do komputera osobistego, na którym dane mogą być wyświetlane, przechowywane i przesyłane do witryn internetowych lub wykorzystywane w systemach pobierania i dystrybucji danych.

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

Komponenty wymagane w tym projekcie są wymienione w tabeli.

Układ i działanie

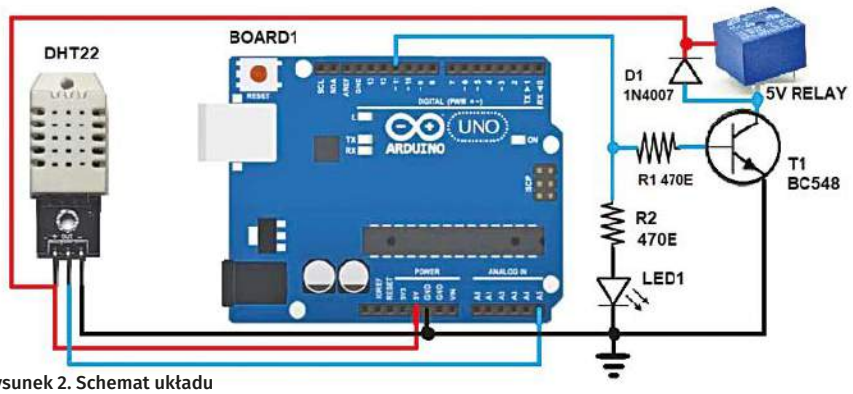
Schemat ideowy stacji pogodowej z opcją sterowania urządzeń jest przedstawiony na **rysunku 2**. Składa się on z płytki Board1 Arduino Uno, czujnika temperatury i wilgotności DHT22, tranzystora T1 BC548, przekaźnika jednokrotnego przełączania 5 V, diody LED1 oraz rezystorów R1 i R2.

Wyświetlacz dotykowy TFT o przekątnej 6 cm, który ma być zamontowany na płytce Arduino, pokazano na **rysunku 3**.

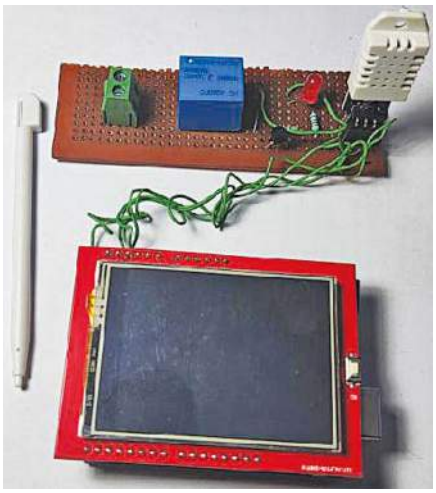
Do zasilania płytki Arduino używany jest zasilacz 9 V...12 V DC. Sekcje ekranu dotykowego, czujnika DHT22 i sterownika urządzenia na tranzystorze BC548 są zasilane napięciem 5 V z płytki Arduino.

Arduino Uno Jest to serce projektu. Dane dotyczące temperatury i wilgotności, dotykowy wyświetlacz TFT oraz wejścia sterujące urządzeniami są przetwarzane za pomocą programowania Arduino.

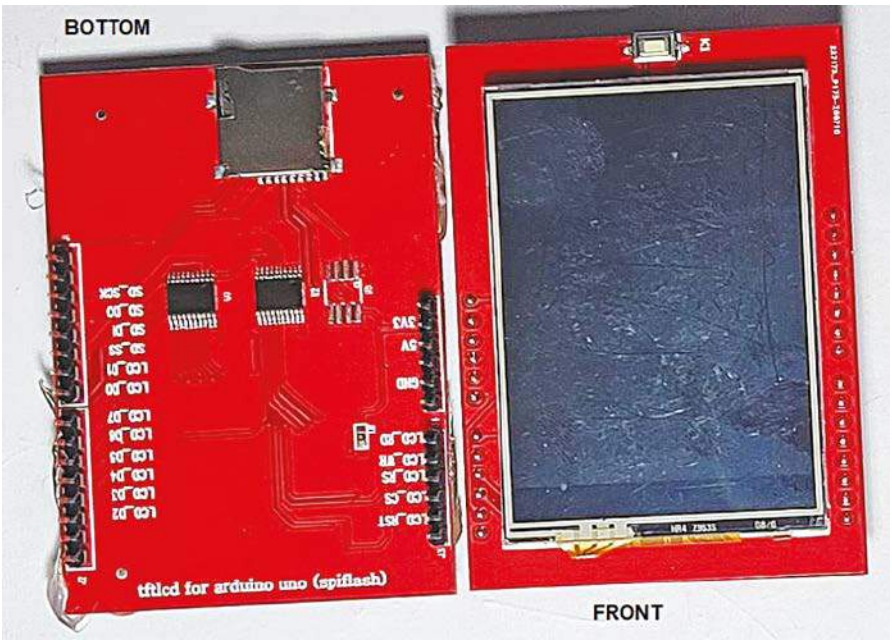
Ekran dotykowy TFT Wyświetlacz dotykowy TS1 TFT o przekątnej 6 cm



Rysunek 2. Schemat układu



Rysunek 1. Prototyp autora



Rysunek 3. Wyświetlacz dotykowy TFT

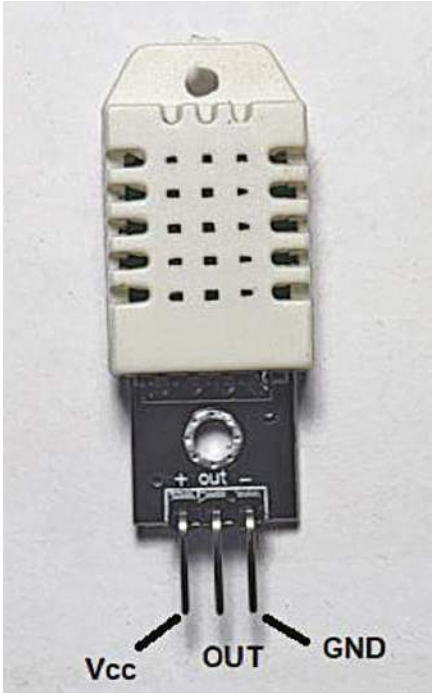
Kod źródłowy tego projektu jest dostępny do pobrania ze strony https://bit.ly/3ND5QnG

eprasa.pl 4f2b873bcf

jest w zasadzie ekranem Arduino, który można zamontować na płytce Arduino Uno. Jest to jedna z zalet tego wyświetlacza, ponieważ do połączenia z Arduino nie są potrzebne żadne zewnętrzne przewody.

DHT22 Ten czujnik temperatury i wilgotności zapewnia dokładniejsze odczyty w porównaniu z popularnym czujnikiem DHT11. Dzięki niemu można łatwo zaprogramować wyświetlanie wilgotności w % oraz temperatury w jednostkach °C i °F. W tym projekcie jego pin wyjściowy jest podłączony do pinu 11 płytki Arduino.

Czujnik DHT22 może być zakupiony jako czujnik lub jako moduł. Czujnik jest dostarczany w obudowie czteronóżkowej, przy czym wykorzystywane są tylko trzy piny. Moduł ma trzy końcówki, jak pokazano na **rysunku 4**. Moduł ma wbudowany kondensator filtrujący i rezystor podciągający, ale w przypadku czujnika należy je zastosować zewnętrznie, jeśli jest to wymagane. W każdym razie parametry obu wersji są takie same. Czujnik jest także fabrycznie skalibrowany, dzięki czemu łatwo współpracuje z mikrokontrolerami. Może mierzyć temperaturę w zakresie od –40°C do +80°C i wilgotność od 0% do 100%.



Rysunek 4. Szczegółowe informacje o pinach modułu DHT22



Rysunek 5. Moduł przekaźnikowy

BC548 Ten popularny tranzystor bipolarny NPN jest używany jako sterownik do przełączania urządzeń elektrycznych podłączonych do modułu przekaźnika.

Moduł przekaźnikowy Jest to elektromechaniczny, jednokanałowy przekaźnik, służący do włączania i wyłączania urządzenia elektrycznego podłączonego do zacisków COM i NO. Można użyć łatwo dostępnego jednokanałowego modułu przekaźnikowego. W takim przypadku można podłączyć pin cyfrowy 11 Arduino do pinu IN modułu przekaźnika. Szczegóły dotyczące styków modułu przekaźnika pokazano na **rysunku 5**.

Zasada działania układu jest prosta. Układ włączamy po wgraniu kodu na płytkę Arduino Uno i podłączeniu wszystkich elementów, jak pokazano na schemacie. Na ekranie dotykowym TFT zostanie wyświetlony panel główny, jak pokazano na **rysunku 7**. Należy dotknąć opcji Device Control (Sterowanie urządzeniem), używając rysika lub palca, aby włączyć lub wyłączyć urządzenie, takie jak lampa lub klimatyzator. Następnie dotykamy opcji Weather Station (Stacja pogodowa), aby sprawdzić aktualną temperaturę i wilgotność.

Oprogramowanie

Oprogramowanie (weather_light_control.ino) dla tego projektu jest napisane w języku programowania Arduino. Projekt wymaga konkretnych bibliotek dla DHT22 i wyświetlacza dotykowego, takich jak DHT.h, SPFD5408_ Adafruit_GFX.h, SPFD5408_Adafruit_TFTLCD.h i SPFD5408_TouchScreen.h

```
File  Edit  Sketch  Tools  Help
Weather_light_control.ino §
#define WHITE       0xFFFF
#define ORANGE      0xFD20
#define DARKORANGE  0xFB60
#define MAROON      0x7800
#define BLACKM      0x18E3

//---------------- Calibrated values for touch points

#define TS_MINX 500
#define TS_MINY 125
#define TS_MAXX 887
#define TS_MAXY 855

//------------------Variable for detecting touch screen when touched
#define MINPRESSURE 10
#define MAXPRESSURE 1000

//---------------Defines the pin to drive the device
#define DEVICE 11

//-------------------Button location at point x and y
int BtnGreenX = 30;
int BtnGreenY = 30;
int BtnRedX = 200;
int BtnRedY = 30;
```

Rysunek 6. Skalibrowane wartości dla współrzędnych x i y

Jednym z wyzwań w projekcie jest kalibracja punktów dotyku na wyświetlaczu dotykowym.

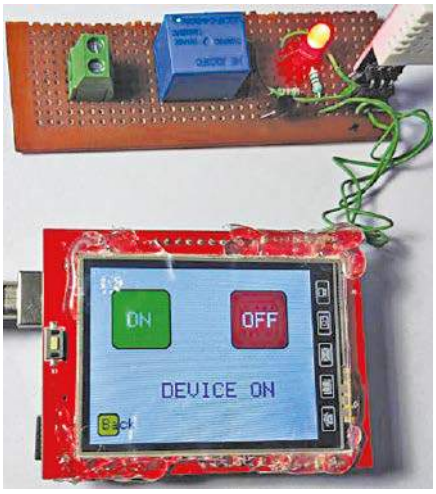
W zależności od modelu i rozmiaru ekranu dotykowego należy skalibrować współrzędne x i y. Skalibrowane wartości w kodzie używanym przez autora pokazano na **rysunku 6**.



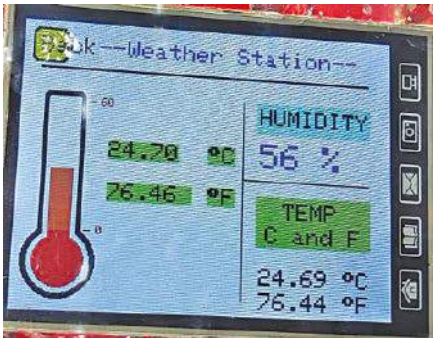
Rysunek 7. Konsola główna

Wymagane komponenty		
Komponenty	**Ilość**	**Przeznaczenie**
Arduino Uno	1	Obliczenia
LCD TFT 6 cm z ekranem dotykowym	1	Wyświetlanie danych
DHT22	1	Czujnik temperatury i wilgotności
BC548	1	Wzmacniacz na tranzystorze NPN do sterowania przekaźnikiem
Rezystor (470 Ω)	2	Ogranicznik prądu
1N4007	1	Dioda prostownicza używana jako dioda upustowa
Przekaźnik	1	przekaźnik SPDT 5 V do przełączania urządzenia
LED	1	LED 5 mm do sygnalizacji stanu przekaźnika
Przewody/zworki	9	Połączenia
PCB	1	płytka Veroboard 10×3 cm

eprasa.pl 4f2b873bcf



Rysunek 8. Urządzenie włączone



Rysunek 9. Odczyty temperatury i wilgotności

Po wgraniu kodu na płytkę Arduino Uno, montujemy ekran dotykowy TFT na płytce Arduino za pomocą pinów nagłówkowych znajdujących się na płytce Arduino. Można go ostrożnie umieścić, lekko naciskając na ekran dotykowy od góry. Upewnijmy się, że piny męskie z wyświetlacza dotykowego są prawidłowo podłączone do odpowiednich gniazd żeńskich na płytce Arduino.

Teraz można podłączyć płytkę do portu USB komputera PC/laptopa lub użyć zasilacza 9 V...12 V DC.

Po włączeniu zasilania włączy się ekran dotykowy, a na ekranie dotykowym TFT będzie widoczny główny panel konsoli, jak pokazano na rysunku 7.

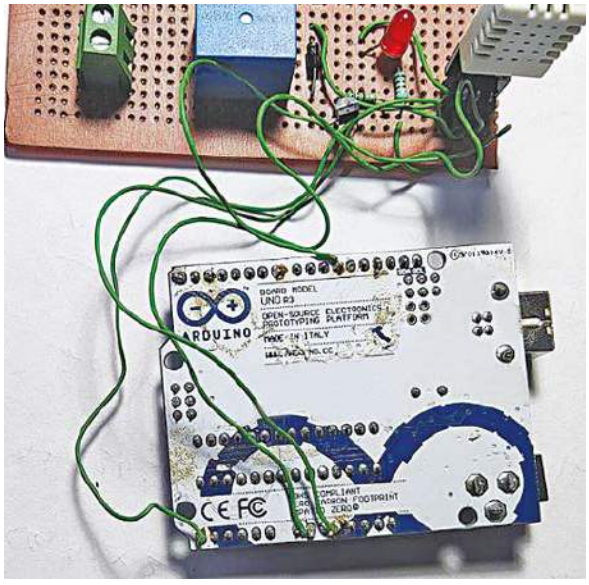
Aby sterować urządzeniem, takim jak światło lub klimatyzator, podłączonym do przekaźnika, dotknijmy opcji „Device Control" (Sterowanie urządzeniem). W sekcji Device Control (Sterowanie urządzeniem) znajdują się przyciski włączania i wyłączania, jak pokazano na **rysunku 8**. Po dotknięciu przycisku „on" zacznie świecić LED, a jednocześnie włączy się urządzenie elektryczne podłączone do przekaźnika. Dotknijmy przycisku „off" (wył.), aby wyłączyć urządzenie.

Jeśli dotkniemy opcji „Stacja pogodowa", zostaniemy przeniesieni na inny ekran, jak pokazano na **rysunku 9**. W tym miejscu można zobaczyć aktualne wartości wilgotności i temperatury zarejestrowane przez czujnik DHT22. Wilgotność jest tu zasadniczo wilgotnością względną wyrażoną w procentach, która określa ilość pary wodnej w powietrzu w danej temperaturze, w porównaniu z maksymalną możliwą ilością pary wodnej w tej samej temperaturze. Wartości temperatury są odczytywane zarówno w jednostkach °C, jak i °F. Nie jest więc wymagana konwersja.

Montaż i testowanie

Układ można zmontować na testowej płytce drukowanej (breadboard) lub Veroboard. Autor wykorzystał płytkę Veroboard o wymiarach 10×3 cm do zamocowania przekaźnika, czujnika, tranzystora, LEDa, dwustykowego złącza zaciskowego (opcjonalnie) oraz dwóch rezystorów.

Ponieważ większość pinów Arduino jest wykorzystywana przez wyświetlacz dotykowy TFT, potrzebne są zewnętrzne przewody do przylutowania na pinie cyfrowym 11 Arduino dla sterownika przekaźnika oraz na pinie analogowym A5 dla DHT22, jak pokazano na **rysunku 10**. Musimy także przylutować



Rysunek 10. Przylutowane połączenia

piny 5 V i GND Arduino, aby zasilać płytkę Veroboard. Jeśli zamiast modułu używamy czujnika DHT22, upewnijmy się, że podłączony jest 5-kiloomowy rezystor podciągający na jego styku wyjściowym. W przeciwnym razie możemy nie uzyskać prawidłowych odczytów temperatury i wilgotności.

Należy również pamiętać, że niektóre ekrany dotykowe TFT o przekątnej 6 cm mogą nie działać. Dlatego zaleca się stosowanie modelu przedstawionego na rysunku 3. Jeśli chcemy sterować urządzeniem, takim jak chłodziarka lub klimatyzator, musimy zastosować przekaźnik o dużej mocy, o obciążalności styków powyżej 16 A.

Możemy zasilić układ, podłączając go do portu USB komputera, ale można też skorzystać z zewnętrznego źródła zasilania przez gniazdo DC na płytce Arduino. Do zasilania płytki Arduino autor użył zasilacza 9 V DC. Po podłączeniu zasilania do układu pojawi się ekran konsoli głównej, jak pokazano na rysunku 7. ■

Sani Theo

Ten artykuł był wcześniej opublikowany na łamach „EFY", kwiecień 2022 (efymag.com)

REKLAMA



eprasa.pl 4f2b873bcf

Przedstawiamy początkowe fragmenty dwóch projektów ze zbioru kilkudziesięciu projektów dostępnych wyłącznie dla prenumeratorów EdW w rubryce DIY PLUS na **www.elportal.pl**. W rubryce DIY PLUS zamieszczamy aktualnie najciekawsze projekty publikowane w Internecie w formule open source. Prenumeratorów EdW zapraszamy do zapoznania się na **www.elportal.pl** z niezwykle inspirującymi zasobami rubryki DIY PLUS.

Wzmacniacz piezoelektryczny do gitary i skrzypiec

Prezentowana płytka jest przedwzmacniaczem dla mikrofonów kontaktowych, które służą do wzmacniania dźwięku instrumentów muzycznych nie posiadających przetworników elektrycznych, takich jak gitara czy skrzypce. Większość mikrofonów kontaktowych wykorzystuje element piezoelektryczny do przekształcania drgań w korpusie instrumentu muzycznego na napięcie. Układ jest zbudowany przy użyciu OPA1678 OPAMP. Niskie szumy i niski wejściowy prąd polaryzacji OPA1678 sprawiają, że ten układ jest doskonałym wyborem do przedwzmacniaczy o wysokiej impedancji dla elementów piezoelektrycznych. Układ przedwzmacniacza zapewnia wysoką impedancję wejściową dla elementu piezoelektrycznego, ale ma niską impedancję wyjściową do zasilania długich przewodów. Zapewnia też symetryczne wyjście audio, które można podłączyć do symetrycznego przedwzmacniacza mikrofonowego. Układ ma również możliwość podłączenia zasilania fantomowego.

Dokończenie artykułu na stronie:
https://bit.ly/3nW7LbG



Wysokowydajny i niezawodny sterownik bipolarnego silnika krokowego

Przedstawiony tu projekt to sterownik bipolarnego silnika krokowego. Jest on oparty na układzie scalonym BD63731EFV, który jest sterownikiem o niskim zużyciu energii i jest zasilany sygnałem PWM. Napięcie zasilania w projekcie wynosi od 8 do 28 V prądu stałego, a znamionowy prąd wyjściowy wynosi 3 A. W interfejsie wejściowym zastosowano tryb sterowania CLK-IN, a tryb wzbudzania odpowiada trybowi PEŁNEGO KROKU (2 typy), PÓŁKROKU (2 typy), ĆWIERĆ KROKU (2 typy), 1/8 KROKU i 1/16 KROKU za pośrednictwem wbudowanego przetwornika C/A. Jeśli chodzi o zanikanie prądu, stosunek SLOW DECAY/FAST DECAY można ustawić bez żadnych ograniczeń, a wszystkie dostępne tryby można kontrolować w najbardziej odpowiedni sposób. Ponadto zasilacz może być sterowany przez jeden układ, co upraszcza konstrukcję.

Dokończenie artykułu na stronie:
https://bit.ly/3c4e0HL



Niektóre projekty aktualnie dostępne tylko dla prenumeratorów EdW w rubryce DIY PLUS na www.elportal.pl:

1. Sterownik silnika prądu stałego z wykorzystaniem przekaźnika i mosfetu – interfejs Arduino
2. Przedwzmacniacz do mikrofonu MEMS
3. Super prosty czuły wykrywacz metali
4. Stymulator czaszkowy Arduino (Bio-BrainTuner)
5. Izolowany obwód wykrywania napięcia 250 V AC z pojedynczym wyjściem (wejście 250 V prądu przemiennego, wyjście 5 V)
6. Generator sygnałów AD9833
7. Obserwacja charakterystyk tranzystora
8. Wyświetlacz EKG z użyciem Arduino
9. Łatwy do zbudowania robot kroczący
10. Sonarowy theremin MIDI
11. Zamek elektroniczny na kod
12. Prosty tester tranzystorów
13. Zegar binarny z użyciem Microbit
14. Miernik pojemności z użyciem Microbit
15. Oscylator pierścieniowy z użyciem Microbit
16. Generator sygnałów funkcji z użyciem Microbit
17. Przetwornik częstotliwości na napięcie (tachometr) – przetwornik częstotliwości na napięcie z czujnikiem magnetycznym o zmiennej reluktancji
18. Przerzutnik SR oparty na PLD z użyciem Microbit
19. Programowalne bramki logiczne z użyciem Microbit

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)

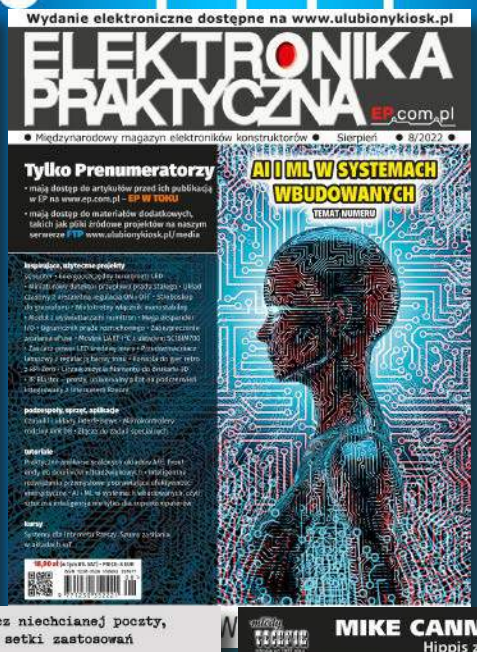
W RUCH S.A., e-mail: prenumerata@ruch.com.pl
tel. 801 800 803, 22 717 59 59, www.prenumerata.ruch.com.pl

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 4f2b873bcf

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











SIĘGNIJ PO DUŻĄ DAWKĘ SPECJALISTYCZNEJ WIEDZY!

WWW.ULUBIONYKIOSK.PL

eprasa.pl 4f2b873bcf