hit numeru – rewelacyjny projekt przeciw komarom

ELEKTRONIKA dla wszystkich

nr 7/2022 (318) • lipiec • www.elportal.pl

Generator sygnałowy

z możliwością skanowania oraz modulacji AM i FM

DIY PLUS tylko dla prenumeratorów

PROJEKTY dla elektroników
- Wabik na zakochane samce komarów!
- Frezarka CNC, część 7
- Wzmacniacz mocy Ultra-LD 200 W RMS, część 3

DIY dla wszystkich
- Inteligentne urządzenie SOS, które uruchamia alarm i wysyła lokalizację
- Rozpylacz wody skroplonej do klimatyzatorów
- Prosty dozownik płynów dla zakładów rozlewniczych
- Zautomatyzowana lampa biurkowa oparta o IoT

TUTORIALE
- Szkoła Konstruktorów
- Jak to działa
- Zasilacz-ładowarka superkondensatora, część 1
- Projektowanie mini monitorów Hi-Fi, część 2
- Pomiary pH wody i gleby, część 2
- Zasilanie do twojego projektu, część 4. Zasilacze impulsowe
- Silniki prądu stałego, część 16
- Silniki indukcyjne, część 1
- Zrozumieć tranzystory bipolarne, część 1



16,90 zł (w tym 8% VAT)
ISSN 1425-1698 Indeks 33362X
9 771425 169221 07

Miejsca dla specjalistów
PORTAL BRANŻOWY ElektronikaB2B
PORTAL BRANŻOWY AutomatykaB2B

EP.com.pl
Największy portal dla elektroników konstruktorów

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

OLED
artronic
OPTOELEKTRONIKA
www.artronic.pl

eprasa.pl 02fed92324

Uchwyt montażowy z lupą i podświetleniem tzw „trzecia ręka”

Niezastąpiona pomoc dla elektroników, majsterkowiczów, serwisantów telefonów, zegarmistrzów itd.



lupa 3x - Ø 75mm

oczko 4.5x - Ø 20mm

włącznik oświetlenia

regulacja nachylenia optyki

50zł

kod:
TRZECIARĘKA Z PODŚW-24

spiralny uchwyt na kolbę lutowniczą (możliwość demontażu)

2 ramiona z regulacją zakończone krokodylkami

miejsce na czyścik (gąbkę)

wymiary podstawy: 13.5 x 8.5cm

podświetlenie LED



opatentowany wzór



zasilanie:
3x bateria AAA (brak w zestawie) + wyjście zasilania (przewód USB w zestawie)



Sprawdź naszą ofertę uchwytów montażowych z lupą: *goo.gl/b3NT3J*









sklep.avt.pl

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

eprasa.pl 02fed92324



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

na start do 6* wydań gratis

po 5 latach nieprzerwanej prenumeraty do 12* wydań gratis

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

DIY PLUS
tylko dla prenumeratorów

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

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

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

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

eprasa.pl 02fed92324

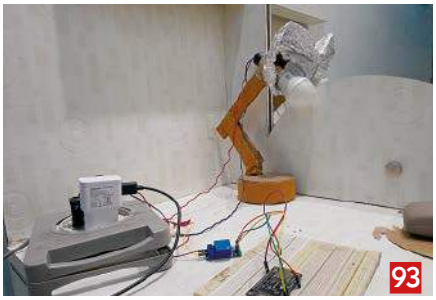
Elektronika dla wszystkich

lipiec 2022 • 07 (318)









Projekty dla elektroników:

Generator sygnałowy z możliwością skanowania
oraz modulacji AM i FM, część 1 8
Wabik na zakochane samce komarów! 18
Frezarka CNC, część 7 25
Wzmacniacz mocy Ultra-LD 200 W RMS, część 3 28

Tutoriale:

Szkoła Konstruktorów 41
Jak to działa 52
Zasilacz-ładowarka superkondensatora, część 1 56
Projektowanie mini monitorów Hi-Fi, część 2 60
Pomiary pH wody i gleby, część 2 69
Zasilanie do twojego projektu, część 4. Zasilacze impulsowe 72
Silniki prądu stałego, część 16 80
Silniki indukcyjne, część 1 82
Zrozumieć tranzystory bipolarne, część 1 84

DIY dla wszystkich:

Inteligentne urządzenie SOS,
które uruchamia alarm i wysyła lokalizację 88
Rozpylacz wody skroplonej do klimatyzatorów 90
Prosty dozownik płynów dla zakładów rozlewniczych 92
Zautomatyzowana lampa biurkowa oparta o IoT 93

DIY PLUS

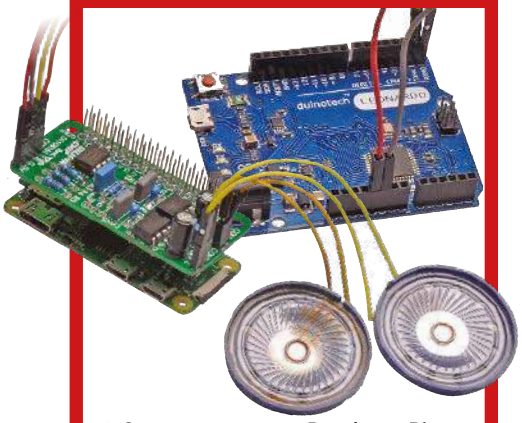
Super prosty czuły wykrywacz metali 98
Przetwornik częstotliwości na napięcie (tachometr) 98
Stymulator czaszkowy Arduino (Bio-BrainTuner) 99
Izolowany obwód wykrywania napięcia 250 V AC
z pojedynczym wyjściem 99

Rubryki stałe:

Prenumerata 3
Od wydawcy 5
Poczta 6

eprasa.pl 02fed92324

A za miesiąc w sierpniowym EdW



- **Syntezator mowy z Raspberry Pi Zero**
  Urządzenia elektroniczne przeważnie komunikują się z człowiekiem mruganiem świateł. Czyż nie byłoby lepiej komunikować się z gadżetami elektronicznymi przy użyciu mowy? Ten projekt daje takie możliwości, choć układ jest prosty, program mało skomplikowany, a koszty są niskie dzięki zastosowaniu Raspberry Pi. Komunikuje się w dowolnym języku, a nawet gra muzykę.
- **Generator sygnałowy z możliwością skanowania oraz modulacji AM i FM**
  Taki generator to marzenie każdego entuzjasty elektroniki. Pierwsza część artykułu, opublikowana w tym numerze zainteresuje zapewne wielu Czytelników EdW. W części drugiej zajmiemy się montażem i uruchomieniem generatora. Prezentowane są wykresy jego charakterystyk i szczegółowe zalecenia dotyczące eksploatacji.
- **Mówiący stróż chroni skrzynkę pocztową od śmieciowych przesyłek**
  To typowy fun project. Zabawnie będzie patrzeć na minę listonosza wpychającego ulotki reklamowe do naszej skrzynki pocztowej, gdy z niej odezwie się głos: „Nie wkładaj śmieciowych materiałów. Dziękuję.” Oczywiście, można znaleźć wiele innych zastosowań dla naszego stróża ostrzegającego by nie wchodzić do danego pokoju, nie otwierać określonej szuflady, itp.
- **Monitor fal mózgowych**
  To urządzenie pozwala demonstrować i rejestrować fale mózgowe, podobnie jak aparatura EEG. Działa z zastosowaniem Arduino Nano i może być połączone z komputerem przez standardowe łącze USB. Z kształtu fal własnego mózgu można wyciągać wiele wniosków dotyczących jego pracy w ogóle, ale też np. samopoczucia. To duża frajda.
- **Plus zwykła porcja intrygujących projektów DIY.**
- **Plus wiele artykułów w Twoich ulubionych cyklach Tutoriali.**

W kioskach od 26 lipca

Paradoksy

W kwietniowym wydaniu EdW opublikowaliśmy list od Czytelnika z zadaniem – zagadką. Zaskoczyło nas, jak wielu Czytelników podjęło wyzywanie i przysłało do nas listy z rozwiązaniami. Kilka listów z najbardziej charakterystycznymi rozwiązaniami zamieściliśmy w EdW 06 i na tym można by uznać temat za wyczerpany, wobec jednak wielkiego rozrzutu prezentowanych w listach, wzajemnie sprzecznych odpowiedzi, pozostaje pytanie – która odpowiedź jest prawidłowa? Rozwiązaniem tego zadania zajmujemy się w rubryce Poczta. Zadanie jest klasycznym przykładem paradoksu, czyli prowokacją intelektualną, co na ogół oznacza próbę „wpuszczenia w maliny”.

Kilka uwag wstępnych o paradoksach.

Gdy ktoś kładzie na stole 6 zapałek i mówi „ułóż z tych zapałek 4 trójkąty”, to liczy na naszą fiksację w dwuwymiarowej przestrzeni powierzchni blatu stołu, bo 6 zapałek leży na powierzchni stołu. Dopiero przełamanie tej fiksacji i sięgnięcie po trzeci wymiar pozwala łatwo rozwiązać zadanie w układzie czworościanu. Zadania – paradoksy przypominają triki iluzjonisty. Skupiamy naszą uwagę na poszukiwaniu interpretacji w przestrzeni pojęć i zjawisk zubożonej i uproszczonej na tyle, że bez elementów pominiętych, czy nie zauważonych nie da się prawidłowo rozwiązać zadania. Jesteśmy poddani **sugestii** i **fiksacji**.

W nauce i technice każde prawo, reguła czy parametr mają sens wyłącznie w ramach określonego modelu pojęć zdefiniowanych przy wielu założeniach ograniczających zakres ich stosowania, przy różnorodnych idealizacjach, pomijających wpływ zjawisk uznawanych za mało istotne dla analizy danego problemu. W paradoksach, jak w iluzji, chodzi o to, by odwrócić uwagę od ograniczeń i idealizacji modelu, w ramach którego będziemy bezskutecznie poszukiwać rozwiązania problemu nie spełniającego warunków modelu. Na przykład od stu lat funkcjonuje „paradoks bliźniąt”, niby zapędzający „w kozi róg” Einsteina z jego szczególną teorią względności. Jeśli jeden z braci bliźniaków uda się w kosmos i będzie leciał z prędkością bliską prędkości światła, to czas u niego będzie biegł wolniej, czyli wróci na Ziemię jako ciągle młody człowiek i spotka brata staruszka. Ale ruch jest pojęciem względnym, więc efekt niejednakowego starzenia się powinien też wystąpić vice versa, tj. w układzie odniesienia brata podróżującego w kosmosie to Ziemia z jego bratem oddala się od niego, a potem zbliża się z prędkością bliską prędkości światła, więc na Ziemi czas biegnie wolniej, itd. Jak wytłumaczyć ten paradoks? Bardzo prosto. Szczególna teoria względności opisuje układy inercyjne, tj. poruszające się względem siebie ze stałą szybkością. W ruchu bliźniaków, najpierw oddalających się od siebie, a potem zbliżających się na spotkanie, występuje przyśpieszenie, a więc nie są to układy inercyjne, czyli nie spełniają założeń teorii względności. Jeśli nawet w ramach eksperymentu myślowego pominąć fazę przyspieszenia na starcie i przy zmianie kierunku podczas zawracania, to bliźniak podróżujący w kosmosie po zmianie kierunku „przesiądzie się” do innego układu inercyjnego, co narusza założenia teorii względności. Zatem paradoks bliźniąt nie ma sensu, bo polega na nieuprawnionym stosowaniu teorii względności do opisu problemu nie spełniającego założeń tej teorii.

Podobnie, w zadaniach – paradoksach elektronicznych sugeruje się obowiązywanie praw określonych dla warunków nie spełnionych w danym zadaniu. Może to dotyczyć praw Faradaya, Kirchhoffa, Ohma, założeń $R = 0$, $I = 0$, $R = \infty$, pojęć takich jak spadek napięcia, wzmocnienie, itp. Jest tylko jedno prawo, które bezwzględnie obowiązuje w każdych warunkach – to prawo zachowania energii. To nadrzędne prawo jest niezawodnym kluczem do zrozumienia zjawisk fizycznych w elektronice i rozwikłania dowolnych paradoksów, czyli sztuczek iluzjonistycznych. Tyle uwag tytułem wstępu do lektury rubryki Poczta.

Zachęceni niezwykłym zainteresowaniem jakie wywołało zadanie w opublikowanym liście, zapraszamy Czytelników do przysyłania wszelkich zadań – paradoksów, zagadek elektronicznych, quizów, itp.

Oczywiście, piszcie do nas listy – jak dotychczas – na wszelkie tematy. Będziemy wdzięczni za wszelką aktywność, co wyrazimy skromnymi podarkami. Każdy list nadesłany do Redakcji EdW nagradzamy darmowym e-wydaniem kolejnego wydania EdW (prenumeratorom przedłużamy prenumeratę o 1 miesiąc). List, zadanie, paradoks, quiz, itp. opublikowany w EdW nagradzamy bezpłatną próbną prenumeratą kolejnych trzech e-wydań dowolnie wybranego czasopisma (w tym EdW) z oferty www.ulubionykiosk.pl.

Wiesław Marciniak

eprasa.pl 02fed92324

Poczta

W rubryce „Poczta” zamieszczamy fragmenty listów od Czytelników. Szczególnie chętnie publikujemy komentarze do artykułów w bieżących wydaniach EdW oraz propozycje zadań, łamigłówek, quizów. Tym razem przedstawiamy komentarz redakcyjny do zadania postawionego przez Czytelnika w liście opublikowanym w EdW 04. Polecamy też lekturę „wstępniaka” wprowadzającą w temat zadań – paradoksów.

Przypominamy zadanie

Wyobraźmy sobie obwód magnetyczny (jak na rysunku 1), przez który przenika zmienny strumień magnetyczny Φ, taki że:

$$\frac{E}{z}=\frac{d\Phi}{dt}=\frac{3V}{z}$$

przyjmijmy że na obwodzie zamontowano uzwojenie w postaci jednego zwoju zwartego. Zwój ten, jednak złożony jest z dwóch różnych materiałów, o różnych opornościach R1 i R2. Dla uproszczenia przyjmijmy, że: R1=1[Ohm] i R2=2 [Ohm].

Ponieważ z=1, to E=3 V.

W miejscach połączenia materiałów zwoju zwartego dołączono dwa woltomierze V1 i V2, jak pokazano na rysunku 1.

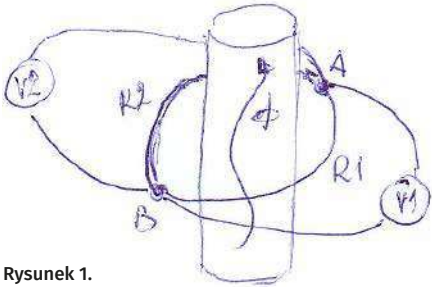
Wyindukowana SEM wyniesie 3 V, a oporność całkowita pierścienia wynosi 3 Ohm, a więc wzbudzona wartość natężenia prądu wyniesie 1 A.

Pytania:

1. *Co pokażą oba woltomierze?*
2. *Czy wskazania będą jednakowe, czy nie? Jeżeli tak, to dlaczego, a jeżeli nie, również dlaczego? (...)*

Odpowiedzi:

1. *Woltomierze będą miały różne wskazania, V1 wskaże 1 V, a V2 wskaże 2 V.*
2. *W przypadku silnych pól rozproszonych, konieczne jest uwzględnienie wpływu składowej Lorenza. Elektrycy silnoprądowi – rutyniarze, zapominają o tym zjawisku i może okazać się, że mierzymy nie to co chcemy. Obecnie mamy do czynienia z ładowarkami bezprzewodowymi, czy też transponderami przekazującymi zasilanie bezprzewodowo, a poza tym mamy na co dzień do czynienia z częstotliwościami GHz! Uwaga na pomiary!*



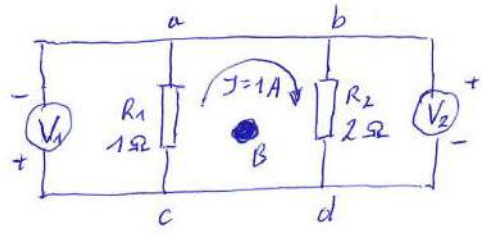
Rysunek 1.

Andrzej Lipczyk

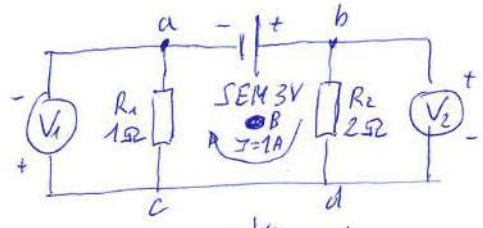
Paradoks Lewina

Zadanie przypomniane wyżej, które wywołało tak duże zainteresowanie Czytelników, jest znane od dawien dawna. W epoce Internetu zyskało nazwę Lewin's paradox, po błyskotliwych prezentacjach tego zadania przez Profesora MIT Waltera Lewina na kanałach You Tube.

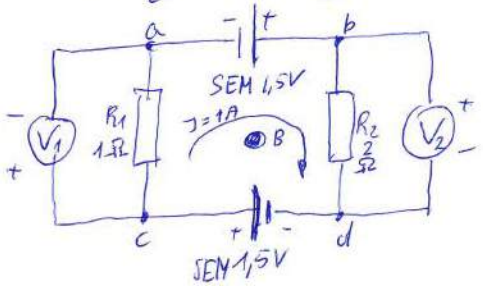
Ponieważ Lewin wprost podważył słuszność praw Kirchhoffa, nie mogło to nie sprowokować sporów i dyskusji. Niektóre głosy w dyskusji przybrały postać rozpraw naukowych. Chyba najbardziej kompletną analizę tego problemu prezentuje publikacja Profesora Kirka T. McDonalda z Uniwersytetu Princenton (https://www.hep.princeton.edu/~mcdonald/examples/lewin.pdf). Złożoność problemu bierze się stąd, że mamy do czynienia z transformacją energii w przestrzeni trójwymiarowej. Zwykle problem prezentuje się w postaci schematu o stałych skupionych (Rys. 2, na którym przyjęliśmy wartości z zadania na Rys. 1).



Rysunek 2a.



Rysunek 2b.



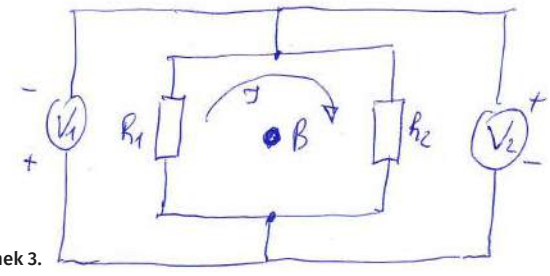
Rysunek 2c.

Zakłada się, że rezystancje przewodów łączących węzły a, b oraz c, d są równe zeru, a więc oba woltomierze de facto są „wpięte” w te same węzły, a pokazują różne napięcia (V_1=1 V, a V_2=2 V), zgodnie z prawem Ohma. Nie do wiary! Otóż trik iluzjonisty polega na tym, że schemat z Rys. 2 a jest niepełny. Jeśli w obwodzie płynie prąd 1 A, to skąd on się bierze? W języku fizyki wiemy, że jest to prąd indukcji Faradaya, ale nie wyraziliśmy tego w języku schematu elektrycznego. W schemacie na Rys. 2 a brakuje źródła prądu, tj. siły elektromotorycznej indukcji (SEM). Aby popłynął prąd 1 A w tym obwodzie, potrzebne jest źródło o napięciu 3 V (Rys. 2b). Teraz prawo Kirchhoffa jest spełnione – suma napięć w oczku jest równa 0.

Można spytać, dlaczego źródło SEM umieściliśmy między węzłami a, b, a nie na przykład między c, d. Proszę bardzo. Na Rys. 2c mamy na obu miejscach po 1,5 V i wszystko się zgadza – suma napięć w oczku jest równa 0. Operujemy wielkościami skupionymi, które zawsze będą tylko przybliżeniem rzeczywistości, gdyż SEM indukuje się w sposób rozproszony w całym obwodzie zamkniętym i prawo Faradaya wyraża się wzorem:

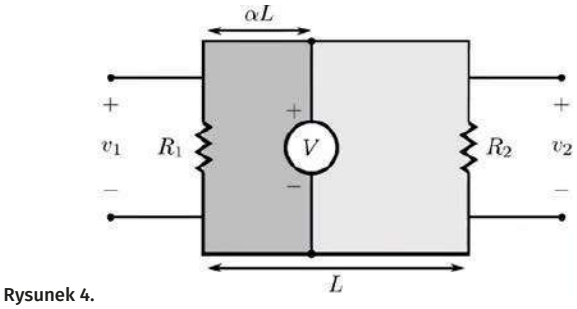
$$\mathcal{E}=\oint_k \vec{E}\,d\vec{l}=-\frac{\partial}{\partial t}\int_S \vec{B}\,d\vec{S}$$

tj. siła elektromotoryczna ε jest całką z natężenia pola elektrycznego po całym konturze przewodnika ograniczającego powierzchnię S, w której zmienia się w funkcji czasu natężenie pola magnetycznego B.

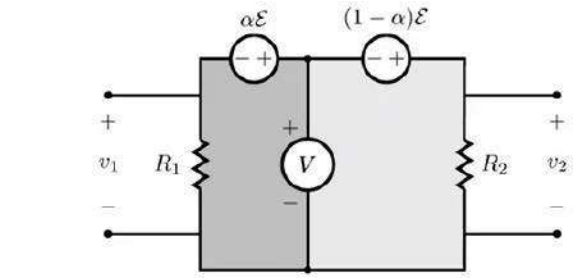


Rysunek 3.

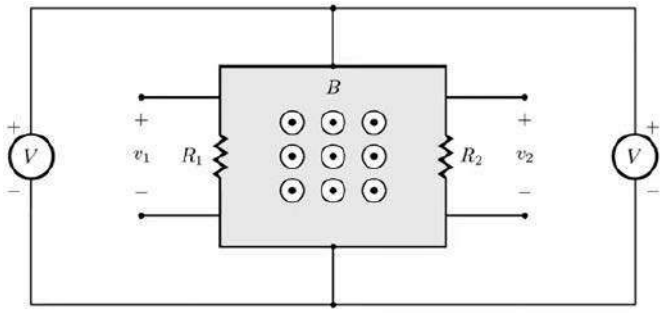
eprasa.pl 02fed92324



Rysunek 4.



Rysunek 5.



Rysunek 6.

No dobrze, a co będzie, gdy oba woltomierze wepniemy dokładnie w te same węzły (Rys. 3). Wynik się nie zmieni, ciągle będzie V_1=1 V, a V_2=2 V, tylko trzeba uwzględnić również indukcję w obwodach obu woltomierzy (mimo założenia, że sondy pomiarowe woltomierzy są na zewnątrz konturu obejmującego strumień pola magnetycznego). Bardzo przejrzyście zaprezentowano to na kanale You Tube: https://www.youtube.com/watch?v=Ga4-57WQcCE.

Pouczający jest eksperyment z jednym woltomierzem włączonym wewnątrz konturu obejmującego strumień B (Rys. 4). Przesuwając woltomierz od R_1 do R_2, w miarę zmian α od 0 do 1 otrzymujemy ciągłe zmiany wskazań woltomierza (Rys. 5). Wyniki eksperymentu z przesuwanym woltomierzem można wykorzystać do zadania z dwoma woltomierzami (Rys. 6) przez superpozycję oddzielnych rozwiązań dla każdego z tych woltomierzy. Uwzględniając wszystkie pętle, w których indukuje się SEM, w tym pętle obwodów obu woltomierzy, otrzymamy te same, stałe wskazania, tj.

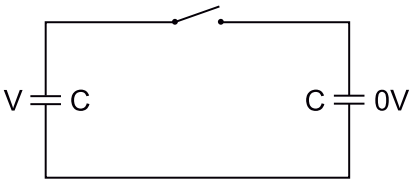
$$V_1 = \mathcal{E}\frac{R_1}{R_1+R_2} \quad / \quad V_2 = \mathcal{E}\frac{R_2}{R_1+R_2}$$

Sytuacja skomplikuje się, gdy sondy pomiarowe woltomierzy znajdą się w polu działania strumienia B. Gdybyśmy na przykład przenosili woltomierz V_1 na drugą stronę wraz z jego przewodami, to zaobserwujemy kontinuum wskazań tego woltomierza, aż jego wskazanie pokryje się ze wskazaniem woltomierza V_2, gdy oba znajdą się po tej samej, prawej stronie.

Dla zilustrowania znaczenia wszelkich uproszczeń i tzw. idealizacji warunków zadania dla kreowania paradoksów popatrzmy na inny paradoks, łatwiejszy do analizy.

Paradoks dwóch kondensatorów

Przeprowadźmy następujący eksperyment myślowy.



Rysunek 7.

Mamy dwa identyczne kondensatory o pojemności C połączone równolegle z otwartym przełącznikiem między nimi (Rys. 7). Jeden kondensator jest naładowany i ma napięcie V, a drugi nienaładowany z napięciem 0. Po zamknięciu przełącznika, w stanie ustalonym nastąpi podział ładunku Q po połowie i napięcie na każdym kondensatorze będzie V/2.

Na początku eksperymentu całkowita energia początkowa W_p, zmagazynowana w naładowanym kondensatorze wynosiła

$$W_p = \tfrac{1}{2}\,CV^2$$

Po połączeniu kondensatorów końcowa energia całkowita w obu kondensatorach W_k wynosi

$$W_k = \tfrac{1}{2}\,C\,(V/2)^2 + \tfrac{1}{2}\,C\,(V/2)^2 = \tfrac{1}{4}\,CV^2 = \tfrac{1}{2}\,W_p$$

Zatem energia końcowa W_k jest równa połowie energii początkowej W_p. Gdzie się podziała druga połowa energii W_p, czyżby wyparowała? Otóż właśnie „wyparowała" w postaci energii cieplnej lub energii fali elektromagnetycznej. To doskonały przykład jakie mogą być skutki idealizacji. Przecież milcząco przyjęliśmy, że przewody w tym obwodzie nie mają rezystancji, ani też indukcyjności. To typowe uproszczenia w tzw. eksperymentach myślowych.

Zauważmy jednak, że dla R dążącego do 0 prąd ładowania prawego kondensatora w chwili włączania klucza rośnie do nieskończoności, a czas ładowania maleje do zera. Intuicyjnie widać, że ciepło Joule'a, zależne od natężenia prądu I w kwadracie, przy I dążącym do nieskończoności nie jest do zaniedbania, mimo R i t malejących do zera. Również długość przewodów ma znaczenie, gdyż ze względu na ich indukcyjność będą działały jak antena emitująca energię pola magnetycznego.

DRODZY CZYTELNICY!

Powtarzamy wezwanie ze Wstępniaka.

Przysyłajcie nam wszelkie zadania – paradoksy, zagadki elektroniczne, quizy, itp. Będziemy wdzięczni za wszelką aktywność, co wyrazimy skromnymi podarkami. Każdy list nadesłany do Redakcji EdW nagradzamy darmowym e-wydaniem kolejnego wydania EdW (prenumeratorom przedłużamy prenumeratę o 1 miesiąc). List, zadanie, paradoks, quiz, itp. opublikowany w EdW nagradzamy bezpłatną próbną prenumeratą kolejnych trzech e-wydań dowolnie wybranego czasopisma (w tym EdW) z oferty www.ulubionykiosk.pl.

Nie zapomnijcie dopisać adres e-mail, a prenumeratorzy numer prenumeraty – niezbędne do wysyłki darmowego e-wydania EdW.

eprasa.pl 02fed92324

Szablony do produkcji PCB i gotowe płytki PCB dostępne są na stronie: https://bit.ly/3xZcEqe
Materiały dodatkowe są również dostępne na stronie edw.elportal.pl: https://bit.ly/3QsceA4



Generator sygnałowy z możliwością skanowania oraz modulacji AM i FM, część 1

Ten niedrogi, łatwy w budowie i przyjazny dla użytkownika generator sygnałów RF obejmuje zakres częstotliwości od 100 kHz...50 MHz i 70...120 MHz, z możliwością wykorzystania do 150 MHz. Generuje sygnały CW (niemodulowane), AM i FM, odpowiednie do szerokiego zakresu testów. Jego poziom wyjściowy można regulować w zakresie od –93 dBm do +7 dBm i posiada dokładny wyświetlacz częstotliwości. Ma także funkcję skanowania (przemiatania) częstotliwościowego przydatną do strojenia filtrów.

Zawsze chciałem mieć dobry generator sygnałów AM/FM HF/VHF. Przez lata próbowałem zaspokoić tę potrzebę, stosując różne konstrukcje, niektóre analogowe, inne wykorzystujące układy DDS.

Ostatnio wypróbowałem niedrogie układy oscylatorów z syntezą ułamkową (z podziałem częstotliwości wzorcowej), w tym Si5351A. Były one odpowiednie tylko w szczególnych okolicznościach i nie stanowiły dobrego przyrządu testowego ogólnego przeznaczenia.

Oczywiście można kupić generator sygnałów RF, nowy lub używany, ale mnie nie było stać na zakup dobrego. Tanie generatory sygnałowe nie mają odpowiedniej wydajności i przydatnych funkcji. Te o odpowiednich parametrach są zwykle zbyt drogie dla większości hobbystów lub zawodne, a ich konserwacja jest trudna lub kosztowna. Widziałem kilka opublikowanych projektów, ale są to zazwyczaj proste, analogowe konstrukcje oparte na obwodach LC, o zakresie do około 150 MHz, w serii pięciu lub sześciu pasm wybieranych przełącznikiem.

Większości z nich brakuje dokładnych odczytów częstotliwości lub odpowiedniej stabilności. Problemem mogą być również zakłócenia i harmoniczne na wyjściu.

Trzy takie projekty, które rozważałem i odrzuciłem, znajdują się w wykazie literatury na końcu tego artykułu.

Tabela 1 pokazuje, co jest obecnie dostępne. Odrzuciłem wszystkie te opcje

eprasa.pl 02fed92324

Tabela 1. Obejrzałem szereg dostępnych obecnie na rynku urządzeń komercyjnych, zarówno nowych, jak i używanych. Jednak w przypadku wszystkiego, co działało lepiej niż przeciętnie, ta trzecia kolumna zdecydowanie przysporzyła mi trochę bólu serca! Szacuję, że opisany tu sprzęt pomiarowy można zbudować za kwotę niewiele większą niż 75 dolarów plus obudowa.

Generator	Typ	Cena	Zakres częstotliwości	Poziom wyjściowy	Rodzaje modulacji	Właściwości
Ogólnego zastosowania	analogowy	150...200 US$	100 kHz...150 MHz, 6 zakresów	0 do 100 mVpp	podstawowe AM, FM	nastawy analogowe, wstępnie definiowane nastawy
Ogólnego zastosowania	cyfrowy PLL(?)	150...200 US$	470 kHz...470 MHz	–132 do -70 dBm	CW, FM	wyświetlacz 2×16 znaków
RF Explorer	PLL i dzielniki	200...300 US$	2,4 MHz...6 GHz	–40 do 0 dBm	brak	przemiatanie pasm
ERAsynth	PLL, sterowanie z zewn. urządzenia (PC, smartfon)	950 US$	250 kHz...GHz	–60 do +15 dBm	AM, FM, impulsy z zewn. źródła	właściwości sterowane programowo
Digimess SG200	cyfrowy	2500 US$	9 kHz...450 MHz	–127 do +13 dBm	AM, FM, FSK, PSK	przemiatanie pasm
Generatory używane, np. Marconi2022, HP8640	cyfrowy/PLL	500...1000 US$	10 kHz...1000 MHz	–127 do +13 dBm	AM, FM, FSK, PSK	doskonałe parametry, ale często kłopoty serwisowe
Wyroby firm takich jak: Keysight, R&S, Tektronix, IFR, TTi, Rigol i podob.	cyfrowy	3000...20 000+ US$	10 kHz...15 GHz, zależnie od modelu	zwykle –140 do +20 dBm	wszystkie: AM, FM, PM, FSK, PSK, QPSK itd.	doskonałe połączenie parametrów i funkcjonalności

z tego czy innego powodu – nieodpowiedniej wydajności, braku funkcji, wysokiej ceny lub zawodności. Z nielicznymi wyjątkami poziomy mocy wyjściowej większości tych generatorów są dość ograniczone. Te, które mają zmienny poziom wyjściowy, zwykle używają prostego potencjometru, nie zwracając uwagi na zmienność impedancji wyjściowej lub dokładności.

Poziomy wyjściowe są również często zbyt niskie, aby można je było wykorzystać w wielu typowych zastosowaniach. Modulacja, jeśli jest dostępna, jest często ograniczona. I wreszcie, niektóre użyteczne projekty oparte na technologii cyfrowej są obecnie trudne lub niemożliwe do wykonania z powodu nieprodukowanych części, niedostępnego oprogramowania lub układów płytek drukowanych.

Podstawowe analogowe i cyfrowe generatory sygnałów RF oparte na PLL są dostępne w cenie od około 200 do 300 USD. Generatory analogowe oferują sygnał niemodulowany CW oraz podstawową modulację AM lub FM. Poziom wyjściowy i głębokość modulacji w tanich generatorach analogowych są zwykle sterowane za pomocą wewnętrznie zamontowanych trymerów regulowanych przez małe otwory w panelu.

Niedrogie cyfrowe generatory sygnału oferują tylko FM i wydają się być przeznaczone dla branży radiotelefonów CB.

Wszystkie te instrumenty są doskonale funkcjonalne, ale dla hobbystów ich możliwości są zbyt ograniczone. Do ich efektywnego wykorzystania potrzebny jest również dodatkowy sprzęt, taki jak miernik częstotliwości, tłumiki, wzmacniacze i miernik poziomu. O wiele łatwiej jest mieć te funkcje wbudowane w generator.

Jak wynika z tabeli 1, spoglądanie na wyższą półkę ofert na rynku znacznie podnosi cenę. Używany sprzęt jest dostępny po niższych kosztach, ale w wielu doskonałych aparatach z wiekiem pojawiają się problemy z częściami zamiennymi lub niezawodnością.

Musiałem więc wymyślić własny projekt, który spełniałby wszystkie wymagania,

Cechy i dane techniczne		**Uwagi do specyfikacji**
Zakres częstotliwości:	100 kHz...50 MHz, 70 MHz...120 MHz	użyteczne do 150 MHz
Kroki strojenia:	10 Hz do 1 MHz w odstępach dekadowych	wybierane przez użytkownika
Dokładność i stabilność:	poniżej 150 Hz odchylenia przy 30 MHz (typowo), 0...40°C, 0...80% wilgotności	możliwość zwiększenia dokładności dzięki kalibracji oprogramowania
Poziom wyjściowy:	–93 dBm do +7 dBm (w przybliżeniu)	wyjście 50 Ω
Stopnie tłumienia:	0...80 dB w krokach co 20 dB (przełączane) plus 0...20 dB (zmienne)	
Gniazdo wyjściowe:	SMA	
Zakłócenia i harmoniczne:	zazwyczaj lepsze niż –30 dBc	w określonym zakresie częstotliwości
AM:	30% modulacji @ 1 kHz	
FM:	NB (odstęp 12,5 kHz), dewiacja 1,75 kHz przy 1 kHz (60%) WB (odstęp 25 kHz), dewiacja 3 kHz przy 1 kHz (60%) BC (odstęp 200 kHz), dewiacja 50 kHz przy 1 kHz (60%)	odpowiedni dla standardowych odbiorników FM
Skanowanie:	programowalne częstotliwości rozpoczęcia i zakończenia skanowania 10, 20, 50, 100, 200 lub 500 kroków/przejście	rozdzielczość 1 kHz automatyczne obliczanie wielkości kroku
Wyświetlacz:	alfanumeryczny LCD 16×2	
Sterowanie zasilaniem:	miękki start/stop	
Elementy sterujące:	dwa pokrętła i osiem przełączników	
Zasilanie:	9...12 VDC przy 250 mA	
Wymiary:	160×110×25 mm (bez pokręteł) 160×110×45 mm (łącznie z pokrętłami)	
Waga:	~250 g	

eprasa.pl 02fed92324

i właśnie to zrobiłem. Patrz tabela, w której wymieniono jego cechy i parametry.

Cele projektowe

Konstrukcja jest wynikiem długiego okresu rozwoju i testowania w ciągu ostatnich kilku lat.

Generator sygnałowy zapewnia podstawowe sygnały CW (niemodulowane) oraz funkcje modulacji AM i FM, głównie w zakresie wysokich częstotliwości od 100 kHz do 30 MHz, z płynnie regulowanym poziomem wyjściowym, odpowiednim dla większości wymagań.

Zakres częstotliwości obejmuje najczęściej spotykane częstotliwości pośrednie, takie jak 455 kHz, 465 kHz, 470 kHz, 10,7 MHz i 21,4 MHz.

Pełny zakres pracy generatora obejmuje pasmo do 50 MHz oraz przedział od 70 do 120 MHz. W rzeczywistości zakres rozciąga się do 150 MHz z pewnymi ograniczeniami, aby umożliwić ograniczone wykorzystanie popularnego pasma amatorskiego 2 m oraz części szeroko stosowanego międzynarodowego pasma mobilnego 138...174 MHz.

Główne cele projektowe obejmowały niski koszt, łatwość uzyskania elementów i łatwość montażu.

Zrezygnowano z części specjalnych, takich jak np. tłumiki w układzie scalonym, na rzecz taniego połączenia przełączników suwakowych i standardowych rezystorów. Wyjście RF generatora jest przeznaczone do zastosowań wymagających stosunkowo wysokich poziomów RF.

Obejmują one testowanie podwójnie zrównoważonych mieszaczy diodowych w wysokiej jakości odbiornikach oraz testowanie wielostopniowych filtrów pasywnych, gdzie pomiary tłumienia pasma zaporowego wymagają stosunkowo dużych mocy wyjściowych generatorów sygnałowych.

Niższe poziomy wyjściowe sygnałów radiowych są również przydatne, np. w testach czułości odbiorników. Minimalny użyteczny poziom zależy głównie od ograniczeń wynikających z zastosowania tanich ekranów i prostych metod konstrukcyjnych stosowanych przez hobbystów.

Gdyby starannie wyfrezować obudowę z metalowej płyty o grubości 2,5 mm ze szczelinami dla elastycznych ekranujących wkładek przewodzących, można by znacznie zwiększyć dolną granicę, ale stosunkowo niewielu hobbystów byłoby w stanie to wykonać. Zastosowałem więc proste ekranowanie i obudowę z blachy aluminiowej wyginaną metodą „zrób to sam". Znajduje to odzwierciedlenie w skromnym dolnym limicie specyfikacji wyjściowej wynoszącym około –90 dBm (Red. warto rozważyć zastosowanie blachy mosiężnej lub miedzianej, ze względu na możliwość lutowania).

Osiągnięcie takich parametrów wymaga jednak umiarkowanie starannej konstrukcji obudowy.

Dzięki zastosowaniu powszechnie dostępnych części i tanich modułów udało mi się utrzymać ogólny koszt na niskim poziomie. Koszt budowy tego generatora sygnału szacuję na około 75 USD.

Podejście projektowe

Jak pokazano na rysunku 1, nowoczesny generator sygnałowy składa się z pięciu bloków funkcjonalnych: oscylatora RF, modulatora, wzmacniacza buforowego RF, zmiennego tłumika poziomu sygnału wyjściowego oraz kilku sterujących układów elektronicznych. Logiczna realizacja elektroniki sterującej jest oparta na mikrokontrolerze. Ostatnim elementem jest zasilanie, bateryjne lub sieciowe.

Oscylator jest kluczowym elementem każdego generatora sygnału. Analogowy oscylator i modulator o szerokim zakresie częstotliwości, składający się z zestawu cewek i kondensatora dostrojczego, jest niepraktyczny i nie może zapewnić wymaganych funkcji i parametrów przy niewielkich kosztach.

Najtańsze opcje cyfrowe obejmują wydajny układ Si5351A firmy Silicon Labs lub szeroko dostępne moduły bezpośredniej syntezy cyfrowej (DDS) oparte na układach takich jak AD985x firmy Analog Devices.

Inne opcje cyfrowe obejmują układy PLL, takie jak Maxim MAX2870. Chociaż możliwe jest wygenerowanie sinusoidy zarówno przez Si5351A, jak i MAX2870, dodatkowe obwody wymagane do uzyskania sygnałów wyjściowych o niskiej zawartości harmonicznych w połączeniu z trudnościami związanymi z dodaniem modulacji sprawiają, że są one mniej atrakcyjne.

Moduły AD9850 DDS (przedstawione na zdjęciach) są dostępne na rynku podzespołów elektronicznych w przystępnych cenach.

Wymagania dotyczące wyświetlacza są skromne, więc zdecydowałem się na użycie zwykłego alfanumerycznego wyświetlacza ciekłokrystalicznego 16×2 znaki. Są one łatwe do sterowania z poziomu mikroprocesora.

Zacząłem powstawać ogólny zarys projektu, a po zsumowaniu potrzebnych portów we-wy procesora okazało się, że odpowiedni jest bardzo popularny 8-bitowy mikrokontroler ATmega328P. Choć przez chwilę rozważałem zastosowanie Arduino, musiałbym wykorzystać praktycznie każdy port w urządzeniu, a chciałem, aby przyrząd był kompaktowy, więc zdecydowałem się na użycie samodzielnego procesora ATmega328.

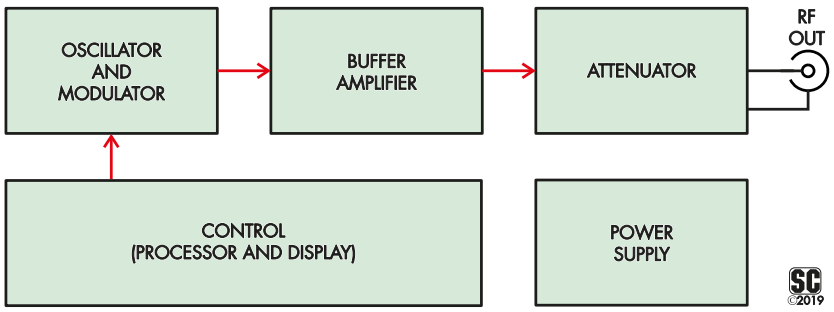
Wzmacniacz buforowy częstotliwości radiowej pracuje z niewielkim wzmocnieniem. Musi on być dopasowany do nieco nietypowej impedancji wyjściowej modułu AD9850 wynoszącej 200 Ω oraz kolejnych stopni tłumika 50 Ω i wyjścia 50 Ω. Inną kwestią jest to, że bufor nie powinien być przeciążany przez chwilowo duże wahania sygnału wyjściowego układu AD9850. Problem ten występuje w wielu projektach publikowanych w Internecie.

Bufor powinien również zachować swoje wzmocnienie w całym projektowanym zakresie częstotliwości. Powinien ponadto być w stanie pracować w rozsądnym zakresie obciążeń i wytrzymać typowe użytkowanie.

W przeszłości używałem wzmacniaczy MMIC, takich jak urządzenia serii ERA firmy Mini-Circuits, do buforowania układów DDS AD9850, AD9851 i AD9854. Zapewniają one dobre osiągi przy obciążeniu 50 Ω.

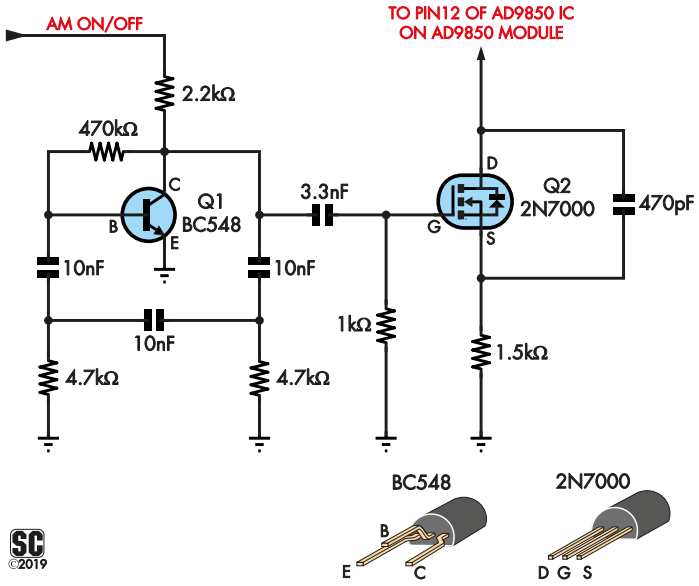
Jednak podczas testowania tego generatora sygnału z szeroką gamą filtrów, wzmacniaczy, odbiorników, nadajników i innych obciążeń kilka układów MMIC uległo przedwczesnemu zniszczeniu. Prawdopodobnie wynikało to z bardzo niskiej impedancji niektórych filtrów testowych.

Poszukiwania bardziej odpowiedniego stopnia buforującego zakończyły się ostatecznie użyciem tradycyjnego jednostopniowego wzmacniacza buforowego z wykorzystaniem wytrzymałego tranzystora 2N4427 VHF. Jest on szeroko dostępny i niedrogi, podobnie jak jego odpowiednik – 2N3866. W ciągu wielu miesięcy użytkowania okazał



Rysunek 1. Podstawowy układ generatora sygnału modulowanego z regulowanym poziomem wyjściowym. Nasz projekt jest zgodny z tą konfiguracją.

eprasa.pl 02fed92324



Rysunek 2. Typowy przykład zastosowania modulacji amplitudy na wyjściu modułu generatora sygnału opartego na układzie AD9850 przy użyciu elementów dyskretnych. Ostatecznie zdecydowano się zrezygnować z tego pomysłu na rzecz podejścia opartego na mikrokontrolerze PWM.

się bardziej niż wystarczająco wytrzymały. Obudowa TO-39 tranzystora nagrzewa się podczas pracy, ale radiator nie jest potrzebny (Red.: dostępne są radiatory typu koronowego nasuwane na obudowę).

Konstrukcja stopnia tłumiącego również stanowiła pewne wyzwanie. Ostatnio popularne stały się układy scalone tłumików krokowych PE4302 30 dB. Chociaż są to stosunkowo nowe urządzenia, zostały one niedawno zastąpione przez producenta jako przestarzałe. Urządzenia zastępcze, choć mają lepsze parametry, mają też znacznie wyższą cenę. Można użyć stałych tłumików sterowanych przekaźnikami, ale ze względu na koszty i prostotę zdecydowałem się na użycie niedrogich przełączników suwakowych. Doświadczenie pokazało, że sprawdzają się one w tego typu zastosowaniach. Ograniczają one jednak wybór poziomu tłumienia do określonych wartości.

Idealnie byłoby, gdyby generator miał płynnie zmienny poziom wyjściowy.

Postanowiłem więc zbudować i przetestować tłumik Serebriakowa jako alternatywę dla droższej konstrukcji opartej na diodach PIN. Konfiguracja ta jest pokazana w prawym dolnym rogu rysunku 4, na schemacie układu.

Jest to prosta pasywna sieć rezystorowa, która działa jak zmienny tłumik, dobrze nadająca się do podstawowych konstrukcji, takich jak ta. W projekcie wzorcowym, najwyraźniej pochodzenia rosyjskiego, zastosowano potencjometr liniowy 500 Ω, aby uzyskać zakres tłumienia 20 dB. Tłumik działa dobrze na średnich częstotliwościach VHF.

Impedancja wejściowa jest utrzymywana na poziomie zbliżonym do wymaganej wartości 50 Ω w całym zakresie regulacji potencjometrem, więc tłumienie jest przewidywalne. Dopasowanie wyjścia do wartości 50 Ω podczas regulacji nie jest idealne, ale stanowi akceptowalny kompromis w przypadku tej konstrukcji.

Modulacja amplitudy za pomocą układu AD9850

Głównym zadaniem generatora sygnału było zapewnienie modulacji amplitudy (AM) i częstotliwości (FM) oraz dostarczenie niemodulowanego sygnału RF.

Modulacja amplitudy za pomocą układu AD9850 jest dobrze udokumentowana. Firma Analog Devices, producent układu scalonego, opublikowała notę aplikacyjną (AN-423), w której opisano dodanie tranzystora N-MOS FET i kilku dodatkowych elementów do tego układu. Szybki test potwierdził, że działa on zgodnie z opisem.

Większość generatorów sygnału wykorzystuje ton modulujący o częstotliwości 1 kHz, który może być wytwarzany na kilka sposobów. Jednym z podejść jest użycie układu ATmega328 do wygenerowania sygnału prostokątnego o częstotliwości 1 kHz przy użyciu jednego z jego wewnętrznych timerów, a następnie przefiltrowanie go w celu uzyskania sygnału sinusoidalnego o częstotliwości 1 kHz. Aby uzyskać przebieg, konieczna jest jednak skomplikowana filtracja. Wymaga to wielu dodatkowych elementów.

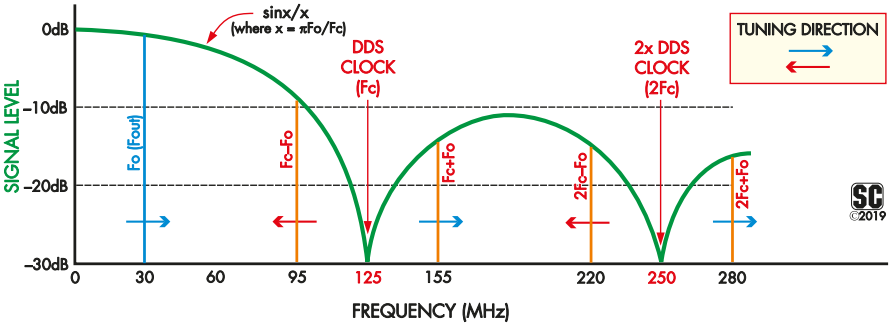
Drugim, podobnym podejściem jest użycie licznika/timera ATmega328 w trybie modulacji szerokości impulsu (PWM). Uzyskany w ten sposób przebieg jest bliższy sinusoidy, ale nadal wymaga filtracji w celu usunięcia częstotliwości PWM 31 kHz. Warto zauważyć, że filtr ten jest o wiele mniej skomplikowany, biorąc pod uwagę znacznie wyższą częstotliwość zegara w porównaniu z tonem 1 kHz.

Trzecią opcją jest zbudowanie dyskretnego oscylatora sinusoidalnego 1 kHz i użycie ATmega328 do włączania i wyłączania go w zależności od potrzeb. Na pierwszy rzut oka metoda zewnętrznego oscylatora jest bardzo prosta i wykorzystuje stosunkowo niewiele elementów, więc przetestowałem ją, korzystając z układu pokazanego na rysunku 2.

Działa on całkiem dobrze. Wartość kondensatora 3,3 nF można zmieniać, aby uzyskać wymagany poziom modulacji na wyjściu RF układu AD9850. Polega to na zastąpieniu stałego rezystora (RSET) na końcówce 12 układu AD9850, zwykle 3,9 kΩ, zmienną rezystancją kanału Q2. Ta rezystancja steruje prądem przetwornika cyfrowo-analogowego (DAC) AD9850, a następnie poziomem wyjściowym sygnału radiowego AD9850.

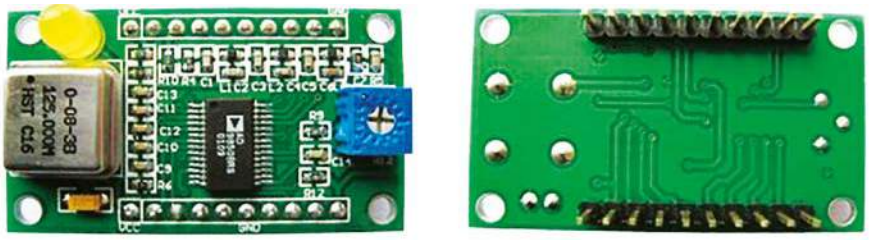
Zmieniając napięcie bramki układu 2N7000 z częstotliwością 1 kHz za pomocą napięcia z kolektora oscylatora audio Q1, moduluje się amplitudę sygnału wyjściowego AD9850 RF.

Ten analogowy ton nie ma jednak częstotliwości dokładnie 1 kHz. Jego częstotliwość jest określana przez elementy pasywne wokół Q1. Aby uzyskać dokładniejszą (i potencjalnie regulowaną) częstotliwość modulacji,



Rysunek 3. Wyjście modułu generatora sygnału DDS zawiera częstotliwość pożądaną oraz szereg częstotliwości harmonicznych i pochodnych („aliasowych"). Zazwyczaj są one odfiltrowywane, ale można zamiast tego odfiltrować częstotliwości podstawowe i zachować jedną z wyższych częstotliwości aliasowych, aby rozszerzyć zakres generatora sygnału.

eprasa.pl 02fed92324



Jest to tani generator sygnałowy DDS oparty na układzie AD9850, który został użyty w tym projekcie. Oprócz układu scalonego ma on oscylator odniesienia (metalowa obudowa po lewej) oraz szereg elementów dyskretnych, w tym filtr dolnoprzepustowy na wyjściu.

w ostatecznym układzie zastosowano metodę opartą na PWM. Patrz część rysunku 4 oznaczona „regulacja poziomu sygnału wyjściowego".

Końcówka 11 (wyjście PD5) układu IC1 dostarcza sinusoidę o częstotliwości 1 kHz jako sygnał prostokątny PWM o częstotliwości 31 kHz lub potencjalnie o innych częstotliwościach po zmianie oprogramowania. Jest on filtrowany i wykorzystywany do sterowania źródłem prądowym wykonanym przy użyciu standardowych tranzystorów NPN. Aby poprawić stabilność modułu AD9850, do końcówki 12 w ostatecznej wersji płytki drukowanej dodano dodatkowy kondensator bocznikujący o wartości 100 nF.

Sygnał PWM, zmodulowany sinusoidą o częstotliwości 1 kHz, wytwarzaną programowo przez ATmegę328 taktowaną wewnętrznym oscylatorem RC o częstotliwości 8 MHz. Pulsujące napięcie stałe o wartości 0...5 V docierające do bazy Q1 jest przekształcane na zmienny prąd kolektora Q1 o wartości 0...700 µA, przy czym maksymalna wartość prądu jest ustalana przez rezystor emiterowy 1 kΩ. Użyte rozwiązanie zabezpiecza przed przekroczeniem mocy strat układu AD9850.

Takie podejście nie jest idealne. Korzystając z linii RSET i standardowego niezbalansowanego wyjścia RF modułu AD9850, co jest typowym podejściem stosowanym w tych tanich modułach, wytwarzana modulacja wyjściowa jest asymetryczna. W praktyce nie ma to jednak większego znaczenia.

Ten prosty układ zapewnia czysto brzmiącą modulację amplitudy za pomocą przetwornika AD9850 i wykorzystuje mniej elementów niż inne opcje. Umożliwia to również dodanie w przyszłości innych tonów modulacyjnych, jeśli zajdzie taka potrzeba. Wreszcie, to podejście dodaje jeszcze jedną ważną cechę – dość dokładne liniowe sterowanie poziomem wyjściowym RF z AD9850.

Należy jednak pamiętać, że takie podejście wymaga usunięcia rezystora 3,9 kΩ z modułu w zestawie oraz dodania przewodu sterującego końcówką 12 z Q1 do jednego z jego pinów. Zmiana ta zostanie opisana bardziej szczegółowo w dalszej części tekstu.

Modulacja częstotliwości (FM)

Również w tym przypadku istnieje kilka możliwości wytwarzania sygnału FM za pomocą przetwornika AD9850. Jedną z metod jest zewnętrzne modulowanie oddzielnego referencyjnego oscylatora kwarcowego o częstotliwości 125 MHz w układzie AD9850. W ten sposób można realizować zarówno modulację częstotliwości, jak i fazy. Niestety, oscylator referencyjny 125 MHz w tanich modułach znajduje się w szczelnie zamkniętej metalowej obudowie.

Nie ma zewnętrznego dojścia do dostrajania napięcia, które mogłoby zostać użyte do wytwarzania sygnału FM. Możliwe jest zastąpienie modułu oscylatora referencyjnego oscylatorem dyskretnym, aby umożliwić zewnętrzną modulację, ale wymaga to pewnego wysiłku.

Możliwe jest również wykorzystanie wewnętrznego rejestru modulacji fazy AD9850, ale rozdzielczość jest zbyt ograniczona (cztery bity).

W innej nocie aplikacyjnej firmy Analog Devices (AN-543) zaproponowano rozwiązanie. Opisuje ono potężny układ DSP firmy Analog Devices, który próbkuje przychodzący dźwięk stereofoniczny z szybkością 48 kHz, a następnie wysyła strumień 40-bitowych słów ustawiających częstotliwość szeregowo z bardzo dużą szybkością do układu AD9850.

Każde z tych 40-bitowych słów programuje przetwornik AD9850 na nową częstotliwość chwilową, która jest niezbędna do emulacji stereofonicznego sygnału FM (łącznie z tonem pilotującym 19 kHz i wytłumieniem podnośnej 38 kHz).

Przy zachowaniu pewnej ostrożności i dodaniu kilku linii kodu asemblera w celu zwiększenia szybkości działania w razie potrzeby, układ ATmega328 może w ten sposób modulować częstotliwość wyjściową układu AD9850. Niestety, uzyskana w ten sposób modulacja brzmi dość przeciętnie. Problemem jest czas potrzebny układowi ATmega328 na wysłanie szeregowego ciągu 40 bitów do układu AD9850 za każdym razem, gdy jego częstotliwość musi zostać zaktualizowana w celu modulacji częstotliwości za pomocą typowego interfejsu trzyprzewodowego.

Słaby rezultat nie jest zaskoczeniem. Przy użyciu konwencjonalnej metody ładowania szeregowego i naszego 8-bitowego układu o częstotliwości 8 MHz możliwe jest załadowanie do układu AD9850 (tylko!) czterech próbek modulacji w cyklu 1 kHz. Czteropunktowa fala sinusoidalna jest w rzeczywistości falą trójkątną, która jest pełna harmonicznych!

Bliższa analiza wykazała, że istnieje inny sposób komunikacji z układem scalonym AD9850. Prawie każdy projekt oparty na układzie AD9850/51 wykorzystuje trójprzewodową magistralę szeregową do wysyłania 40-bitowych słów sterujących do układu AD9850 za każdym razem, gdy konieczna jest aktualizacja częstotliwości.

Jednak układem AD9850 można również sterować za pomocą interfejsu równoległego. Wymaga to przesłania do układu w krótkim odstępie czasu pięciu 8-bitowych słów oraz kilku sygnałów sterujących za pośrednictwem dwóch lub trzech dodatkowych końcówek. Jedyny opublikowany przykład, jaki udało mi się znaleźć, jest oparty na procesorze PIC.

Metoda ta ma wiele zalet. Zamiast zajmować ATmega328 około 250 µs na szeregowe załadowanie każdego 40-bitowego słowa, metoda równoległa może skrócić ten czas do zaledwie 2,5 µs.

Dzięki metodzie równoległego ładowania można bez problemu przesłać 20 próbek w cyklu 1 kHz, nawet przy (stosunkowo) wolnym zegarze 8 MHz układu ATmega328. Jest to znacznie bliższe prawidłowej sinusoidy. Różnica jest wyraźnie słyszalna w odbiorniku FM. Metoda równoległa daje po zdemodulowaniu sygnał, który brzmi bardzo czysto i wyraźnie, tak jak powinna brzmieć fala sinusoidalna.

Tak więc w przypadku FM 20-punktowy przebieg próbkowany jest tworzony przez obliczanie wymaganej częstotliwości wyjściowej przetwornika AD9850 co 50 µs i wysyłanie tych danych przez szybki interfejs równoległy.

Dewiacja FM jest ustawiana przez wybór zakresu zmian częstotliwości, które występują 20 000 razy na sekundę (20 punktów × 1 kHz). Wybranie w tym generatorze wąskiego pasma FM (na wyświetlaczu ciekłokrystalicznym pojawia się napis „FM-NB") dla radiotelefonów dwukierunkowych FM o szerokości kanału 12,5 kHz daje sygnał ±1,5 kHz FM; wybranie szerokiego pasma FM dla starszych radiotelefonów dwukierunkowych o szerokości kanału 25 kHz daje sygnał ±3 kHz FM („FM-WB"), natomiast wybranie nadawania FM daje sygnał ±50 kHz FM („FM-BC").

Skanowanie częstotliwości

Kolejną funkcją generatora sygnałów jest możliwość testowania i strojenia filtrów. Na przykład, projektując ten generator

eprasa.pl 02fed92324

sygnałów, budowałem jednocześnie 9-pasmowy transceiver HF. Przednia część odbiornika zawiera dziewięć zestawów sprzężonych obwodów strojenia, z których każdy wymaga starannego zestrojenia, z trzema lub czterema regulacjami na zestaw.

W trybie skanowania generator krótko wytwarza sygnał w serii dyskretnych kroków częstotliwości w określonym zakresie. W przypadku transceivera, generator sygnału można zaprogramować tak, aby wytwarzał sygnały dla każdego z dziewięciu pasm stosowanych w testowanych filtrach pasmowych.

Monitorując amplitudę sygnału wyjściowego z każdego filtra na oscyloskopie, można szybko dostroić każdy filtr, widząc wpływ każdej zmiany. Jest to w efekcie „analizator widma dla ubogich". Pozwala to na znaczną oszczędność czasu i wysiłku w porównaniu z ręcznymi metodami wyrównywania. Częstotliwości początkowe i końcowe można ustawić w dowolnym miejscu zakresu generatora sygnału. Ponieważ filtry mają zwykle dość szerokie pasmo, dopuszczalna jest wielkość kroku 1 kHz przy ustawianiu częstotliwości początkowej i końcowej.

Postanowiłem dodać do projektu przycisk SCAN, aby włączyć ten tryb. Ponieważ zabrakło mi końcówek na płytce ATmega328, użyłem dwóch diod (D1 i D2), aby naciśnięcie tego przycisku było równoznaczne z jednoczesnym naciśnięciem dwóch istniejących przycisków (MODE i STEP). Mikroprocesor może to rozpoznać jako naciśnięcie przycisku SCAN (skanowanie) – patrz rysunek 4.

Rozszerzony zakres częstotliwości

Typowe moduły AD9850 są wyposażone w oscylator referencyjny o częstotliwości 125 MHz. Oscylatory DDS dostarczają czyste sygnały sinusoidalne do około 30% częstotliwości referencyjnej, w tym przypadku 40 MHz. Wzrastające, ale akceptowalne poziomy zawartości harmonicznych wraz z pochodnymi („aliasy") są obecne w spektrum wyjściowym do 45% częstotliwości odniesienia, np. 50 MHz.

Po przekroczeniu tej granicy, gdy częstotliwość wyjściowa zbliża się do granicy Nyquista wynoszącej około 60 MHz, produkty zakłócające sprawiają, że sygnał wyjściowy staje się bezużyteczny.

Tanie moduły są zwykle dostarczane z wbudowanym dolnoprzepustowym filtrem eliptycznym o częstotliwości odcięcia 70 MHz, aby zmaksymalizować zakres częstotliwości wyjściowych. W rzeczywistości moduły te mają trzy wyjścia. Pierwszy z nich to przefiltrowane dane wyjściowe zgodnie z opisem. W moim module pojawia się on na styku oznaczonym jako «SINB». Podobne wrażenie może sprawiać sąsiedni pin «SINA». Sygnał ten pochodzi jednak bezpośrednio z przetwornika cyfrowo-analogowego AD9850. Jest to przesunięta o 180° (odwrócona) wersja sygnału w punkcie SINB, ale bez dodatkowej filtracji dolnoprzepustowej.

Trzecie dostępne wyjście pochodzi z wewnętrznego komparatora w układzie AD9850. Tworzy on sygnał wyjściowy w postaci fali prostokątnej. Jest ono zależne od poziomu sygnału wyjściowego, a wypełnienie jest ustawiane przez regulację miniaturowego potencjometru na module. Jeśli przy ustawieniu niższej częstotliwości zapewnia on dobre 50% wypełnienie, to przy wyższych częstotliwościach jego dokładność jest mniejsza.

Nie ma większych trudności z uzyskaniem w miarę czystych, przefiltrowanych sygnałów wyjściowych generatora sygnału o częstotliwości do 50 MHz z końcówki filtrowanej (SINB). Testy wykazały, że częstotliwość wyjściowa jest akceptowalna w dół do 100 kHz. Jest to przydatne na przykład do pokrycia pośrednich częstotliwości odbiornika (IF) i filtrów IF w zakresie od 455 kHz do 470 kHz.

Przyglądając się dokładniej modułowi, można było dostrzec, że drugie wyjście SINA jest również potencjalnie użyteczne. Ponieważ wyjście to nie jest filtrowane, dostępny jest tu pełny zestaw częstotliwości harmonicznych i pochodnych DDS.

W jednym przykładzie, przedstawionym na rysunku 3, „poszukiwane" wyjście (oznaczone jako Fout) ma częstotliwość 30 MHz. Gdy użytkownik zwiększa tę częstotliwość, na przykład dostrajając się do 35 MHz, częstotliwość wyjściowa wzrasta, co pokazuje niebieska strzałka.

Jednocześnie AD9850 (jak wszystkie układy DDS) wytwarza również częstotliwości „aliasowe". Zostały one zaznaczone kolorem pomarańczowym. Najbliższa jest częstotliwość 95 MHz, czyli częstotliwość zegara układu DDS (125 MHz) minus 30 MHz. Częstotliwość zmniejsza się w miarę jak użytkownik dostraja się z 30 do 35 MHz, kończąc na 90 MHz (tj. 125...35 MHz). Istnieje wiele innych częstotliwości aliasowych, które są wytwarzane jednocześnie. Najbliższa z nich to 155 MHz (częstotliwość zegara 125 MHz plus 30 MHz), kolejne to 220 MHz, 280 MHz i tak dalej, teoretycznie w nieskończoność. Kierunek strojenia wyjść aliasowych można odczytać z kierunku strzałek. Niektóre z nich rosną, podczas gdy inne zmniejszają swoją częstotliwość w miarę zwiększania częstotliwości podstawowej. Amplituda wszystkich tych sygnałów jest zgodna ze ścisłą zależnością matematyczną, zwaną krzywą „sinus x przez x". Na rysunku jest to zaznaczone kolorem zielonym. Na przykład między sygnałem wyjściowym 30 MHz a sygnałem aliasowym 95 MHz występuje różnica poziomu około 10 dB.

Z tego powodu moduł AD9850 ma wbudowany pokaźny filtr. Jest to filtr dolnoprzepustowy zaprojektowany tak, aby odcinał sygnały powyżej 70 MHz, więc większość tych produktów aliasingu nie pojawia się na wyjściu SINB. Ponieważ jednak na wyjściu SINA nie ma podobnego filtra dolnoprzepustowego, wszystkie te sygnały aliasów są w pełni obecne na tym styku.

Gdy użytkownik kontynuuje strojenie wyjścia AD9850 w górę pod względem częstotliwości, wyjście „poszukiwane" i pierwsze wyjście „aliasowe" ostatecznie pokrywają się i mijają przy Fout = 62,5 MHz.

Kilka testów z użyciem tego wyjścia SINA sugerowało, że zwykle niepożądane częstotliwości aliasów powyżej 65 MHz można uzyskać z modułu przy użyciu zewnętrznego filtra górnoprzepustowego (HPF). Dzięki temu generator sygnału mógłby zapewnić użyteczne sygnały wyjściowe o częstotliwości od, powiedzmy,

Co to jest modulacja częstotliwości (FM)?

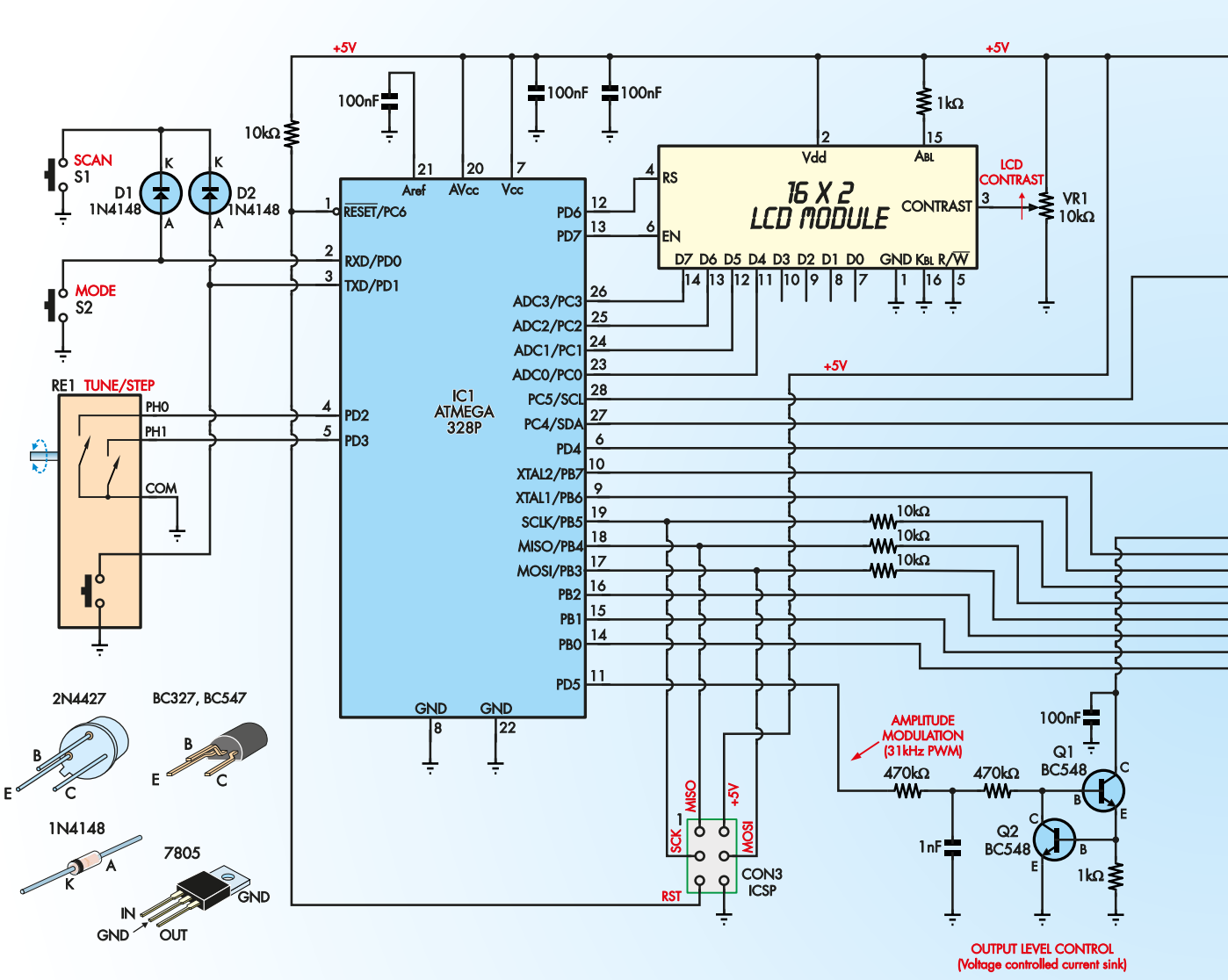
W przypadku modulacji częstotliwości słyszalny ton o częstotliwości (powiedzmy) 1 kHz jest wynikiem natychmiastowego przesunięcia (lub „odchylenia" – powszechnie używa się terminu „dewiacja") częstotliwości nośnej generatora sygnału od jego częstotliwości nominalnej proporcjonalnie do amplitudy tonu modulującego.

Wraz ze wzrostem amplitudy tonu o przykładowej częstotliwością 1 kHz, proporcjonalnie wzrasta częstotliwość nośna generatora. Podobnie, gdy amplituda tonu 1 kHz maleje, częstotliwość nośna jest proporcjonalnie zmniejszana. Jest ona proporcjonalna, ponieważ zakres przesunięcia lub odchylenia częstotliwości nośnej zależy od wymaganej szerokości pasma sygnału.

W przypadku radia FM odchylenie szczytowe wynosi ±75 kHz (Red.: ten zapis jest notorycznie łamany przez większość stacji UKF nadających w Polsce). Uzyskany w ten sposób sygnał wypełnia standardowe pasmo kanału radiowego FM o szerokości 200 kHz. Tradycyjne dwukierunkowe nadajniki radiowe VHF FM używane w radioamatorstwie lub komercyjnym/rządowym radiu mobilnym używają znacznie mniejszej dewiacji ±5 kHz, a sygnały te zajmują kanały 25 kHz.

W bardziej nowoczesnych, tak zwanych „wąskopasmowych" amatorskich transceiverach FM stosuje się zwykle dewiację ±2,5 kHz, wykorzystują one gęściej upakowane kanały oddalone od siebie o 12,5 kHz.

eprasa.pl 02fed92324



AD9850-BASED CW/AM/FM HF/VHF SIGNAL GENERATOR

Rysunek 4. Wraz z modułem LCD 16×2 mikrokontroler ATmega328P (IC1) steruje modułem generatora sygnałów AD9850 za pomocą 8-bitowej magistrali równoległej oraz trzech linii sterujących. Pozwala to na modulację częstotliwości wyjściowej w 20000 kroków na sekundę, co daje modulację częstotliwości o czystym sygnale 1 kHz. Modulacja amplitudy jest realizowana za pomocą PWM z końcówki 11 układu scalonego IC1, sygnał jest filtrowany, a następnie steruje źródłem prądowym składającym się z tranzystorów Q1 i Q2. Powstający prąd zmienia poziom wyjściowy generatora sygnału. Sygnał wyjściowy jest buforowany przez tranzystor Q3, a następnie przechodzi przez cztery przełączane tłumiki 20 dB i zmienny tłumik 0...20 dB (VR2), co daje całkowity zakres wyjściowy regulacji tłumienia 100 dB. Q4 i Q5 tworzą przełącznik „miękkiego startu/stopu" obwodu zasilania, który jest uruchamiany przełącznikiem przyciskowym S3.

około 70 MHz do około 120 MHz. Z dodatkową filtracją, jeszcze wyższe produkty aliasingu mogą być odfiltrowane i wzmocnione.

Dzięki temu generator może wytwarzać sygnały w całym paśmie amatorskim 2 m lub w części pasm 138...174 MHz dla telefonii mobilnej. Okazało się, że użyteczne sygnały wyjściowe w tych pasmach można uzyskać dzięki zastosowaniu jednego filtra HPF, dlatego maksymalną częstotliwość strojenia generatora sygnałowego ustalono na 150 MHz. Osoby, którym zależy na innych pasmach lub mniejszej liczbie wyjść aliasingowych, mogą zmodyfikować filtr HPF zgodnie z indywidualnymi wymaganiami.

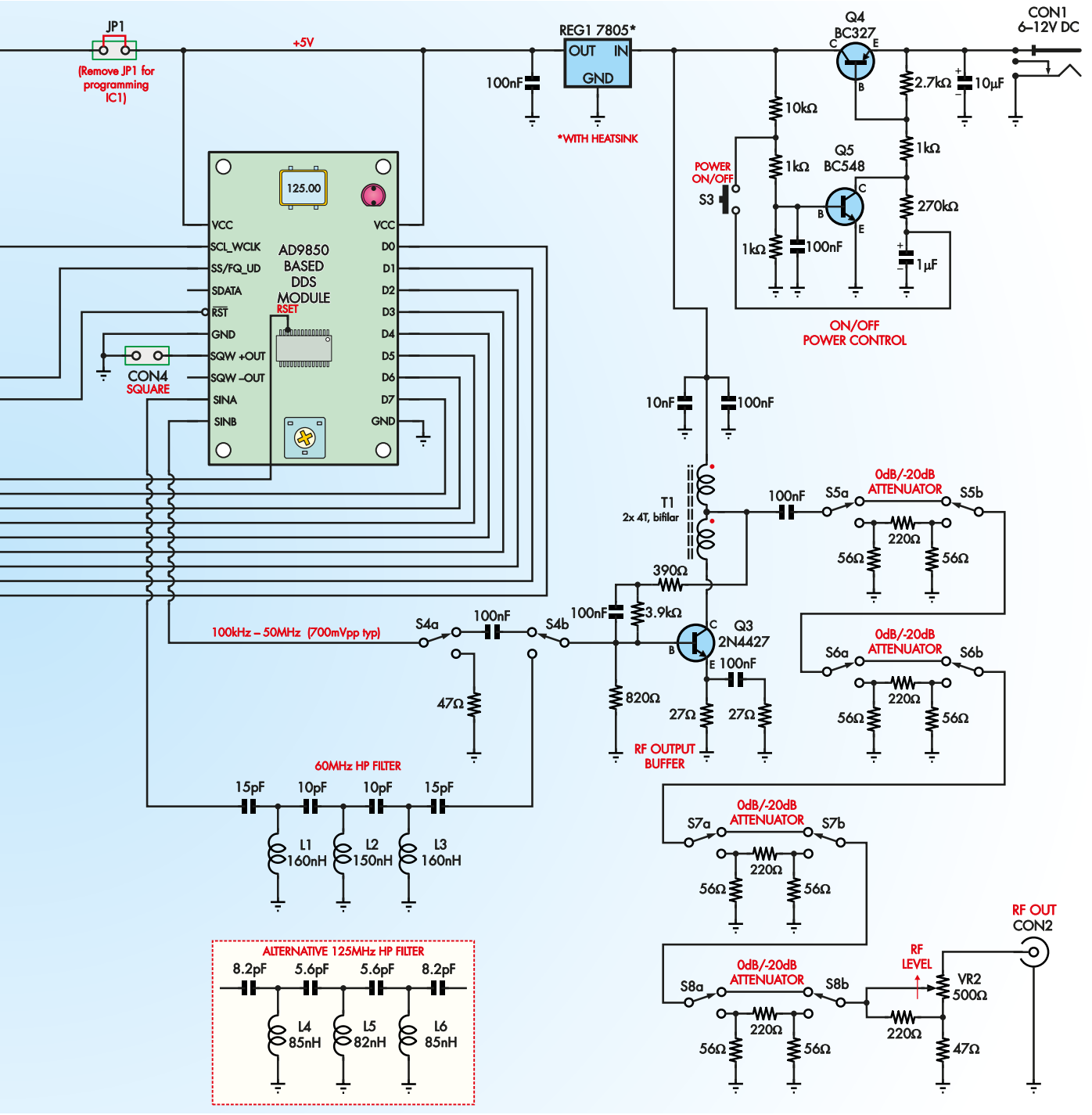
Szczegółowy opis układu

Ostateczny układ pokazano na rysunku 4.

Choć na pierwszy rzut oka konstrukcja ta może wydawać się skomplikowana, wykorzystuje ona wyjątkowo mało elementów, biorąc pod uwagę zakres trybów modulacji i pokrycie sygnałem. Część złożoności jest ukryta w oprogramowaniu dla IC1.

Aby umożliwić opisaną powyżej modulację częstotliwości, 8-bitowy port danych AD9850 (piny D0–D7) jest połączony z wyjściami cyfrowymi PORTB (PB0–PB7) układu IC1. Trzy rezystory 10 kΩ zostały dodane, aby można było przeprogramować IC1 w układzie (przez złącze ICSP CON3), gdy IC1 jest nadal podłączony do MOD1. MOD1 jest także podłączony do zasilania 5 V (VCC) i masy (GND) oraz do końcówek wyboru „slave" (SS) i „reset" (RST), które są podłączone do cyfrowych We/Wy, odpowiednio PC4 i PD4 w IC1.

eprasa.pl 02fed92324



Jego dwa sygnały wyjściowe są doprowadzane do filtru HPF i przełącznika S4, natomiast sygnał wyjściowy w postaci fali prostokątnej jest doprowadzany do złącza CON4, chociaż jego przydatność jest ograniczona, ponieważ jego wypełnienie zmienia się w zależności od częstotliwości. Gdy przełącznik S4 znajduje się w pokazanym położeniu, sygnały o niższej częstotliwości (100 kHz...50 MHz) przechodzą przez S4a, kondensator sprzęgający 100 nF i S4b bezpośrednio do wzmacniacza buforowego (baza tranzystora Q3).

W przypadku sygnałów o wyższej częstotliwości, S4 jest przestawiony w alternatywne położenie, w którym wzmacniacz buforowy jest zasilany z wyjścia filtra HPF i otrzymuje sygnał wejściowy z niefiltrowanej końcówki wyjściowej DDS. Filtr HPF jest standardowym siedmioelementowym filtrem Czebyszewa. Filtry eliptyczne zapewniają szybsze odcięcie pasma przepustowego od pasma odcięcia, ale wynikające z tego tłumienie zakłóceń i harmonicznych jest mniej skuteczne w porównaniu z filtrami typu Czebyszewa.

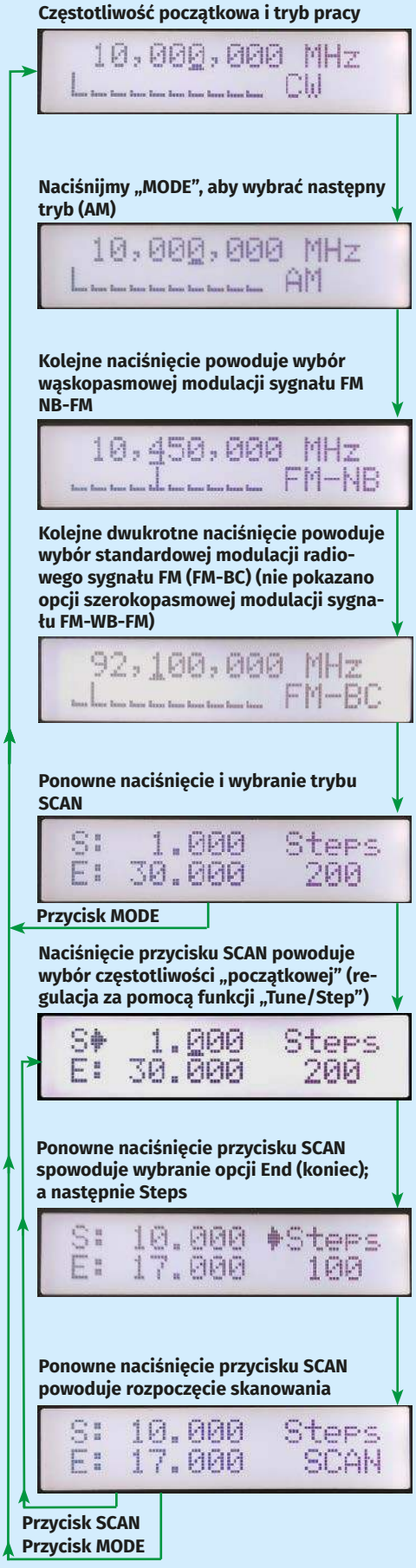
Filtr został zoptymalizowany tak, aby pasował do standardowych kondensatorów i dławików domowej roboty.

Aby uzyskać najlepsze parametry, należy zminimalizować sprzężenie między cewkami.

Układ płytki drukowanej umożliwia montaż małych ekranów blaszanych między stopniami filtrów, co jest prostym i skutecznym rozwiązaniem. Przedstawiony alternatywny HPF może potencjalnie przesunąć górny zakres wyjściowy

eprasa.pl 02fed92324

PORUSZANIE SIĘ PO MENU



70...150 MHz do 125...187,5 MHz z odpowiednimi zmianami w oprogramowaniu.

Wzmacniacz buforowy RF

Jak wspomniano wcześniej, wzmacniacz buforowy jest solidną konstrukcją na elementach dyskretnych, opartą na tranzystorze NPN Q3. Jest to dobrze znany układ szerokopasmowy z pojedynczym tranzystorem, zapewniający wzmocnienie około 15 dB oraz dobry zakres dynamiki. Wzmocnienie jest niezbędne do zapewnienia wymaganego maksymalnego poziomu wyjściowego generatora sygnału oraz do skompensowania tłumienia wtrąceniowego tłumika Serebriakova.

Alternatywne bufory dyskretne spotykane w innych konstrukcjach opartych na układach AD9850/51 nie posiadają wystarczającego wzmocnienia w całym zakresie wyjściowym lub często ulegają przeciążeniu przy typowo wyższych poziomach wyjściowych modułu występujących poniżej 10 MHz.

Natomiast wzmocnienie tego wzmacniacza buforowego jest stosunkowo równomierne i zmniejsza się dopiero powyżej 50 MHz. Jest to dopuszczalne ze względu na zastosowanie i prostotę układu. Jeśli tranzystor 2N4427 jest trudno dostępny, można go zastąpić tranzystorem 2N3866, ale wzmocnienie może być wtedy nawet dwukrotnie mniejsze. Wyjście wzmacniacza ze środkowego odczepu autotransformatora T1 jest sprzężone z tłumikiem wyjściowym za pomocą kondensatora 100 nF.

Tłumik składa się z czterech identycznych przełączanych tłumików 0/20 dB, po których następuje wspomniany wcześniej regulowany tłumik Serebriakowa 0...20 dB, co daje całkowity zakres regulacji tłumienia 0...100 dB. Umożliwia to regulację mocy wyjściowej w zakresie od około −93 dBm do +7 dBm.

Jak wspomniano wcześniej, zakres ten jest ograniczony skutecznością ekranowania i pasożytniczym przenikaniem sygnału radiowego przez sekcje tłumika.

Lepsze ekranowanie między sekcjami prawdopodobnie pozwoli na dodanie kolejnego stałego tłumika 20 dB, co znacznie poprawi jego przydatność do pracy z małymi sygnałami. Dalsze udoskonalenia wymagałyby prawdopodobnie znacznych dodatkowych wysiłków projektowych w zakresie sekcji zasilania i sterowania.

Interfejs użytkownika

Układ IC1 aktualizuje wyświetlacz LCD 16×2 za pomocą typowego interfejsu 4-bitowego. Cztery dolne bity PORTC na IC1 (końcówki 23–26) sterują czterema górnymi stykami danych LCD, natomiast końcówki 12 i 13 (wyjścia cyfrowe PD6 i PD7) ustawiają linie sterujące RS i EN wyświetlacza ciekłokrystalicznego.

Jasność podświetlenia jest ustalona za pomocą rezystora 1 kΩ, przy czym podświetlenie jest włączone zawsze, gdy urządzenie jest zasilane, a rezystor nastawny VR1 umożliwia regulację kontrastu.

Impulsy kodu Graya z kodera obrotowego są odbierane za pomocą wejść cyfrowych PD2 i PD3 układu IC1 (styki 4 i 5), natomiast naciśnięcia zintegrowanego przycisku enkodera oraz przycisków SCAN i MODE (S1 i S2) są odbierane za pomocą wejść cyfrowych PD0 i PD1 (styki 2 i 3).

Mają one włączone wewnętrzne podciąganie, dzięki czemu są utrzymywane w stanie wysokim, gdy nie są naciskane żadne przyciski.

Jak wspomniano wcześniej, dodano diody D1 i D2, aby umożliwić wykrywanie naciśnięcia trzech przycisków za pomocą dwóch dostępnych styków.

Zworka JP1 i złącze ICSP CON3 umożliwiają przeprogramowanie układu IC1 bezpośrednio na PCB. Usunięcie JP1 zapobiega próbom zasilania obwodów RF przez programator. CON3 ma standardowe 6-pinowe wyprowadzenie programatora Atmel.

Przełączanie zasilania

Zewnętrzny zasilacz, nominalnie 12 V prądu stałego, bezpośrednio zasila bufor wyjściowy. Bufor może pracować przy napięciu obniżonym do 9 V, chociaż zniekształcenia harmoniczne przy pełnej mocy wzrastają o około 6 dB przy napięciu 9 V w porównaniu z napięciem 12 V.

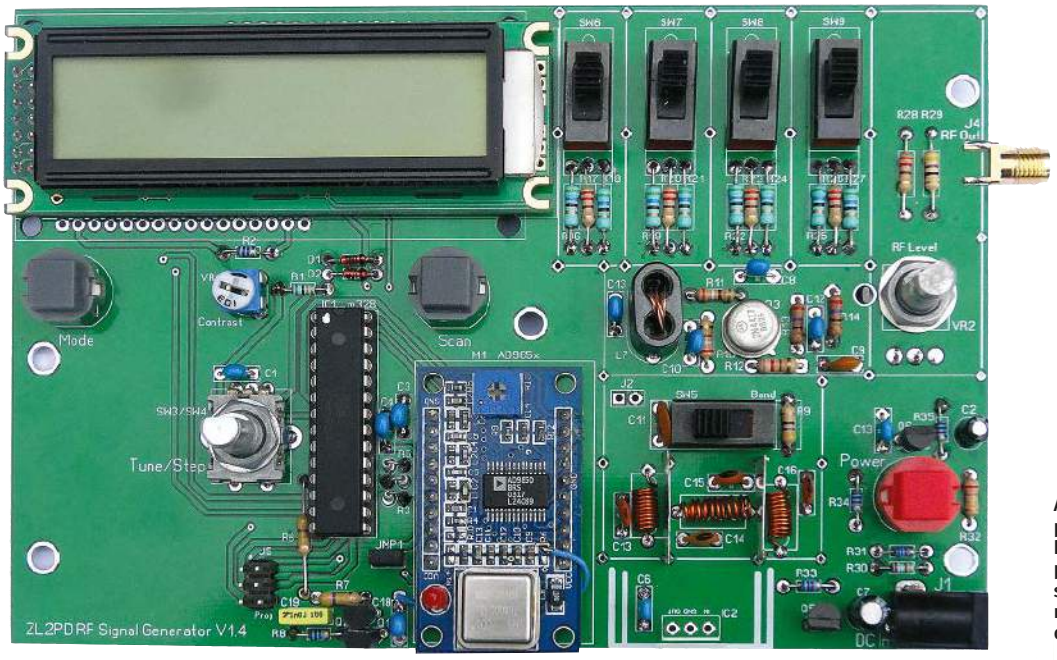
Zasilanie 12 V dostarcza również napięcia 5 V z REG1 dla modułu AD9850 i procesora ATmega328. Ponieważ moduł AD9850 jest prądożerny, REG1 wymaga radiatora. Straty rozpraszania można by zmniejszyć, stosując regulator impulsowy, ale może on wprowadzać szum przełączania wewnątrz generatora sygnału i potencjalnie modulować sygnał wyjściowy bufora.

Jak się okazuje, metalowa obudowa generatora sygnałów stanowi skuteczny radiator dla REG1, dzięki czemu nie ma potrzeby stosowania dodatkowej części.

Generator sygnałowy może pracować przy napięciu zasilania do 6 V, jednak jego wydajność znacznie spada poniżej 9 V. Przy napięciu 6 V maksymalna moc wyjściowa spada o 10 dB, a harmoniczne są tłumione tylko o 10 dB z powodu zmniejszonego zakresu dynamiki w stopniu buforowym.

Praca przy napięciu 6 V jest więc możliwa, ale niezalecana (Red. Spadek napięcia na stabilizatorze 7805 nie może być niższy niż 2 V dla jego poprawnej pracy. Zatem minimalne napięcie zasilania generatora wynosi 7 V).

eprasa.pl 02fed92324



Aby zaostrzyć apetyt na część 2, przedstawiamy szczegóły konstrukcyjne, obok ukończony prototyp autora. Jak widać, mimo swojej złożoności i osiągom, naprawdę nie ma zbyt wiele do zrobienia!

Referencje

1. Gary McClellan, Programma-II synthesised signal generator, Radio-Electronics magazine, sierpień i wrzesień 1981 (generator sygnału CW/AM 300 kHz do 30 MHz, kroki strojenia 10 kHz, wyjście 10...300 mV). (Red. Skany tych numerów Radio-Electronics magazine są dostępne w sieci:
   - https://ia801902.us.archive.org/20/items/radio_electronics_1981-08/Radio_Electronics_August_1981.pdf
   - https://ia903200.us.archive.org/15/items/radio_electronics_1981-09/Radio_Electronics_September_1981.pdf
2. G. Baars, PE1GIC, DDS RF Signal Generator, Elektor, październik 2003 (50 Hz...70 MHz, CW/AM/FM, kroki strojenia 1 Hz...1 MHz, 0...–127 dBm out)
3. Ian Pogson, Solid state modulated RF test oscillator, Electronics Australia, maj 1979 (455 kHz...30 MHz w czterech zakresach, około 100 mV na wyjściu)
4. http://lea.hamradio.si/~s53mv/dds/theory.html
5. https://www.picmicrolab.com/ad9850-pic16f-interface-parallel-data-load/

Dodano obwód „miękkiego przełącznika”, który umożliwia użycie przycisku chwilowego (S3) jako przełącznika zasilania.

Obwody realizujące tę funkcję są pokazane w prawym górnym rogu rysunku 4. Został on wstępnie opisany przez firmę Zetex w nocie projektowej 27 z lutego 1996 r. do stosowania jako sterownik przekaźnika. Napotkano jednak kilka problemów związanych z tą konstrukcją, w tym dziwny dobór podzespołów i przegrzewanie się. Niewielkie przeprojektowanie i zastosowanie tranzystora przełączającego o większym wzmocnieniu rozwiązało wszystkie te problemy.

Gdy zasilanie jest podłączone, napięcie pojawia się na emiterze Q4, a kondensator 1 µF ładuje się przez trzy rezystory szeregowe (2,7 kΩ, 1 kΩ i 270 kΩ). Jednak Q4 nie może się włączyć, dopóki nie zostanie naciśnięty przełącznik chwilowy S3 i nie zostanie pobrany prąd z zasilacza, poprzez Q4 i rezystor 10 kΩ.

Gdy S3 jest wciśnięty, prąd jest dostarczany z naładowanego kondensatora 1 µF do bazy Q5, co powoduje jego włączenie, a on z kolei odbiera prąd z bazy tranzystora PNP Q4, również go włączając i podnosząc napięcie na jego kolektorze.

Prąd może wtedy płynąć z kolektora Q4 do bazy Q5 przez dwa rezystory szeregowe 1 kΩ, więc Q5 pozostaje włączony i Q4 również.

Jednak kondensator 1 µF rozładowuje się, ponieważ kolektor Q5 jest teraz podciągany do poziomu niskiego, do 0 V. Jeśli więc S3 zostanie ponownie naciśnięty, baza Q5 przechodzi w stan niski, wyłączając go, a to z kolei wyłącza Q4, więc układ wraca do stanu początkowego wyłączenia.

Część druga, w przyszłym miesiącu

W następnym artykule znajdzie się lista części, szczegóły dotyczące montażu płytki drukowanej, konstrukcja obudowy, programowanie układu IC1 oraz sposób użycia generatora sygnałów RF. Dostępne będą również dane dotyczące osiągów, w tym wykresy widma. ■

Andrew Woodfield

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

REKLAMA



eprasa.pl 02fed92324

Szablony do produkcji PCB i gotowe płytki PCB dostępne są na stronie: https://bit.ly/3Hu3bKR

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



Ostatnio wiele się słyszy o wirusie Zika, ale jego nosiciel, komar Aedes aegypti, to paskudna mała bestia, która przenosi również dengę i żółtą febrę. Można zmniejszyć szanse na rozmnażanie się tych komarów w swojej okolicy, budując dźwiękową przynętę na samce komarów. Po odpowiednim dostrojeniu urządzenie będzie działać na komary w Polsce.

Wabik na **zakochane samce komarów!**

To naprawdę niesprawiedliwe! Samice komarów kąsają, a samce są tylko po to, by uzupełnić ich liczbę. Cóż, służą one tylko do rozmnażania. Samce komarów nie gryzą ludzi. A teraz pojawia się to elektroniczne urządzenie od Silicon Chip, które może zabić samce, zanim będą miały okazję do zabawy!

Projekt ten powstał w odpowiedzi na doniesienia prasowe, w których dwaj badacze z Australijskiego Instytutu Zdrowia i Medycyny Tropikalnej (Brian Johnson i Scott Ritchie) odkryli, że ton o częstotliwości 484 Hz masowo przyciąga samce komarów z gatunku Aedes aegypti.

Aedes aegypti jest głównym gatunkiem przenoszącym i rozprzestrzeniającym wirus Zika (inne gatunki, które mogą go przenosić, to Aedes albopictus [w USA] i azjatyckie odmiany tygrysie).

Dlaczego jednak częstotliwość 484 Hz jest tak ważna? Tak się składa, że samica Aedes



Gdybyśmy mieli wątpliwości, to jest to prawdziwa, żywa, ciężarna samica komara Aedes aegypti, pracowicie gryząca ofiarę w celu pozyskania krwi dla swoich jaj.

aegypti trzepocze skrzydłami dokładnie w tym tempie – więc każdy... ahem... jurny samiec Aedes aegypti, który to słyszy, od razu myśli, że czeka go pewna sprawa.

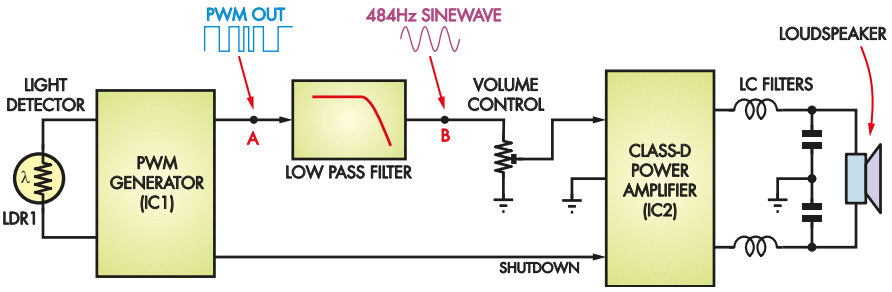
Samce komarów żyją tylko przez około tydzień, więc muszą się bawić, póki mogą.

Dlatego też ten mały projekt wytwarza dźwięk o częstotliwości 484 Hz, aby przyciągnąć spragnione seksu samce. Ponieważ jest on głośniejszy od pojedynczej samicy, to przyciąga je z większego obszaru.

A jeśli nie mieszkamy na obszarze, na którym występują komary Aedes aegypti, to możemy zbudować wersję przeznaczoną do zwalczania innych komarów.

Nasza przynęta składa się z pułapki na komary z umieszczonym wewnątrz generatorem

eprasa.pl 02fed92324



Rysunek 1. Schemat blokowy naszego Wabika na komary. Szerokość impulsów o częstotliwości 15,488 kHz jest zmieniana na częstotliwość dokładnie 484 Hz. Filtr dolnoprzepustowy usuwa częstotliwość 15,488 kHz, aby uzyskać falę sinusoidalną o częstotliwości 484 Hz, która jest wzmacniana i podawana do głośnika.

dźwięku. Gdy samiec komara zostanie zwabiony do pułapki, trudno mu się z niej wydostać (w rzeczywistości wcale tego nie chce – wciąż szuka nieuchwytnej, choć hałaśliwej samicy!) i w końcu tonie w piwie, środku owadobójczym lub zostaje unieruchomiony za pomocą lepkich pasków lepu na muchy.

Jeśli użyjemy piwa, przynajmniej umrze szczęśliwy!

Warto wiedzieć, że jeśli uda się powstrzymać samce przed wykonywaniem swoich czynności, to samice nie zostaną zapłodnione.

A jeżeli nie są zapłodnione, to nie mają powodu, by kąsać ludzi (ciężarne samice są jedynymi, które potrzebują krwi dla swoich zapłodnionych jaj). Dla nas jest to korzystne, a dla komarów nie ma znaczenia!

Mówiąc poważniej, komar Aedes zarażony wirusem Zika może przenieść go na swoje jaja, więc możliwość rozprzestrzenienia się wirusa jest bardzo duża.

Komar Aedes aegypti jest najbardziej aktywny w ciągu dnia, dlatego zaprojektowaliśmy przynętę tak, aby pracowała tylko w świetle dziennym. W nocy generator dźwięku jest wyłączany (w nocy doprowadziłby nas do szaleństwa), a układ pobiera minimalną ilość prądu.

Co w nim jest?

Układ wabika Silicon Chip Mozzie Lure składa się z mikroprocesorowego generatora tonu o częstotliwości 484 Hz oraz niewielkiego wzmacniacza klasy D, który steruje małym głośnikiem. Może być zasilany z dowolnego źródła 5 V, np. z wyjścia USB w komputerze lub nawet z powerbanku (ładowarki) dla telefonów komórkowych.

Schemat blokowy

Schemat blokowy wabika na komary jest pokazany na rysunku 1. Mikrokontroler IC1 wykorzystuje fotorezystor (LDR1) do monitorowania światła otoczenia. Po wykryciu światła dziennego układ scalony IC1 działa jako generator impulsów o częstotliwości 15,488 kHz.

Szerokość impulsów jest modulowana cyfrowo generowanym przebiegiem sinusoidalnym o częstotliwości 484 Hz co wytwarza przebieg PWM o wartości średniej zmieniającej się w zakresie od 0 do 5 V z tą samą częstotliwością. Następnie podajemy przebieg o zmiennej szerokości impulsu do filtru dolnoprzepustowego, który tłumi wszystkie składowe sygnału powyżej 480 Hz pozostawiając prawie idealną sinusoidę. W ten sposób usunięto częstotliwość 15,488 kHz, a pozostałą część stanowi gładka fala sinusoidalna o częstotliwości 484 Hz. Ogólny sposób działania urządzenia pokazano na przebiegu 1 i na rysunku 4.

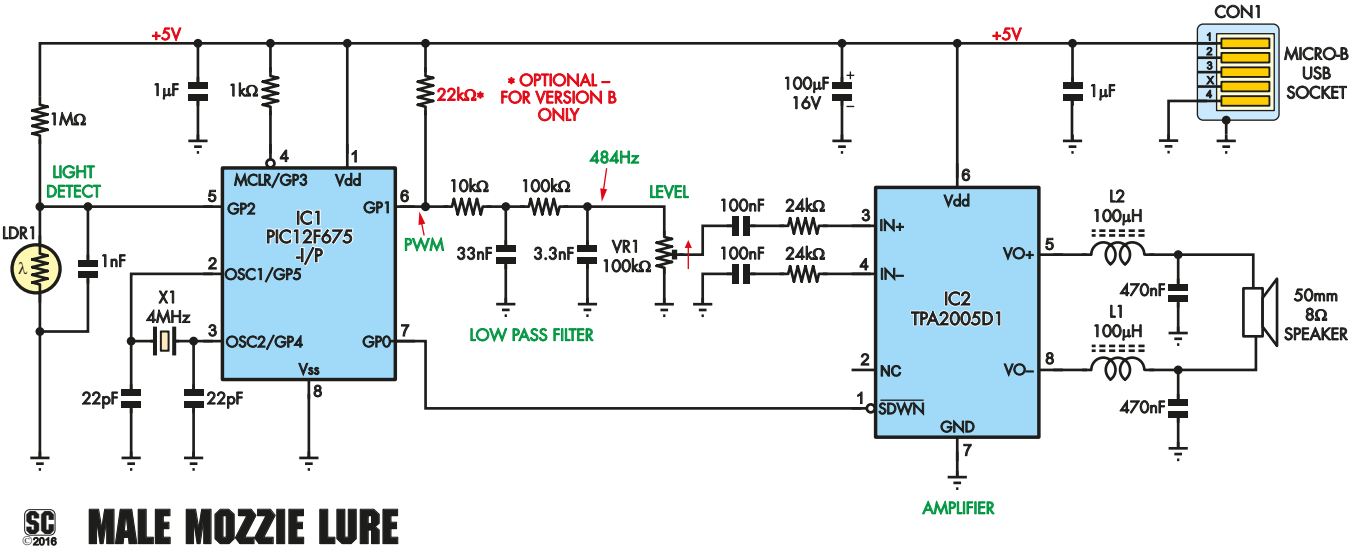
Żółty przebieg u góry pokazuje sygnał PWM generowany na pinie 6 układu scalonego IC1, natomiast zielony przebieg pokazuje sygnał po filtrowaniu, na potencjometrze VR1. Powstała w ten sposób fala sinusoidalna o częstotliwości 484 Hz jest opóźniona w stosunku do sygnału PWM przez dwustopniowy filtr dolnoprzepustowy.

Fala sinusoidalna o częstotliwości 484 Hz jest podawana do niewielkiego wzmacniacza klasy D, który jest zwykle używany w telefonach komórkowych, więc jego konstrukcja zapewnia wysoką sprawność. Steruje on małym głośnikiem w układzie mostka, aby zmaksymalizować moc wyjściową z ograniczonego źródła zasilania 5 V prądu stałego. Jego działanie zostało zademonstrowane w przebiegu 2, na którym pokazano przebieg sinusoidy o częstotliwości 484 Hz podawanej na głośnik 8 Ω. Wzmacniacz dostarcza 911 mW na 8 Ω obciążenia.

Szczegóły układu

Pełny układ jest pokazany na rysunku 2. Zasilanie jest doprowadzane przez złącze micro USB SMD z kondensatorem odsprzęgającym 1 µF. Mikrokontroler PIC12F675, IC1, ma wejście zerowania (pin 4), połączone z szyną zasilania 5 V przez rezystor 1 kΩ, aby zapewnić funkcję resetowania po włączeniu zasilania.

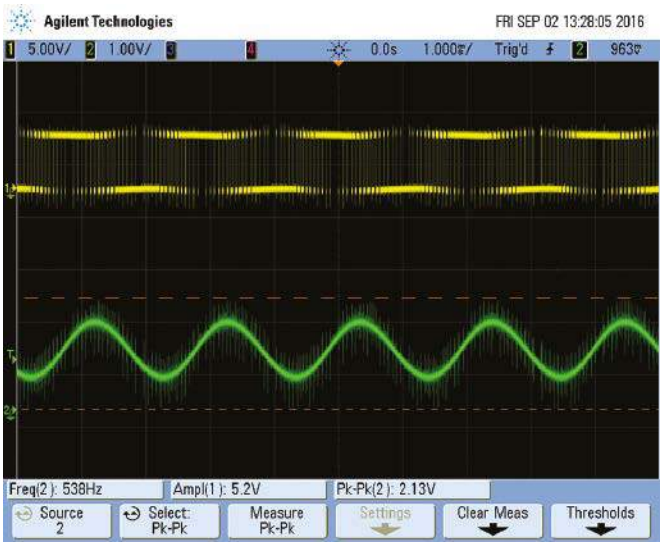
Napięcie z fotorezystora LDR1 jest podawane na wejście GP2 (nóżka 5) mikrokontrolera US1. Jest on podłączony do +5 V przez rezystor 1 MΩ, tworząc dzielnik napięcia. Dodatkowy kondensator spowalnia zmiany napięcia na wejściu GP2 zwiększając odporność układu na krótkie błyski światła.



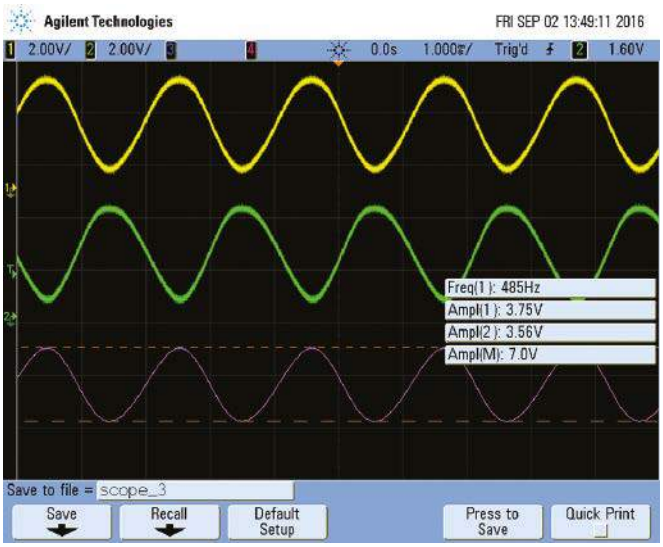
SC ©2016 **MALE MOZZIE LURE**

Rysunek 2. Porównajmy ten schemat z powyższym schematem blokowym. Zasilanie może być dostarczane z dowolnego źródła USB (5 V).

eprasa.pl 02fed92324



Przebieg 1. Żółty przebieg pokazuje sygnał 15,488 kHz modulowany szerokością impulsu, a zielony przebieg pokazuje falę sinusoidalną 484 Hz, która pozostaje po odfiltrowaniu.



Przebieg 2. Dwa górne ślady pokazują sygnały antyfazowe doprowadzone do głośnika w układzie mostkowym. Różowy ślad pokazuje zsumowany przebieg na zaciskach głośnika.

Gdy LDR ma wysoką rezystancję (w ciemności), GP2 jest podciągany do poziomu wysokiego 5 V, a układ scalony IC1 wykrywa to i pozostaje wyciszony. Gdy fotorezystor zostanie oświetlony, jego rezystancja obniży się i spowoduje obniżenie napięcia na wejściu GP2, dzięki czemu układ scalony IC1 wytwarza sygnał PWM na wyjściu GP1, na pinie 6.

W układzie IC1 zastosowano rezonator kwarcowy o częstotliwości 4 MHz, aby zapewnić precyzyjne generowanie częstotliwości 484 Hz. Sygnał PWM jest następnie podawany na dwustopniowy filtr RC. Pierwszy stopień składa się z rezystora 10 kΩ i kondensatora 33 nF, co daje wartość zbocza –3 dB przy 484Hz. Drugi stopień ma takie samo zbocze sygnału –3 dB, ale wykorzystuje rezystor 100 kΩ i kondensator 3,3 nF. Elementy te dają impedancję dziesięciokrotnie większą od impedancji filtra pierwszego stopnia i minimalizują wpływ obciążenia drugiego stopnia na pierwszy.

Przefiltrowany sygnał wyjściowy jest podawany na potencjometr wieloobrotowy VR1, a następnie na wejście nieodwracające, pin 3 wzmacniacza IC2, przez kondensator 100 nF.

Układ scalony IC2 to wzmacniacz klasy D (tzn. przełączający) TPA2005D1 w miniaturowej obudowie SMD o wymiarach zaledwie 3×5 mm. Został on specjalnie zaprojektowany do stosowania w telefonach komórkowych, gdzie jego wysoka sprawność ma kluczowe znaczenie.

Schemat blokowy układu TPA2005D1 przedstawiono na rysunku 3. Jak widać, ma on wejścia różnicowe do wewnętrznego wzmacniacza, który napędza sekcję PWM o częstotliwości przełączania 250 kHz, ustalanej przez wewnętrzny oscylator. Sekcja PWM wysterowuje następnie obwód mostka H, który napędza głośnik zewnętrzny.

Warto zauważyć, że w karcie katalogowej układu TAP2005 zwrócono uwagę na dwie interesujące kwestie. Jego wysoki współczynnik CMRR (współczynnik tłumienia sygnału wspólnego) ma wyeliminować wejściowe kondensatory sprzęgające i ma on być w stanie pracować bez filtra wyjściowego (usuwającego sygnał przełączający 250 kHz), jeśli przewody wyjściowe są krótkie. Czy zatem potrzebujemy tych dwóch kondensatorów wejściowych 100 nF i elementów filtru wyjściowego?

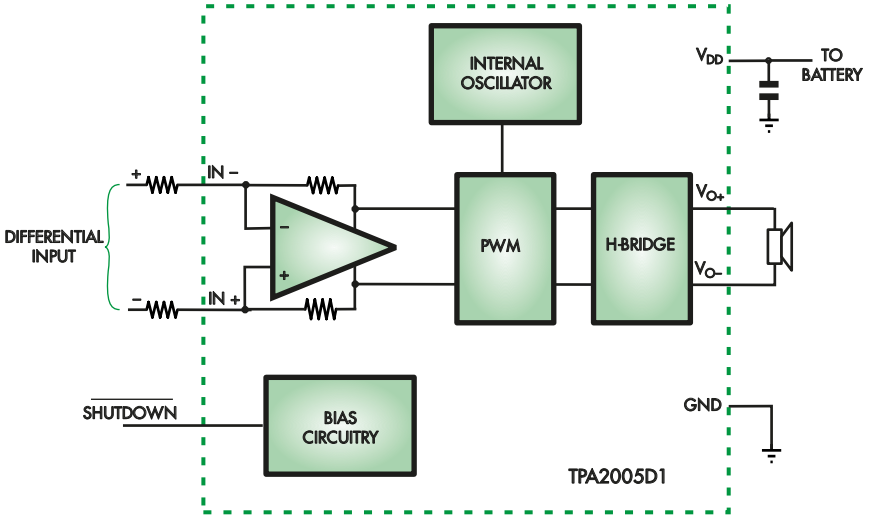
Wysoki współczynnik CMRR ma zastosowanie tylko wtedy, gdy wzmacniacz jest używany z wejściem symetrycznym, z obydwoma wejściami na tym samym poziomie prądu stałego. Jednak w naszym układzie używamy go w układzie niesymetrycznym, z wejściem odwracającym uziemionym (przez kondensator 100 nF), a więc musimy użyć dwóch kondensatorów wejściowych.

Rezystor 24 kΩ na wejściu nieodwracającym, wraz z wewnętrznym rezystorem sprzężenia zwrotnego 150 kΩ, ustawia wzmocnienie wzmacniacza na około 6,25 raza. Ponieważ wzmacniacz jest typu mostkowego, całkowite wzmocnienie jest dwukrotnie większe i wynosi 12,5 raza.

A jeśli chodzi o wyeliminowanie filtra wyjściowego, jest to możliwe tylko wtedy, gdy przewody wyjściowe do głośnika są bardzo krótkie, co oznacza, że promieniowane zakłócenia elektromagnetyczne nie będą stanowiły problemu.

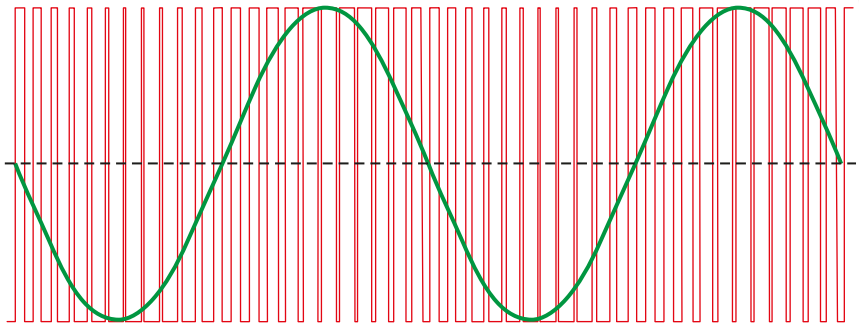
Nawet wtedy w specyfikacji można znaleźć kilka propozycji filtrów wyjściowych, w najprostszym przypadku są to dwa koraliki ferrytowe i dwa kondensatory 1 µF.

Na naszej płytce drukowanej przewidziano gniazdo wyjściowe typu jack 3,5 mm, co oznacza, że układ może być używany ze zdalnym głośnikiem podłączonym za pomocą długich przewodów.



Rysunek 3. Wewnętrzne działanie przetwornika TPA2005D1, dane z jego karty katalogowej.

eprasa.pl 02fed92324



PRZEBIEG CZERWONY = SYGNAŁ PWM (modulacja szerokości impulsu)
ZIELONY PRZEBIEG = SYNTETYZOWANA FALA SINUSOIDALNA (po filtracji dolnoprzepustowej)

Rysunek 4. Czerwony przebieg przedstawia sygnał PWM z mikroprocesora IC1, a zielony przebieg przedstawia jego wartość średnią, która jest sinusoidą. Zielona fala pokazuje również sygnał, który faktycznie pojawia się po usunięciu przez filtr dolnoprzepustowy wszystkich wyższych częstotliwości. Należy zauważyć, że sygnał PWM jest tylko reprezentacją, ponieważ nie jest tu pokazany jako 32-krotność częstotliwości fali sinusoidalnej.

W związku z tym w naszym układzie zastosowano filtr wyjściowy wykorzystujący dwie cewki 100 µH i dwa kondensatory 470 nF.

Montaż

Wabik na komary jest wykonany na dwustronnej płytce drukowanej z metalizacją otworów, oznaczonej kodem 25110161 o wymiarach 79×44,5 mm. Jest on umieszczony w półprzezroczystej obudowie UB5 o wymiarach 83×54×31 mm. Obudowa ta jest następnie montowana wewnątrz pułapki na komary, którą można wykonać z butelki PET.

Pierwszym krokiem w montażu jest umieszczenie płytki drukowanej w plastikowej obudowie i zaznaczenie pozycji każdego z czterech punktów montażowych na spodzie obudowy. Płytka jest ciasno dopasowana do słupków narożnych, więc otwory są w dużej mierze wyznaczane przez użytkownika – ale zaznaczanie ich cienkim flamastrem jest łatwiejsze do zrobienia teraz niż później.

Następnie przechodzimy do samej płytki drukowanej. Na rysunku 5 pokazano rozkład elementów na płytce drukowanej. Rozpocznijmy montaż od wlutowania wzmacniacza IC2.

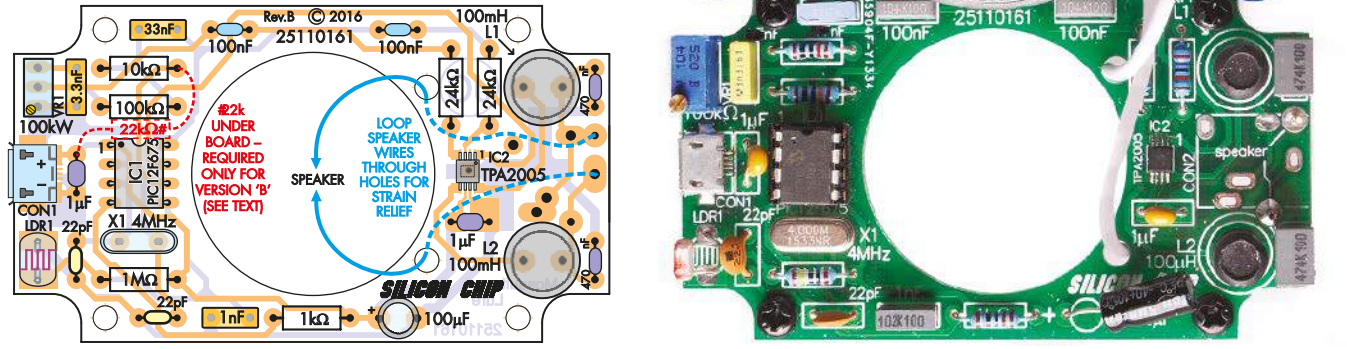
Wymaga to bardzo delikatnej lutownicy i, najlepiej, podświetlanej lupy na ramieniu lub biurkowej (dobrze sprawdza się też dobra lupa LED na opasce na głowę).

Ostrożnie ustawmy IC2, a następnie przylutujmy pin 4 do płytki (wielu hobbystów uważa, że przydaje się drewniana klamerka do wieszania prania pozwalająca przytrzymać układ w miejscu lutowania).

Przed przystąpieniem do dalszych czynności należy dokładnie sprawdzić, czy końcówki układu pokrywają się z polami lutowniczymi na płytce drukowanej – w razie potrzeby należy roztopić lutowie przy nóżce 4 i poprawić ułożenie układu IC2. Jeśli wszystko jest w porządku, przylutujmy pozostałe piny narożne, a następnie piny 2, 3, 6 i 7.



Wabik na komary, umieszczony w jednej trzeciej dolnej części dwulitrowej butelki PET po soku, sfotografowany na ciemnym tle w celu uwidocznienia szczegółów. Górna jedna trzecia jest odcięta i odwrócona, a następnie wsunięta do wnętrza głównego korpusu, aby utrudnić komarom ponowne wydostanie się na zewnątrz.



Rysunek 5. Oto rozmieszczenie elementów na płytce drukowanej. Rezystor 22 kΩ pokazany powyżej na czerwono jest wymagany w przypadku alternatywnej wersji „B", która ma nieco niższą częstotliwość i powinna przyciągać inne rodzaje komarów.

eprasa.pl 02fed92324

Wykaz elementów:

Wykaz elementów – Mozzie Lure

1× płytka drukowana, kod 25110161, 79×44,5 mm
1× przezroczysta obudowa UB5, 83×54×31 mm
1× etykieta panelowa, 75×47 mm
1× głośnik z membraną poliestru (mylaru) 1 W, 8 Ω, o średnicy 50 mm
1× złącze SMD micro-USB [CON1]
1× kwarc 4 MHz [X1]
2× cewka indukcyjna 100 µH [L1,L2]
1× fotorezystor 10 kΩ [LDR1]
1× podstawka DIL8
1× kwadrat 50×50 mm siatki przeciw owadom
4× gwintowany kołek dystansowy M3×9 mm
8× wkręt maszynowy M3×6 mm
4× wkręt maszynowy M3×10 mm
4× podkładka antywstrząsowa 3 mm
4× nakrętka M3
2× kołek lutowniczy do druku (nieużywany, jeśli zainstalowany jest CON2)
1× 200 mm odcinek przewodu przyłączeniowego do małych obciążeń (lub 100 mm przewodu dwużyłowego w izolacji)

Elementy opcjonalne do podłączenia głośnika zdalnego

1× gniazdo stereo jack 3,5 mm montowane na płytce drukowanej [CON2]
1× wtyczka mono jack 3,5 mm
1× odpowiedniej długości lekki przewód dwużyłowy w izolacji (do podłączenia zdalnego głośnika, do wtyczki jack)

Półprzewodniki:

1× PIC12F675-I/P zaprogramowany kodem 2511016A.hex [IC1]
1× monofoniczny wzmacniacz klasy D TPA2005D1DGN [IC2]

Kondensatory:

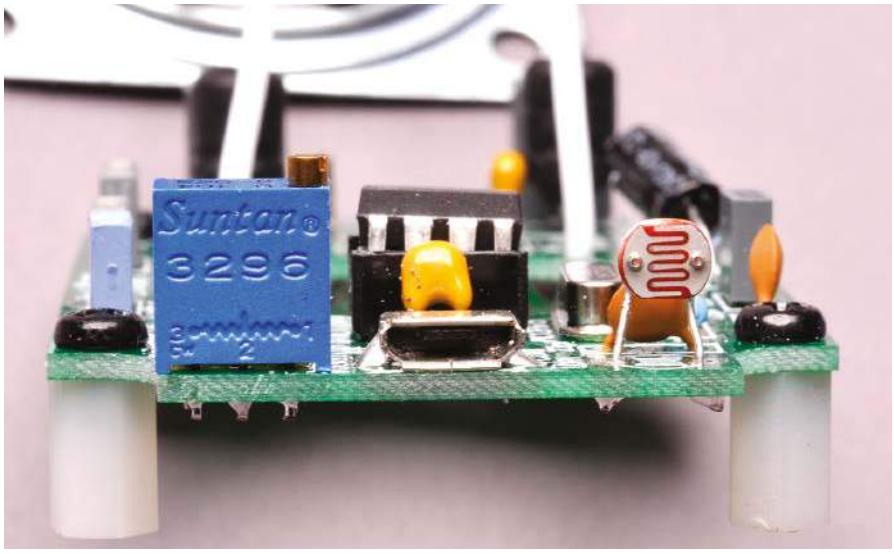
1× 100 µF 16 V PC elektrolityczny
2× monolityczny ceramiczny 1 µF (kod 105 lub 1u0)
2× 470 nF MKT lub ceramiczne (kod 474 lub 470n)
2× 100 nF MKT lub ceramiczne (kod 104 lub 100n)
1× 33 nF 63 V lub 100 V MKT poliestrowe (kod 333 lub 33n)
1× 3,3 nF 63 V lub 100 V MKT poliestrowe (kod 333 lub 3n3)
1× 1 nF 63 V lub 100 V MKT poliestrowe (kod 102 lub 1n0)
2× 22 pF ceramiczne (kod 22p lub 22)

Rezystory: (0,25 W, 1%)

1× 1 MΩ
1× 100 kΩ
2× 24 kΩ
1× 10 kΩ
1× 1 kΩ
1× potencjometr wieloobrotowy 100 kΩ [VR1], np. Bourns typ 3296W

Elementy pułapki na komary

1× dostępna powszechnie pułapka na owady (upewnijmy się, że ma wystarczająco dużo miejsca, aby zamontować pudełko z Wabikiem na komary) lub
1× 2-litrowa butelka PET po napoju (nominalnie kwadratowa o wymiarach 90×90 mm, ale z zaokrąglonymi rogami)
3× gwintowane kołki dystansowe M3×6 mm
3× podkładki płaskie M3
6× śrub nylonowych M3×5 mm



Dodatkowe zbliżenie na krawędź płytki drukowanej, głównie w celu pokazania położenia gniazda micro-USB (pośrodku) i fotorezystora (po prawej stronie, zamontowany pod kątem prostym). Należy zwrócić uwagę na nasze komentarze w tekście dotyczące stosowania obudów, które nie są przynajmniej półprzezroczyste. Aby fotorezystor działał, musi „widzieć" światło dzienne/ciemność.

Za pomocą knota lutowniczego usuńmy wszystkie zwarcia, które pozostały między pinami układu scalonego.

Układ scalony IC2 ma także pole masy i odprowadzania ciepła na spodzie obudowy, które należy przylutować do płytki drukowanej. Można to zrobić, podając lut od spodu płytki drukowanej przez otwór w płytce drukowanej znajdujący się pod układem scalonym IC2. Użyjmy minimalnej ilości lutu, aby zapobiec jego rozlaniu się i zwarciu z wyprowadzeniami układu scalonego.

Teraz można zainstalować złącze USB. Należy ostrożnie ustawić go w odpowiednim położeniu i przylutować do płytki drukowanej boczne wypustki lokacyjne, upewniając się, że wypustki są wystarczająco rozgrzane, aby lut chwycił. Przylutujmy jedną wypustkę i sprawdźmy ułożenie pięciu pinów łączących z padami PCB przed przylutowaniem drugiej, a następnie pinów. Ponownie podgrzejmy lut i ponownie ustawmy złącze, jeśli nie jest ułożone prawidłowo.

Teraz zamontujmy rezystory sprawdzając ich wartości przy pomocy multimetru lub/i tabeli kolorów oznaczeń wartości rezystorów, aby sprawdzić wartość każdego z nich przed włożeniem do płytki drukowanej, a następnie kondensatory (zwróćmy uwagę, że elektrolityczny 100 µF musi być ułożony tak, jak pokazano na zdjęciu).

Zastosowaliśmy podstawkę pod układ IC1 – na wypadek, gdybyśmy chcieli go wyjąć w celu przeprogramowania itp. Zwróćmy uwagę na prawidłowe ułożenie gniazda (wcięcie ma być skierowane od kwarcu).

Następnym elementem jest fotorezystor. Nasz zamontowaliśmy z wyprowadzeniami wygiętymi pod kątem 90°, tak aby po włożeniu płytki do półprzezroczystej obudowy fotorezystora był skierowany w bok. Jeśli użyjemy czegokolwiek innego niż półprzezroczyste pudełko, będziemy musieli wywiercić w nim otwór, aby fotorezystor „widział" światło dzienne. Przez półprzezroczyste pudełko przechodzi wystarczająca ilość światła, aby uaktywnić fotorezystor.

Uwaga: jeśli nie chcemy, aby obwód wyłączał się w nocy (musimy być prawdziwym śpiochem!), zamiast fotorezystora LDR1 wlutujmy zworę. W tym przypadku nie są potrzebne ani rezystor 1 MΩ, ani kondensator 1 nF.

Można zauważyć, że na płytce drukowanej przewidziano gniazdo jack 3,5 mm. Jest to możliwe, jeśli głośnik ma być umieszczony z dala od Wabika na komary (np. na zewnątrz obudowy). W przeciwnym razie należy zainstalować dwa kołki lutownicze w celu późniejszego połączenia z głośnikiem.

Podłącz dwa przewody o długości ok. 80 mm do dwóch kołków pod płytką drukowaną, a następnie przez otwory odciążające (patrz zdjęcie) i gotowe do przylutowania do miniaturowego głośnika 8-omowego (w rzeczywistości użyliśmy dwóch przewodów oderwanych od wielokolorowego kabla wstążkowego, równie dobrze może to być cienki przewód dwużyłowy).

Na tym etapie nie podłączajmy mikroprocesora PIC (IC1). Najpierw przetestujemy płytkę drukowaną.

Nawiasem mówiąc, jeśli zakupimy układ PIC12F675-I/P do tego projektu w sklepie internetowym Silicon Chip, będzie on miał już zaprogramowany firmware 2511016A.hex. Jeśli jednak chcemy to zrobić samodzielnie, plik można pobrać ze strony internetowej Silicon Chip.

eprasa.pl 02fed92324



Widać na nim wyraźnie trzy gwintowane tuleje dystansowe na końcu obudowy służące do montażu, a także wycięcia na gniazdo micro-USB (na końcu) oraz wycięcia na głośnik z wieloma otworami.

Obudowa

Płytka drukowana jest zamontowana na czterech nóżkach wykonanych przy użyciu gwintowanych odstępników 9 mm w każdym rogu płytki. Przed montażem należy jednak przymocować cztery odstępniki do płytki drukowanej za pomocą wkrętów 5 mm i umieścić ją w odpowiednim miejscu w obudowie.

Teraz zaznaczmy na jednym końcu miejsce na złącze micro USB – po zdjęciu płytki drukowanej zostanie ono wywiercone i uformowane przy użyciu bardzo drobnego pilnika. Więcej szczegółów można znaleźć na schemacie wycięcia. Wywierćmy, zaznaczone wcześniej, cztery narożne otwory montażowe 3 mm w podstawie obudowy.

W przypadku montażu głośnika w tej samej obudowie należy najpierw umieścić głośnik na spodzie pokrywy obudowy i wyśrodkować go w odpowiednim miejscu. Zaznaczyć narożne otwory montażowe oraz otwory w obszarze stożka. Siatka na pokrywie puszki może być użyta do utworzenia estetycznej siatki otworów.

Jeśli nasze pudełko nie ma siatki, wzór panelu z siatką można pobrać ze strony internetowej Silicon Chip. Można wykonać wycięcie o średnicy 40 mm na membranę głośnika lub szereg mniejszych otworów w obszarze o średnicy 40 mm.

Aby zapobiec atakom komarów na głośnik i ewentualnemu zatkaniu go (kto wie, w jakim stanie są ich umysły, gdy mają tam głośną supersamicę o częstotliwości 484 Hz!), głośnik został zamontowany za kwadratem siatki przeciw owadom o wymiarach 50×50 mm „wciśniętym" między głośnik a tylną część pokrywy za pomocą czterech wkrętów M3×10 mm, podkładek przeciwwstrząsowych 3 mm i nakrętek M3. Należy sfazować rogi siatki przeciw owadom, aby nie blokowała śrub mocujących głośniki.

Teraz przylutujmy dwa przewody z płytki drukowanej do zacisków głośnika.

Jeśli głośnik nie jest montowany w tej samej obudowie co płytka drukowana, należy go podłączyć do odpowiedniej długości przewodu ósemkowego, a drugi koniec przylutować do końcówki i tulejki monofonicznej wtyczki jack 3,5 mm.

Podłącza się go do zainstalowanego na płytce drukowanej gniazda jack 3,5 mm.

Testowanie

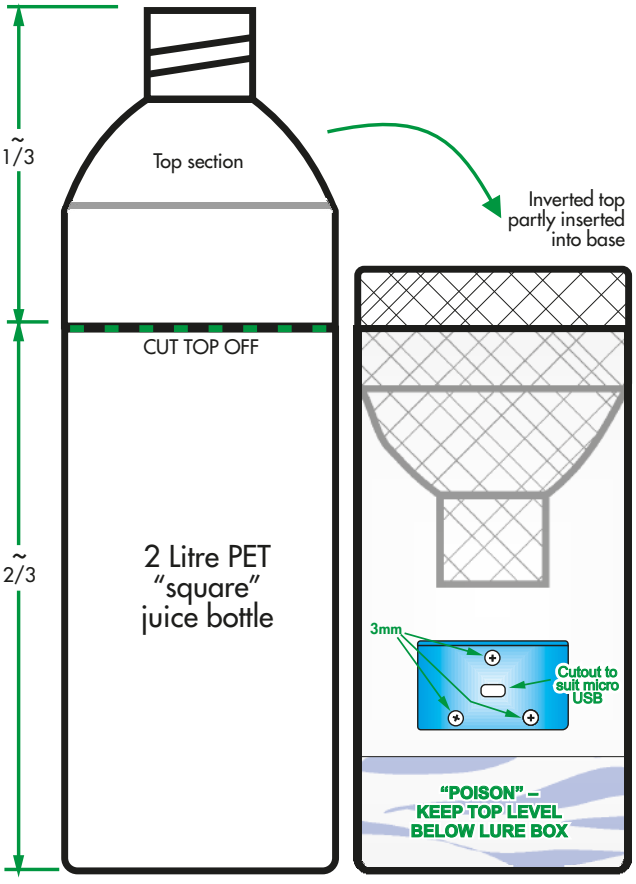
Podłączmy zasilanie 5 V do złącza micro USB, korzystając z zasilania USB z komputera, wtyczki 5 V lub powerbanku 5 V. Sprawdźmy, czy między pinami 1 i 8 gniazda IC1 jest napięcie około 5 V. Jeśli jest prawidłowe (pamiętajmy, że napięcie zasilania USB może wynosić od 4,75 V do 5,6 V), odłączmy zasilanie i włóżmy zaprogramowany układ scalony IC1 do gniazda, upewniając się, że jest on prawidłowo zorientowany (wycięcie pasuje do gniazda). Ponownie włączmy zasilanie, a głośnik powinien zacząć wydawać dźwięki. Jeśli nie, upewnijmy się, że na fotorezystor świeci światło i że VR1 jest ustawiony przynajmniej częściowo zgodnie z ruchem wskazówek zegara. Wyregulujmy dalej zgodnie z ruchem wskazówek zegara aby uzyskać dźwięk o wyższym natężeniu.

Prąd pobierany przez Wabik na komary zależy od poziomu dźwięku ustawionego za pomocą VR1 (patrz dane techniczne). Jeśli używamy powerbanku o pojemności 2200 mAh, Wabik na komary powinien pracować przez 10 godzin przy pełnej głośności (blisko 1 W) przed ponownym naładowaniem. To, jak głośno ustawimy poziom dźwięku, zależy od nas. Dzięki większej głośności dźwięk będzie docierał dalej, ale należy wziąć pod uwagę pobór prądu i żywotność baterii.

Nie chcemy też oczywiście odstraszyć okolicznych samców, myśląc, że głośny dźwięk pochodzi od wojowniczej samicy. Z drugiej strony, z powodu wirusa Zika, może właśnie Amazonka jest tym, czego potrzebujemy!

Wykonanie wabika

Jak widać na naszych zdjęciach, zbudowaliśmy pułapkę na komary, używając pojemnika PET po soku owocowym, odcinając jego górną część nożem lub nożyczkami i odwracając



Rysunek 6. Oto jak zrobić przynętę z pustej(!) butelki PET po soku. Nasza miała wymiary (w przybliżeniu) 275×100×100 mm i została przecięta ostrym nożem około 90 mm od góry. Po zamontowaniu Wabika na komary i dodaniu płynu do dolnej części, po prostu wepchnęliśmy odwróconą górną część do dna. Hokus – pokus i wabik gotowy!

eprasa.pl 02fed92324

ją, a następnie wkładając do podstawy. Jak pokazano na rysunku 6.

Wabik na komary jest przymocowany do wnętrza pojemnika PET mniej więcej w połowie jego wysokości za pomocą śrub i podkładek do gwintowanych tulei dystansowych 6 mm przymocowanych do obudowy.

Dwie tuleje dystansowe o długości 6 mm są umieszczone 4 mm od zewnętrznej dolnej krawędzi obudowy. Znajdują się one na tyle nisko w obudowie, że łby wkrętów nie dotykają płytki drukowanej podczas montażu, a także na tyle daleko, że nie dotykają wewnętrznych słupków.

Trzeci element dystansowy jest oddalony o 5 mm od górnej krawędzi obudowy. Żadna z tych pozycji nie jest krytyczna, o ile są one wolne od PCB i słupków. Nasze zdjęcia pokazują pozycje, z których korzystaliśmy.

Wytnijmy otwory w pojemniku PET na śruby mocujące i wtyczkę USB, dopasowując je do 6-milimetrowych kołków i wycięcia na USB.

Należy pamiętać, że pułapka nie nadaje się do użytku na zewnątrz. Musi być pod przykryciem (np. pod okapem), aby nie stała się deszczownicą zbierającą wodę zamiast komarów!

Do wyboru, do koloru

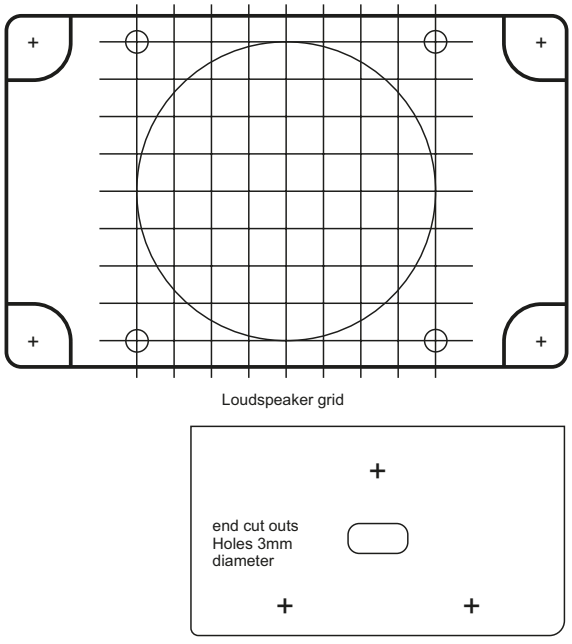
Wypróbowano wiele płynów – od zwykłej wody, przez dostępne na rynku środki do zwalczania szkodników, po napoje bezalkoholowe, a nawet piwo... i okazało się, że prawie wszystko działa!

Niektóre rzeczy mogą przyciągać komary lepiej niż inne, ale wierzymy, że sekret tkwi raczej w tym, że komary wyczerpują się, latając wokół, próbując znaleźć (bardzo głośną!) samicę, a w końcu wpadają do cieczy i toną.

Można też wypróbować lepowe pułapki na muchy zamiast płynnych – np. ośmiopak „papierowych pułapek na owady", które nie kosztują wiele.

Pułapkę można zamocować na słupie lub podobnym elemencie za pomocą opasek zaciskowych. Zasilacz można również przymocować za pomocą opasek zaciskowych lub doprowadzić zasilanie do pułapki z jeszcze lepiej zabezpieczonego miejsca (np. z wnętrza!).

Dostępnych jest kilka komercyjnych pułapek na owady i można wypróbować jedną z nich – ich zaletą jest to, że są łatwiejsze do zastosowania niż własnoręczne wykonanie pułapki, a ponadto można je stosować w różnych warunkach pogodowych. Nie używa się atraktora owadów dostarczonego z pułapką, lecz montuje się wewnątrz pudełko z Wabikiem na komary. Oczywiście, musimy się upewnić, że każda pułapka na owady, którą bierzemy pod uwagę, spełni właśnie to zadanie: zmieści się w niej Wabik na komary!



Rysunek 7. Szablony o tych samych wymiarach do wywiercenia otworów pod głośniki w pokrywie obudowy oraz wycięcia na końcach trzech otworów montażowych i otworu na gniazdo micro USB. Można je pobrać (oraz grafikę panelu przedniego) z witryny www.siliconchip.com.au

A co z innymi komarami?

Jeśli nie mieszkasz w Queensland (pięknym jednego dnia, doskonałym kolejnego), prawdopodobnie nie będziesz się zbytnio przejmować komarem Aedes aegypti, ponieważ jest on raczej szkodnikiem tropikalnym.

Ale w Australii występuje ponad 80 gatunków komarów i większość z nich (nie wszystkie) gryzie ludzi, a większość z nich gryzie około lub po zmierzchu.

Nie zapomnieliśmy o tych małych paskudach i stworzyliśmy wersję (B), która działa w nocy.

Jedyną modyfikacją wymaganą do zbudowania wersji B jest dodanie rezystora 22 kΩ między stykami 1 i 6 układu scalonego IC1. Pokazujemy to na schemacie montażowym płytki drukowanej kolorem czerwonym – można ją przylutować do spodniej części płytki drukowanej, jak pokazano na rysunku 5.

Mikrokontroler posiada dwie procedury programowe. Jeśli zbudujemy wersję Zika (A), układ będzie działał tylko w świetle dziennym i będzie wytwarzał częstotliwość 484 Hz, aby przyciągnąć samce komarów Aedes. Jeśli zbudujemy wersję (B), mikroprocesor będzie wykrywał obecność rezystora 22 kΩ i będzie działał tylko w nocy. W tym przypadku będzie on wytwarzał częstotliwość 400 Hz, aby przyciągnąć różne gatunki komarów.

Można nawet spróbować zainstalować przełącznik, który będzie zmieniał częstotliwości (tzn. włączał i wyłączał rezystor), aby być może pozbyć się wszystkich małych szkodników z całej okolicy! Należy pamiętać, że aby przełączyć się na inny tryb, należy wyłączyć zasilanie (tzn. wyjąć wtyczkę USB).■

John Clarke

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

Od Redakcji EdW:

1. W zależności od wartości rezystancji ciemnej fotorezystora LDR1 w układzie wykrywania światła może zajść potrzeba zmiany rezystora 1 MΩ na mniejszą wartość, aby dzielnik rezystancyjny ustalał na nóżce 5 układu IC1 napięcie >0,8 V_{dd} przy braku światła. Taki poziom napięcia jest wymagany jako stan wysoki dla układu Schmitta na wejściu GP2 mikrokontrolera IC1. Dla zwiększenia bezwładności układu wykrywania światła, aby uniknąć włączeń od przypadkowych błysków, korzystnie jest zwiększyć pojemność kondensatora bocznikującego fotorezystor do wartości co najmniej 1 µF.
2. Zachęcamy Czytelników do eksperymentalnego określenia częstotliwości dźwięków wydawanych przez samice komarów w Polsce. Metodologicznie pomocne mogą być 2 publikacje badaczy australijskich, którzy ustalili, że samice Aedes aegypti trzepoczą skrzydełkami z częstotliwością 484 Hz. Zamieszczamy te publikacje w materiałach dodatkowych na edw.elportal.pl. Konstrukcja generatora w tym projekcie nie ułatwia przestrajania jego częstotliwości, gdyż potrzeba będzie przepisania procedury generującej sygnał w mikrokontrolerze. Zachęcamy więc do opracowania też innych wersji tego projektu – w końcu generator na częstotliwość 450...500 Hz można zrealizować na wiele sposobów.
3. Można też eksperymentować z innym rozwiązaniem konstrukcyjno-montażowym pułapki na komary. Warto na przykład umieścić w pułapce-butelce tylko głośnik, a nie cały układ, by uniknąć narażania płytki na korozję od wydzielającej się pary.

eprasa.pl 02fed92324

Frezarka CNC, część 7

Autor postanowił wydłużyć nieco cykl o frezarce CNC, uruchamiając ją ponad rok temu zapomniał już ile czynności musiał wykonać by skonfigurować prawidłowo urządzenie. Zawarte w tym tekście informacje oszczędzą czas wielu osobom próbującym uruchomić frezarkę.

Mając już wszystkie elementy naszej frezarki CNC połączone elektrycznie, możemy przystąpić do konfiguracji oprogramowania GRBL. Prawidłowe skonfigurowanie sterownika GRBL jest niezwykle ważne, nieskonfigurowany lub źle skonfigurowany sterownik naszej maszyny jest bezużyteczny. Wielu osobom mogłoby się wydawać, że konieczność konfiguracji jest wadą. W praktyce jest to jednak olbrzymia zaleta, gdyż pozwala dostosować sterownik CNC do zastosowanej przez nas konstrukcji mechanicznej frezarki. Konfiguracją sterownika CNC mamy duży wpływ na precyzję frezarki, ale również na poziom hałasu generowany przez urządzenie. Poniżej przedstawione są funkcje pełnione przez poszczególne parametry konfiguracyjne.

$0 (Step pulse, microseconds) – czas trwania kroku, domyślnie 10 µs. W przypadku silników, do których posiadamy kartę katalogową, dopuszczalny minimalny czas trwania kroku można wyliczyć z maksymalnej prędkości obrotowej silnika. Autor nie zaleca stosowania minimalnych dopuszczalnych czasów trwania kroku, ze względu na ryzyko gubienia kroków. Zbyt duże wartości tego parametru nie są również zalecane, gdyż może dojść do nałożenia się kroków na siebie. W przypadku silników o nieznanych parametrach ustawiamy ten parametr doświadczalnie, tak aby uzyskać powtarzalne przemieszczanie się elementów osi.

$1 (Step idle delay, milliseconds) – wydłużenie czasu trwania ostatniego kroku, parametr ten opisuje zachowanie się sterownika silnikowego dla ostatniego kroku. Gdy wartość $1=0 cewki silnika przestaną być sterowane z chwilą zakończenia trwania ostatniego kroku, dla wartości parametru od 1 do 244 cewki są sterowane przez x ms od chwili zakończenia ostatniego kroku, gdzie x zawiera się w zakresie od 1 do 244 ms. Gdy ustawimy wartość parametru $1 na 255 cewki silnika są sterowane ciągle, pozycja osi stabilizowana jest przez zblokowany silnik krokowy. Jednak ustawienie załączenia cewek na stałe powoduje, że sterowniki silnika krokowego bardziej się nagrzewają i układ pobiera większą moc. Wydłużenie końcowego kroku powoduje, że magnesy wirnika pozycjonują się dokładnie względem cewek silnika. W przypadku gdy ustawimy za małą wartość tego parametru może dojść do gubienia kroków. Autor stosował następującą procedurę wyznaczania tego parametru: zaznaczał początkową pozycję osi, wykonywał ruch w lewo o 200 kroków, wydłużenie działało przez ustawianą wartość parametru $1, następowała przerwa kilku sekund i ponownie ruch w tę samą stronę, całą procedurę powtarzał tak, aby oś pokonała odległość kilkunastu cm. Następnie wykonywał ruch w prawą stronę o liczbę kroków równą sumie wcześniej wykonanych kroków i sprawdzał czy oś znajduje się dokładnie w pozycji startowej, tzn. czy nie doszło do zgubienia kroków. Im dłuższe czasy podawania, tym mniej gubionych jest kroków.

$2 (Step port invert, mask). Odwrócenie logiki sygnałów sterującej krokami – logika sygnału Step sterownika silnika krokowego. Domyślnym sygnałem nakazującym dla sterownika wykonanie przez silnik krokowy ruchu jest logiczna 1, sygnałem „spoczynkowym" logiczne 0. Czas trwania kroku zależy od wartości parametru $0. Ustawienie te może być przydatne w przypadku niektórych sterowników silników krokowych, wymagana jest analiza karty katalogowej sterownika silnika krokowego. W przypadku sterowników DRV8255, A4988 nie ma konieczności modyfikowania nastaw tego parametru. Logikę sygnałów sterujących silnikami każdej osi możemy ustawić niezależnie od siebie, posługując się tabelą 1.

$3 (Direction port invert, mask). Odwrócenie kierunku obrotów silnika – sterowanie sygnałem sterownia silnika krokowego Dir. Domyślnie Grbl zakłada, że osie poruszają się w kierunku dodatnim, gdy sygnał sterujący kierunkiem obrotu silnika krokowego osi ma stan niski i w kierunku ujemnym, gdy stan logiczny sterującym kierunkiem obrotu ma stan wysoki. Podłączając nieznany silnik krokowy nie wiemy, w którym kierunku będzie się obracać silnik o nieznanej konfiguracji cewek (nie wiemy, które z cewek są cewkami A i B i które wyprowadzenie jest początkiem, a które końcem cewki) potrafimy jedynie określić pary cewek. Ustawiając wartość tego parametru analogicznie jak dla parametru $2 jesteśmy w stanie uzyskać zawsze pożądany kierunek przesuwu osi frezarki.

$4 (Step enable invert, boolean). Logika pinu Enable zezwalającego na obrót silnika krokowego. Domyślnie dla układów DRV8255 i A4988 wartość tego parametru powinna wynosić 0. W przypadku innych sterowników stan logiczny tego sygnału należy odczytać z karty katalogowej zastosowanego sterownika silnika krokowego. Po zmianie wartości tego parametru należy zresetować sterownik.

$5 (Limit pins invert, boolean). Określa stan aktywny włącznika krańcowego. Domyślnie wejścia przystosowane są do obsługi włączników normalnie otwartych – ustawione są w stan wysoki za pomocą oporników podciągających, podłączonych do plusa zasilania w mikroprocesorze. Zadziałanie włącznika krańcowego powoduje pojawienie się logicznego 0. Aby aktywnym stanem sygnalizującym działanie włącznika krańcowego był stan wysoki, wartość tego parametru ustaw na 1, w tym wypadku należy zastosować rezystory

Tabela 1.

Wartość parametru	Odwrócenie logiki sygnałów sterujących osią X	Odwrócenie logiki sygnałów sterujących osią Y	Odwrócenie logiki sygnałów sterujących osią Z
0	Nie	Nie	Nie
1	Tak	Nie	Nie
2	Nie	Tak	Nie
3	Tak	Tak	Nie
4	Nie	Nie	Tak
5	Tak	Nie	Tak
6	Nie	Tak	Tak
7	Tak	Tak	Tak

eprasa.pl 02fed92324

podciągające do masy. Po zmianie wartości parametru zresetuj sterownik.

$6 (Probe pin invert, boolean). Określa stan aktywny dla czujnika położenia przedmiotu, wysokości zamocowania narzędzia. Działanie i logika analogiczna jak dla parametru $5.

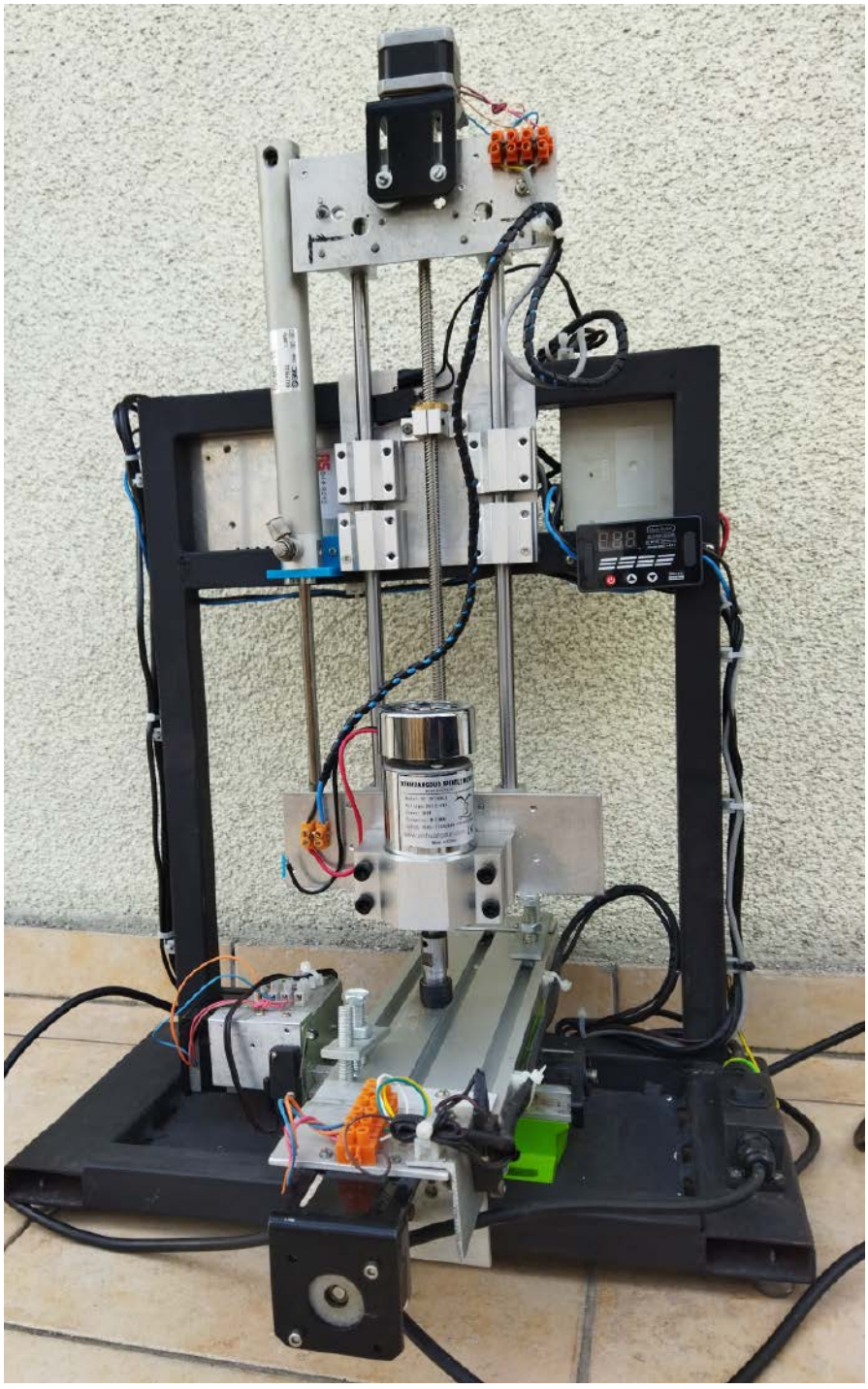
$10 (Status report, mask). Działanie tego parametru uległo zmianie w wersji 1.1 Grbl w porównaniu do wcześniejszych wersji programu. Wartość tego parametru określa, jakie dane Grbl w czasie rzeczywistym zgłasza on użytkownikowi, gdy wyślemy do niego znak „?" Dane obejmują bieżący stan urządzenia, pozycję, szybkość posuwu, stany pinów, bieżące wartości i nadpisania, stany buforów oraz aktualnie wykonywany numer G-kodu (jeśli funkcja ta jest włączona podczas kompilacji). Wiele danych jest ukrytych i pojawią się tylko wtedy, gdy się zmienią. Przyjęte rozwiązanie znacznie zwiększa wydajność w porównaniu ze starym stylem raportowania i pozwala uzyskać szybciej informacje o statusie urządzenia. Opcja mająca w zasadzie znaczenie dla programistów i entuzjastów.

$11 – (Junction deviation, mm) Parametr używany do wyliczania prędkości posuwów osi w czasie pokonywania zakrętów, np. jeśli ścieżka G-kodu ma ostry zakręt, a maszyna porusza się z pełną prędkością, może dojść do gubienia kroków. Ustawienie to określa jak bardzo maszyna musi zwolnić, aby bezpiecznie pokonać zakręt bez utraty kroków. Sposób obliczania tego parametru jest dość złożony. Większe wartości tego parametru umożliwiają szybsze pokonywanie zakrętów, zwiększając jednocześnie ryzyko utraty kroków a tym samym pozycji osi. Niższe wartości sprawiają, że algorytm przyspieszenia jest bardziej „ostrożny", kosztem wolniejszego pokonywania zakrętów, ale zmniejsza ryzyko gubienia kroków.

$12 (Arc tolerance, mm) Tolerancja łuku. Grbl tworzy łuki, okręgi, spirale dzieląc je na krótkie odcinki linii, tak aby dokładność odcinka służąca do przybliżenia łuku nigdy nie była wyższa od wartości tego parametru. Domyślna wartość parametru S12 równa 0,002 mm jest poza zasięgiem większości maszyn CNC. Niższe wartości zapewniają większą precyzję odtwarzania łuków, ale mogą prowadzić do problemów z wydajnością przez przeciążenie Grbl wykonaniem zbyt wielu małych odcinków. Wyższe wartości dają mniejszą precyzję odtwarzania, ale przyśpieszają frezowanie odcinków nie będących liniami prostymi.

$13 (Report inches, boolean). Jednostka długości używana przez program: 0 dla mm (wartość domyślna) 1 dla cali.

$20 (Soft limits, boolean). Krańcówka „programowa". Funkcja aktywowana ustawieniem



wartości parametru na 1. Są dwa typy ograniczeń ruchów osi „miękki" (programowy) i „twardy", wynikający z odczytu stanu wyłącznika krańcowego. Krańcówka programowa sprawdza czy wartość wysłana w kodzie sterującym frezarką nie przekroczyła dopuszczalnego zakresu ruchu osi wynikającej z konstrukcji frezarki i określonej za pomocą parametrów $130, $131, $132. Gdy wysłany kod sterujący pracą frezarki spowoduje przekroczenie zakresu dopuszczalnego ruchu dla danej osi, posuw osi zostanie zatrzymany, podawanie chłodziwa zostanie wyłączone, wrzeciono zatrzymane a sterownik wystawi stan alarmowy. Funkcję tę aktywuje się ustawiając wartość parametru $20 na 1, zaś deaktywuje ustawiając 0. Autor zaleca tę funkcję zawsze aktywować.

$21 (Hard limits, boolean). Ograniczenie wynikające z odczytania stanu fizycznego wyłączników krańcowych. Zadziałanie krańcówki podczas frezowania powoduje, że posuw osi zostanie zatrzymany, podawanie chłodziwa zostanie wyłączone, wrzeciono zatrzymane a sterownik wystawi stan alarmowy. Po zadziałaniu wyłącznika krańcowego należy zresetować fizycznie sterownik Grbl przyciskiem Reset.

eprasa.pl 02fed92324

Funkcję aktywuje się ustawiając parametr $21=1, wyłącza ustawiając 0. W przypadku gdy chcemy mieć obsługę obu skrajnych pozycji osi przełączniki normalnie otwarte danej osi łączymy równolegle a normalnie zamknięte szeregowo jak to opisano wcześniej przy opisie krańcówek.

$22 (Homing cycle, boolean). Bazowanie. Opcja służąca do znajdowania pozycji początkowej maszyny na podstawie stanu krańcówek. Wymagane jest zainstalowanie krańcówek. Grbl zakłada, że pozycja bazowania jest położona w najdalszej pozycji osi oznaczanej jako +X, +Y, +Z. Pierwsza przemieszczana jest oś Z, aż do momentu wykrycia pozycji bazowej. Następnie, już równocześnie, osie Y i Z. W czasie bazowania zatrzymywane jest wykonywanie wszystkich instrukcji kodu G, chyba że blokada kodu jest wyłączona (**$x**). Funkcja powiązana jest z opcją opisaną parametrem $27.

$23 (Homing dir invert, mask). Maska określająca czy dany wyłącznik krańcowy (w przypadku użycia jednego włącznika krańcowego) znajduje się po przeciwnej stronie osi czyli w pozycjach –X, –Y, –Z – patrz tabela 1.

$24 (Homing feed, mm/min.). Prędkość posuwu osi podczas precyzyjnego naprowadzania na pozycję bazową. Umożliwia dokładne znalezienie punktu bazowego dzięki wolnej prędkości posuwu. Wartość tego parametru musi być mniejsza niż parametru $25.

$25 (Homing seek, mm/min.). Prędkość posuwu osi podczas zgrubnego naprowadzania na pozycję bazową. Należy ustawić taką szybkość, która nie spowoduje, że dochodząca do końca oś zatrzyma się po zadziałaniu krańcówki, ale nie dojdzie do osiągnięcia maksymalnego położenia osi wynikającej z jej konstrukcji mechanicznej.

$26 (Homing debounce, milliseconds). Czas potrzebny na ustanie drgania styków czujnika krańcowego. Programowe rozwiązanie pozwalające wyeliminować wpływ drgania styków. Zalecane jest łączenie tego rozwiązania z odpowiednim filtrowaniem sygnałów styków na drodze elektronicznej. Prawidłowo dobrana wartość tego parametru pozwala precyzyjnie wykonywać bazowanie. W większości wypadków czas trwania tego parametru należy ustawić na wartość od 5 do 25 ms.

$27 (Homing pull-off, mm) – cofnięcie osi po osiągnięciu pozycji bazowej o wartość x mm. Gdy układ zdekoduje pozycję bazową za pomocą przełączników krańcowych, cofa się o wartość parametru $27. Zapobiega to przypadkowemu zdekodowaniu osiągnięcia pozycji krańcowej po zakończeniu bazowania – powoduje to dezaktywowanie przełącznika krańcowego.

$30 (Max spindle speed, RPM). Maksymalna prędkość obrotowa wrzeciona w obrotach na minutę. Maksymalnej prędkości obrotowej odpowiada wypełnienie na wyjściu PWM równe 100%. Wypełnienie na wyjściu PWM może zmieniać się skokowo co 1 w zakresie od 0 do 255. W pliku config.h możemy zmienić częstotliwość sygnału PWM, wymaga to jednak samodzielnych zmian w kodzie programu i jego kompilacji.

$31 (Min spindle speed, RPM). Minimalna prędkość obrotowa wrzeciona w obrotach na minutę. Odpowiada wartości wypełnienia równego 1. Dla wartości 0 wrzeciono jest wyłączone.

$32 (Laser mode, boolean) Włączenie trybu laserowego, powoduje ciągłą pracę lasera zależną tylko od stanu pinu PWM. We frezarce CNC, podczas zmiany prędkości obrotowej wrzeciona, ruch osi zostaje na chwilę wstrzymany natomiast w trybie laserowym osie pracują ciągle. Autor nie ponosi odpowiedzialności za działanie tej funkcji.

$100–$102 ([X,Y,Z] steps/mm). **$100** (parametr dla osi X); **$101** (parametr dla osi Y); **$102** (parametr dla osi Z). Liczba kroków, jakie musi wykonać silnik krokowy, aby przesunąć oś o 1 mm. Wartość tę możemy wyliczyć ze wzoru:

```
liczba kroków na mm = (liczba
kroków potrzebna na pełny obrót
* mikrokrok) / (liczba mm o jakie
przesunie się oś
na 1 obrót silnika)
```

gdzie:

- liczba kroków potrzebna na pełny obrót – liczba pełnych kroków wykonanych przez silnik krokowy by wykonać jeden pełny obrót osi silnika. Dla silników NEMA17, które autor wykorzystywał wartość ta zawsze równa była 200.
- mikrokrok – liczba mikrokroków (kroków) jaka jest potrzebna do wykonania jednego kroku silnika dla pracy pełnokrokowej. W przypadku pracy pełnokrokowej wartość ta będzie równa 1, w przypadku pracy półkrokowej 2 (potrzebujemy dwa półkroki by uzyskać pełny krok), w przypadku pracy ćwierćkrokowej 4 (potrzebujemy cztery ćwiećkroki by uzyskać pełny krok) itd.
- liczba mm o jakie przesunie się oś na 1 obrót silnika – dla gwintu M8 jeden pełny krok przesuwa oś o 1,25 mm.

Możemy wartość tego parametru wyznaczyć również doświadczalnie, przesuwając oś X (najdłuższa) w całym zakresie jej przesuwu niepowodującym jednak blokowania osi (np. 25 cm=250 mm) i sprawdzając ile kroków trzeba było wykonać by przesunąć oś. Liczbę kroków wyliczamy z proporcji x = liczba kroków potrzebna by przesunąć oś w całym zakresie/długość na jakiej przesunęła się oś w mm, gdzie x jest liczbą kroków potrzebnych by przesunąć oś na długości 1 mm.

$110–$112 ([X,Y,Z] Max rate, mm/min.). **$110** (parametr dla osi X); **$111** (parametr dla osi Y); **$112** (parametr dla osi Z). Maksymalna szybkość przemieszczania się osi w mm/min. Wartość tę wyznaczamy doświadczalnie dla każdej z osi. Wartość ta powinna być mniejsza o 20–30% względem wartości, przy której zaobserwujemy gubienie kroków. Ustawienie tego parametru wpływa na polecenie **$0**

$120–$122 ([X,Y,Z] Acceleration, mm/s^2). **$120** (parametr dla osi X); **$121** (parametr dla osi Y); **$122** (parametr dla osi Z). Wartość przyśpieszenia osi w mm/s^2. Domyślna wartość parametru 10 mm/s^2. Parametr ten określa jak szybko osiąga się zadaną wartość przesuwu osi. Wartość tę wyznaczamy doświadczalnie dla każdej z osi, ustawiając coraz to większe wartości parametru, aż do zatrzymania się osi. Następnie ustawiamy prędkość na mniejszą o 20 do 30% względem wartości uznanej za optymalną. Należy wartość tę przetestować, wykonując ruch na wszystkich osiach jednocześnie, gdyż często ruch jednej z osi wpływa na ruch pozostałych osi.

$130–$132 ([X,Y,Z] Max travel, mm). **$130** (parametr dla osi X); **$131** (parametr dla osi Y); **$132** (parametr dla osi Z). Maksymalny zakres przesuwu osi w mm, wartość domyślna 200 mm. Aby opcja ta działała, wymagana jest aktywacja (ustawienie na 1) parametrów $20 (aktywacja limitów pracy osi) i $22 (włączenie funkcji bazowania).

W następnym odcinku (ze względu na sezon urlopowy, artykuł ukarze się dopiero w numerze wrześniowym), znając już przeznaczenie poszczególnych parametrów $, skonfigurujemy naszą frezarkę. Na zakończenie artykułu autor chciałby podziękować Waldkowi 3Z6AEF za uwagi do tego tekstu. ■

Jerzy Wilczewski
Rafał Orodziński
sq4avs@gmail.com

REKLAMA

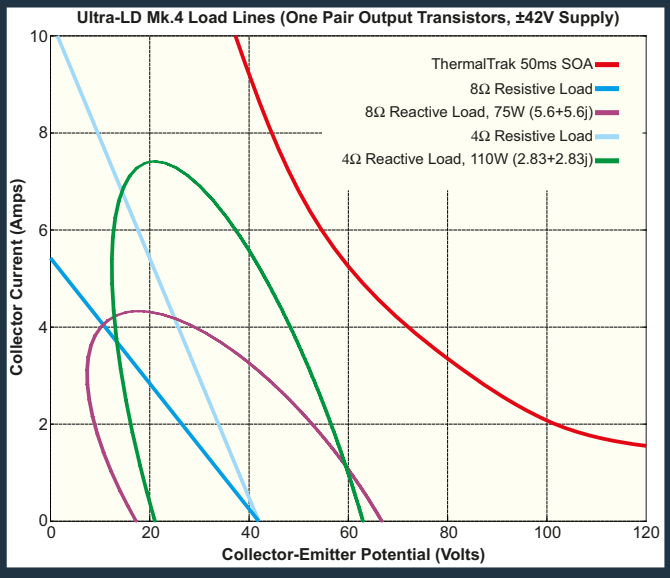


eprasa.pl 02fed92324

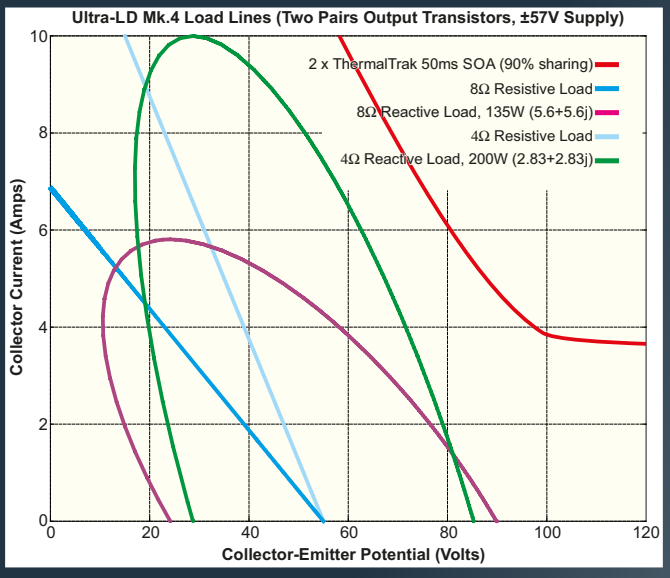
Szablony do produkcji PCB i gotowe płytki PCB dostępne są na stronie: https://bit.ly/39smzvf
Materiały dodatkowe są również dostępne na stronie edw.elportal.pl: https://bit.ly/3tI43ph

Wzmacniacz mocy Ultra-LD 200 W RMS, część 3

W poprzedniej części opisaliśmy, jak zbudować nowy moduł wzmacniacza Ultra-LD Mk.4 o doskonałych parametrach. W tym artykule przedstawiamy wersję o mniejszej mocy, o takim samym ultraniskim poziomie zniekształceń i stosunku sygnału do szumu. Zajmiemy się także budową zasilacza oraz testowaniem i konfiguracją obu wersji modułu.



Rysunek 11. Wykresy w kolorach niebieskim, zielonym i fioletowym przedstawiają krzywe prądów/napięć dla obciążeń rezystancyjnych i reaktancyjnych o impedancjach 8-omowej i 4-omowej, zasilanych sinusoidą o mocy odpowiednio 75 W i 110 W. Napięcia są obliczane dla szyn zasilających ±42 V z nieskończenie dużą baterią kondensatorów. Czerwona krzywa to obszar bezpiecznej pracy 50 ms dla tranzystorów wyjściowych ThermalTrak NJL3281D i NJL1302D. Wynika z tego, że tranzystory nie powinny ulec uszkodzeniu przy zasilaniu takich obciążeń sygnałem przemiennym o częstotliwości audio.



Rysunek 12. Te same krzywe obciążenia i krzywe bezpiecznego obszaru pracy co na rysunku 11, ale tym razem dla zasilania ±57 V i pełnej mocy znamionowej 135 W przy 8 Ω i 200 W przy 4 Ω. Znajdują się one w bezpiecznym obszarze pracy, który został przesunięty w górę w pionie, aby uwzględnić fakt, że w wersji wzmacniacza o pełnej mocy tranzystory wyjściowe są stosowane parami.

Jeśli zamierzamy używać Ultra-LD Mk.4 z wysokoefektywnymi kolumnami, takimi jak nasze konstrukcje Majestic, Senator lub analogicznymi, to uzyskamy moc 135 W przy 8 Ω, co znacząco przekracza poziom głośności potrzebny do odsłuchu w domu. Aby zaoszczędzić trochę czasu i pieniędzy, można zbudować wersję o mocy, która zapewnia do 75 W przy obciążeniu 8-omowym i 110 W przy obciążeniu 4-omowym, przy czym moc muzyczna wynosi około 85 W przy 8 omach i 140 W przy 4 omach.

Charakterystyki zniekształceń i szumów są bardzo podobne do modułu pełnej mocy. Dla wielu osób wersja o mniejszej mocy będzie miała moc i osiągi, jakie są im potrzebne.

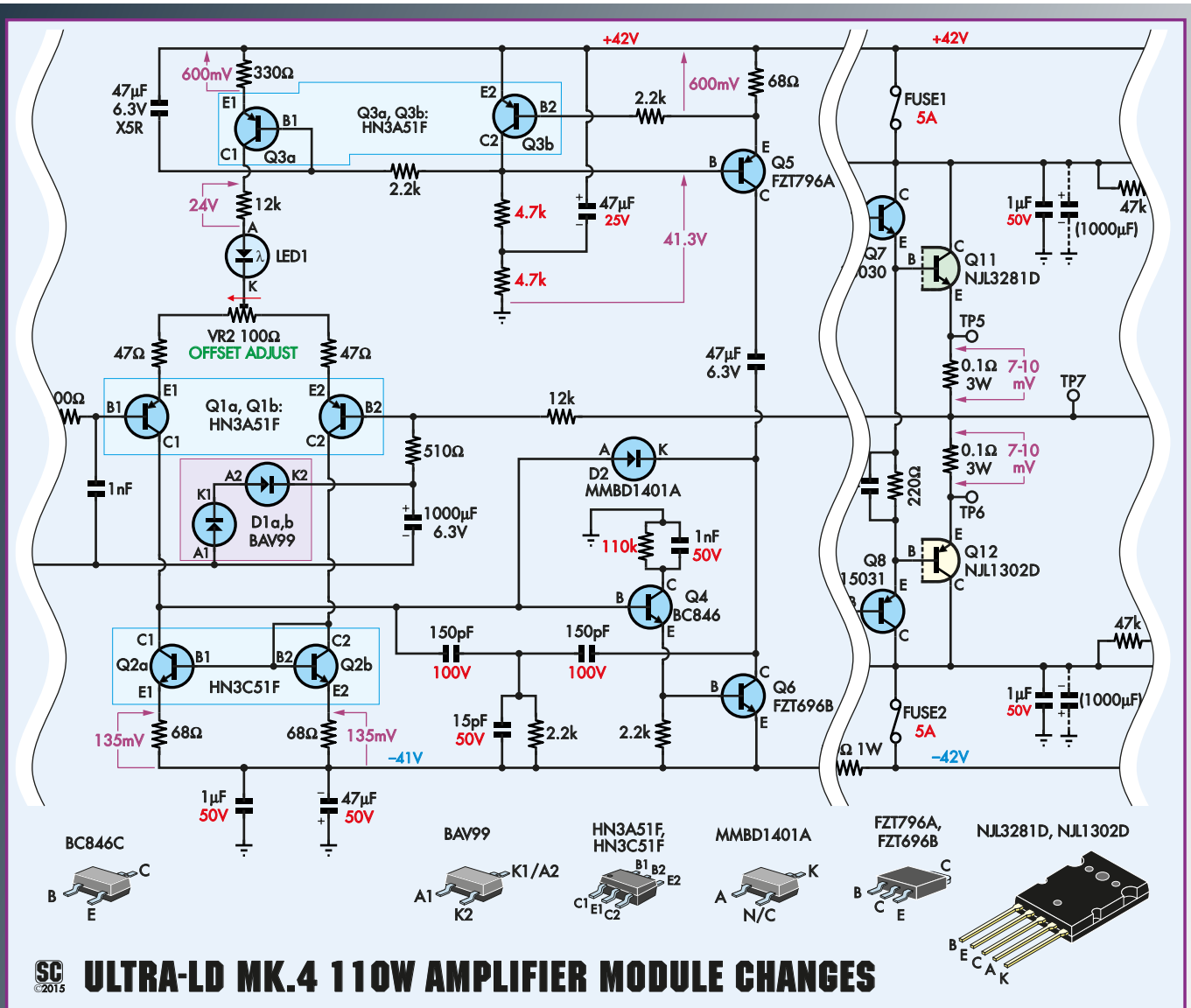
W rzeczywistości różnica mocy między obiema wersjami mocy tego wzmacniacza wynosi tylko 2,4 dB. Większość osób nigdy nie zauważy tej różnicy!

Główna oszczędność kosztów w przypadku modułu o mniejszej mocy dotyczy transformatora, ponieważ zastosowano transformator toroidalny o mocy 160 VA zamiast transformatora o mocy 300 VA w wersji o większej mocy. Oszczędza się także na kosztach dwóch tranzystorów mocy na moduł, można zastosować mniejszy (a więc tańszy) radiator i pominąć kilka innych elementów pasywnych.

Na rysunku 11 pokazano krzywe obciążenia rezystancyjnego i reaktywnego (tzn. symulację głośnika) dla mocy 75 W przy 8 Ω i 110 W przy 4 Ω w porównaniu z bezpiecznym obszarem pracy (SOA) jednej pary tranzystorów wyjściowych ThermalTrak. Jak widać, margines bezpieczeństwa jest wystarczający. Bezpieczny obszar dla przeciążenia trwającego 50 ms został wybrany na podstawie typowej minimalnej częstotliwości roboczej wynoszącej 20 Hz, chociaż biorąc pod uwagę, że ograniczenie dotyczy głównie wartości szczytowych, jest ono wystarczające nawet w przypadku sygnałów o niższej częstotliwości (infradźwięków), o ile występują one w nagraniu.

Porównajmy to z rysunkiem 12, na którym pokazano te same krzywe dla modułu wykorzystującego dwie pary tranzystorów wyjściowych przy pełnej mocy znamionowej 135 W przy obciążeniu 8-omowym i 200 W przy obciążeniu 4-omowym.

eprasa.pl 02fed92324



Rysunek 13. Ten schemat pokazuje zmiany w układzie dla wersji wzmacniacza o mniejszej mocy, w porównaniu z układem o pełnej mocy pokazanym w pierwszej części artykułu. Różnice w wartościach napięć i wartościach znamionowych komponentów są zaznaczone na czerwono. Główne zmiany to usunięcie jednej pary tranzystorów wyjściowych, zmiana wartości rezystora sprzężenia zwrotnego, bezpieczniki o mniejszym prądzie, rezystor ograniczający prąd dla Q4/Q6 o zmniejszonej wartości oraz niższe napięcia znamionowe wielu kondensatorów.

Zmiany w układach i płytkach drukowanych

Zmiany w układzie są zaznaczone na rysunku 13 kolorem czerwonym. Najbardziej oczywistą zmianą jest pominięcie jednej pary tranzystorów wyjściowych i związanych z nimi rezystorów emiterowych.

W naszym prototypie zdecydowaliśmy się pominąć zewnętrzną parę, głównie dlatego, że pozwala to na zastosowanie mniejszego radiatora.

Transformator sieciowy zmienia się z typu 40 V-0-40 V 300 VA na typ 30 V-0-30 V 160 VA, tworząc symetryczne zasilanie o napięciu nominalnym ±42 V. Niższe napięcia zasilania oznaczają, że wiele użytych kondensatorów może być na niższe napięcia.

Należy zmienić kilka innych wartości elementów w module wzmacniacza. Dwa szeregowe rezystory 6,2 kΩ w kolektorze Q3b przyjmują wartość po 4,7 kΩ, aby utrzymać ten sam prąd pracy.

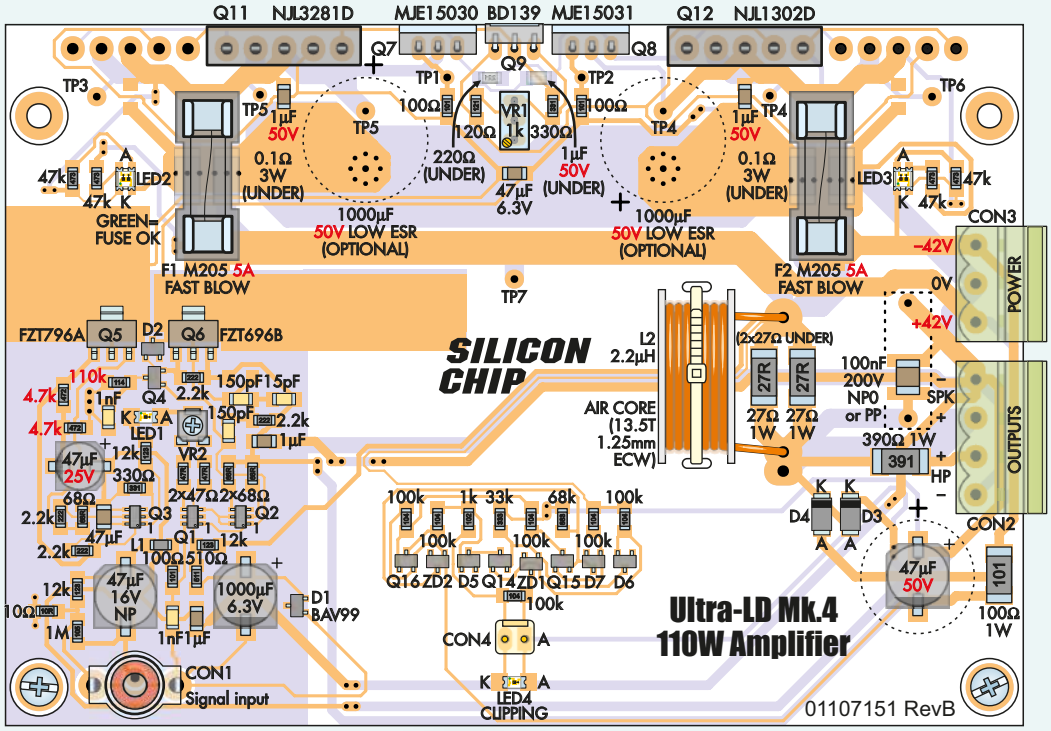
Co ważne, rezystor ograniczający prąd 150 kΩ dla układu VAS (Q4/Q6) należy zmniejszyć do wartości 110 kΩ, aby zapewnić wystarczający prąd dla Q6 do wprowadzenia go w stan przewodzenia, a jednocześnie zabezpieczyć go przed spaleniem w wypadku awarii. Zmniejszyliśmy też nieco wartości znamionowe bezpieczników, ponieważ urządzenie będzie pobierać mniejszy prąd z zasilacza, a wiele kondensatorów ma napięcie znamionowe 50 V (zamiast 63 V/100 V) lub 100 V (zamiast 200 V).

Konstrukcja

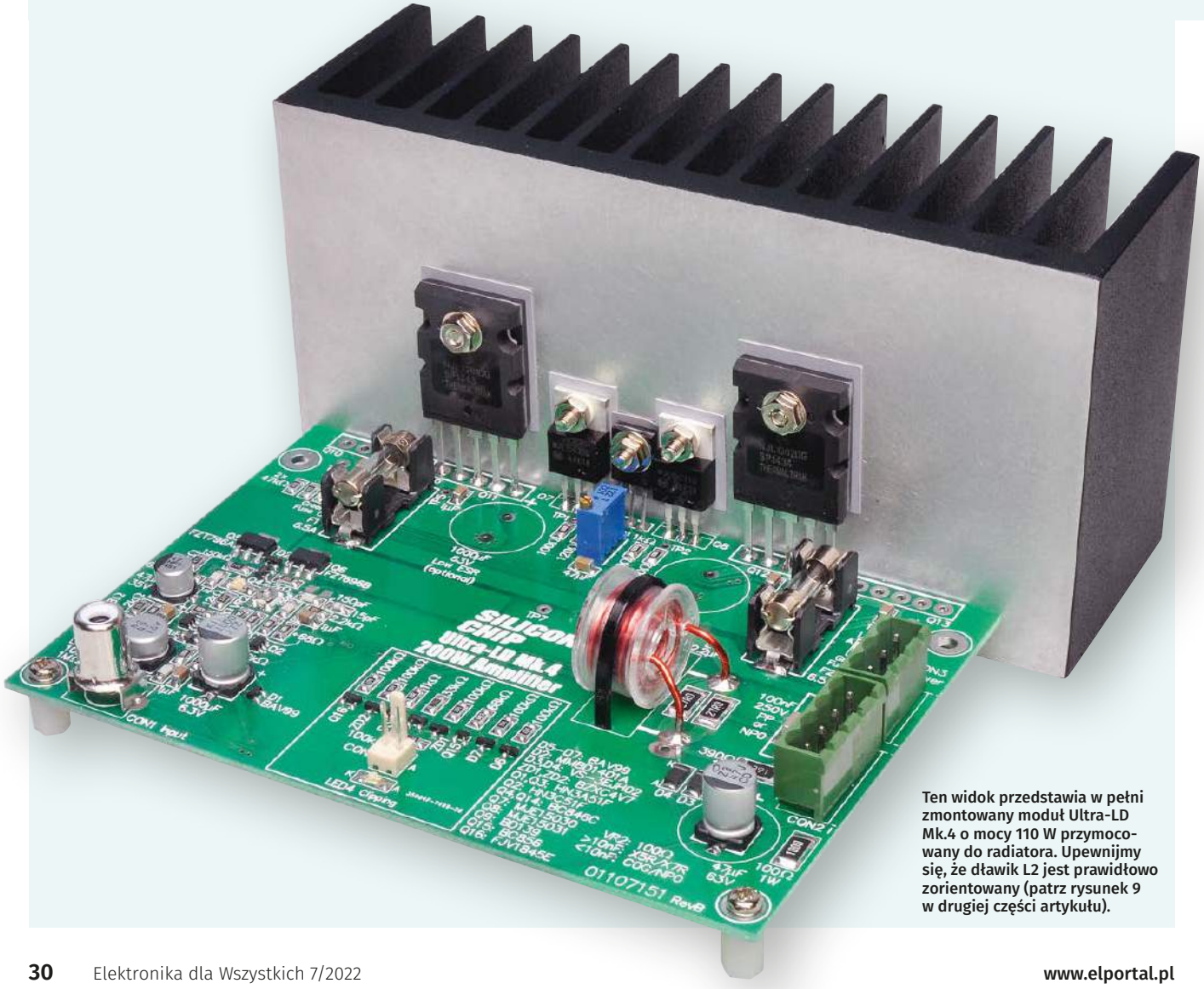
Konstrukcja jest taka sama jak w przypadku modułu pełnej mocy przedstawionego w zeszłym miesiącu, z wyjątkiem wyżej wymienionych zmian. Jako wskazówkę wykorzystajmy schematy montażowe pokazane na rysunkach 14 i 15. Podobnie jak na schematach elektrycznych, zmiany są zaznaczone na czerwono, ale należy też zauważyć, że dwa z czterech tranzystorów wyjściowych oraz związane z nimi rezystory emiterowe i kondensatory bocznikujące zostały całkowicie pominięte.

Zwróćmy uwagę, że gdy płytka drukowana jest zamontowana na mniejszym radiatorze, nie jest wyśrodkowana, lecz przesunięta w lewo. Zostało to zrobione tak, aby śruby mocujące tranzystory mieściły się

eprasa.pl 02fed92324

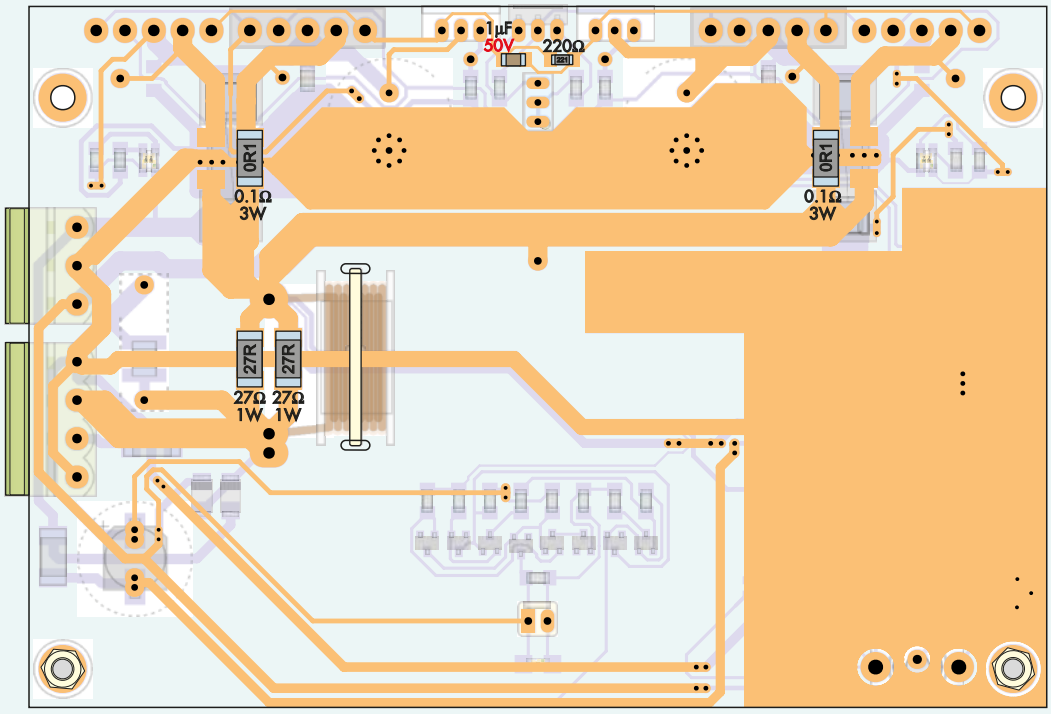


Rysunek 14. Wykorzystajmy ten schemat montażowy, wraz z instrukcjami z poprzedniej części artykułu, do zbudowania wzmacniacza w wersji o mniejszej mocy. Zmienione wartości komponentów są zaznaczone na czerwono. W razie potrzeby można oczywiście użyć kondensatorów o oryginalnych (wyższych) wartościach znamionowych napięcia. Jedyne elementy, które pozostały poza górną stroną płytki, to zewnętrzna para tranzystorów Q11 i Q12.



Ten widok przedstawia w pełni zmontowany moduł Ultra-LD Mk.4 o mocy 110 W przymocowany do radiatora. Upewnijmy się, że dławik L2 jest prawidłowo zorientowany (patrz rysunek 9 w drugiej części artykułu).

eprasa.pl 02fed92324



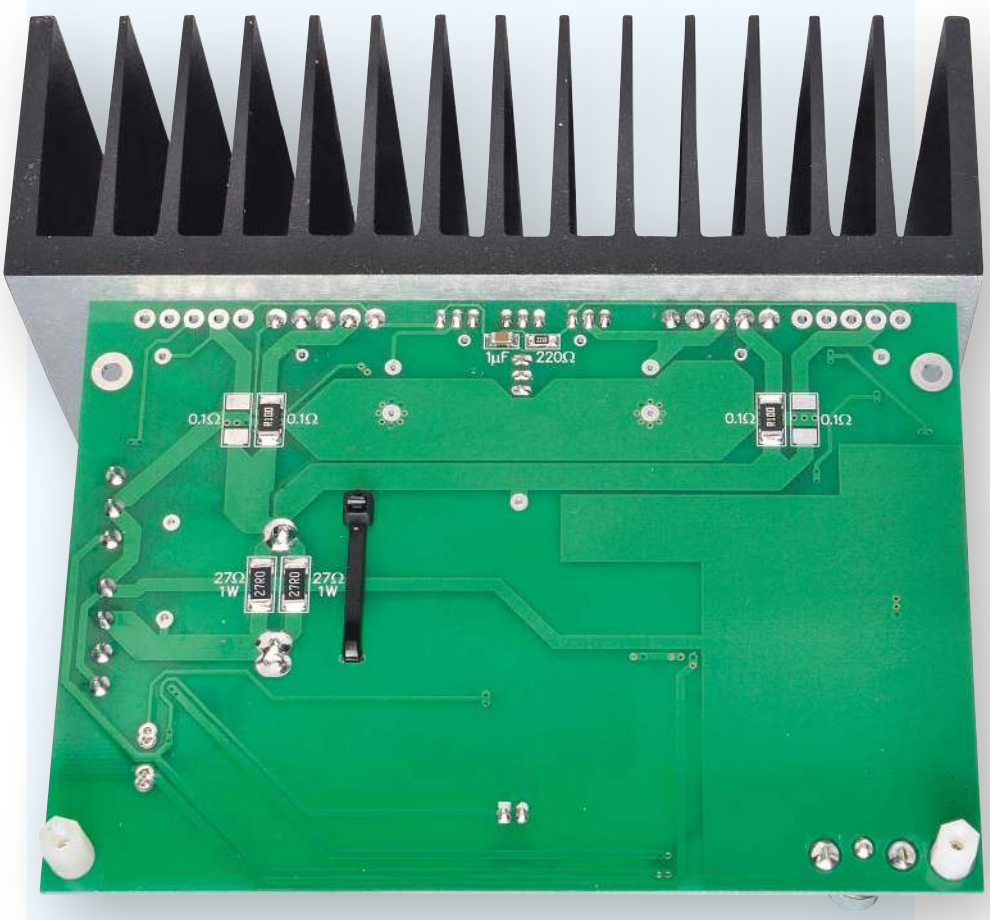
Rysunek 15. Jedyne zmiany elementów na dolnej stronie płytki drukowanej w wersji o mniejszej mocy to pominięcie dwóch rezystorów emiterowych 0,1 Ω oraz obniżenie napięcia znamionowego kondensatora 1 µF.

między żebrami radiatora. Jeśli chcemy, aby płytka drukowana była zamontowana dokładnie na środku radiatora, poszczególne gwintowane otwory na śruby M3 o głębokości równej długości tych śrub nie muszą być przelotowe. Schemat wierceń radiatora pokazano na rysunku 17.

Zasilanie

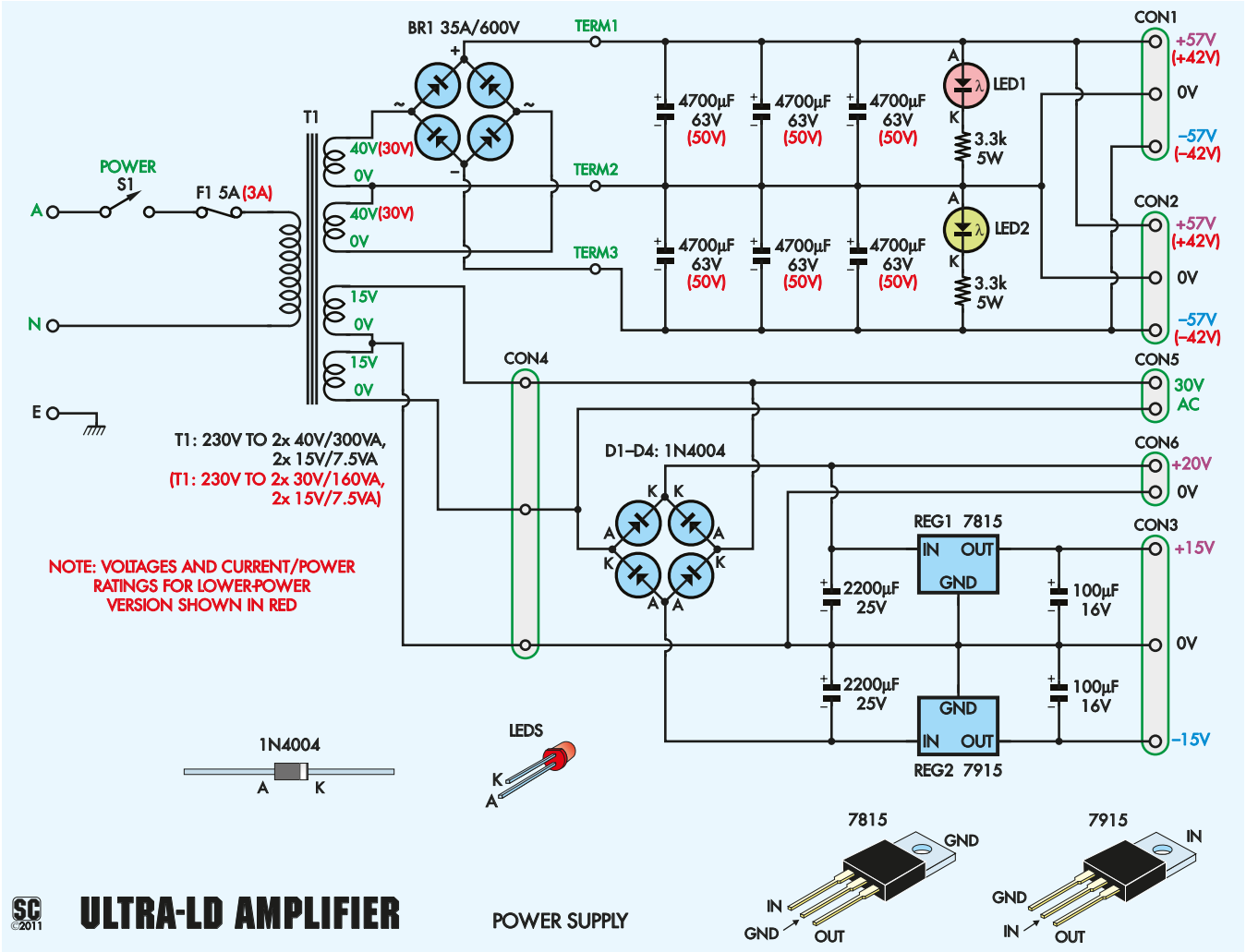
Kompletny schemat układu zasilacza jest pokazany na rysunku 16. Nadaje się do sterowania jednym lub dwoma modułami z typowymi źródłami sygnału, takimi jak odtwarzacz CD, tuner FM/DAB itp. Maksymalna ciągła moc wyjściowa będzie niższa niż podano w specyfikacji, jeśli dwa moduły będą zasilane z jednego zasilacza, ale w przypadku normalnej eksploatacji będzie więcej niż wystarczająca. Moc muzyczna spadnie tylko nieznacznie, gdy dwa moduły będą zasilane z tego samego źródła.

Zasilacz urządzenia Ultra-LD Mk.4 jest zasadniczo identyczny z zasilaczem stosowanym w wersjach Mk.2 i Mk.3. W wersji o mniejszej mocy występują inne napięcia, które w poniższym tekście są zaznaczone w nawiasach kwadratowych. Zasilacz ma toroidalny transformator sieciowy (T1) z dwoma uzwojeniami 40 V [30 V] i dwoma uzwojeniami 15 V. Oba uzwojenia o napięciu 40 V [30 V] są połączone szeregowo, dając napięcie 80 V [60 VAC] ze środkowym odczepem zasilające mostek prostowniczy BR1. Ten z kolei ładuje sześć kondensatorów elektrolitycznych



W wersji 110 W na spodniej stronie płytki drukowanej znajduje się sześć elementów – pięć rezystorów SMD i jeden kondensator SMD. Należy pamiętać, że dwa rezystory 0,1 Ω muszą mieć moc znamionową 3 W, a rezystory 27 Ω – 1 W. Rezystor 220 Ω w górnej części płytki (obok radiatora) ma moc znamionową 0,5 W i jest typu cienkowarstwowego.

eprasa.pl 02fed92324

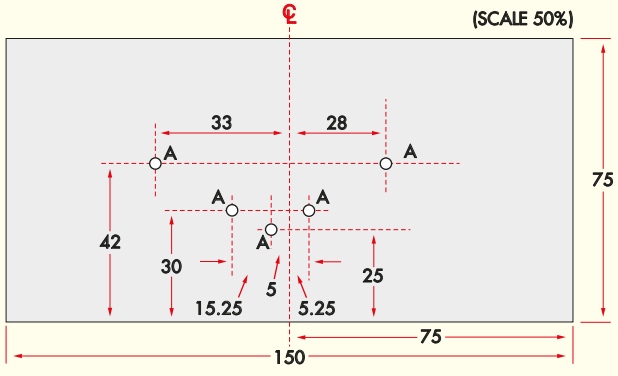


Rysunek 16. Układ zasilający Ultra-LD Mk.4 jest identyczny z układem stosowanym w Ultra-LD Mk.3. Zmiany konieczne do wprowadzenia w wersji o mniejszej mocy są zaznaczone na czerwono. Wyłącznik zasilania S1, bezpiecznik F1, transformator T1 i mostek prostowniczy BR1 są zamontowane na obudowie, a pozostałe elementy na płytce drukowanej zasilacza.

4700 µF 63 V [50 V] (tj. po 14100 µF dla szyn „+" i „–"), które zapewniają symetryczne napięcie ±57 V [±42 V] (nominalnie) do zasilania wzmacniacza.

Dwie diody LED (zielona i żółta) są połączone szeregowo z rezystorami ograniczającymi prąd 3,3 kΩ 5 W i podłączone do zasilania ±57 V [±42 V]. Służą one dwóm celom: (1) sygnalizują obecność zasilania na szynach zasilających (lub jego brak) oraz (2) rozładowują kondensatory filtrujące po wyłączeniu zasilania (patrz tabelka ostrzegawcza).

Dwa uzwojenia 15 V są również połączone szeregowo, aby zapewnić napięcie 30 V AC ze środkowym odczepem. Zasilają one mostek prostowniczy D1-D4 i dwa kondensatory filtrujące 2200 µF w celu uzyskania linii o niestabilizowanym napięciu około ±20 V. Dalej znajdują się 3-końcówkowe stabilizatory REG1 i REG2 dostarczające stabilizowane symetryczne napięcie ±15 V do zasilania modułu przedwzmacniacza. Szyna +20 V jest również dostępna jako wyjście, podobnie jak wyjście 30 V AC. Szyna +20 V może być użyta do zasilania «Uniwersalnego modułu ochrony i wyciszania głośników» opisanego w numerze Silicon Chip z października 2011 r., natomiast wyjście 30 V AC jest podłączone do wejścia «AC Sense» tego modułu. To ostatnie wejście służy do szybkiego odłączania głośnika po wyłączeniu zasilania, co pozwala uniknąć trzasków przy wyłączaniu.

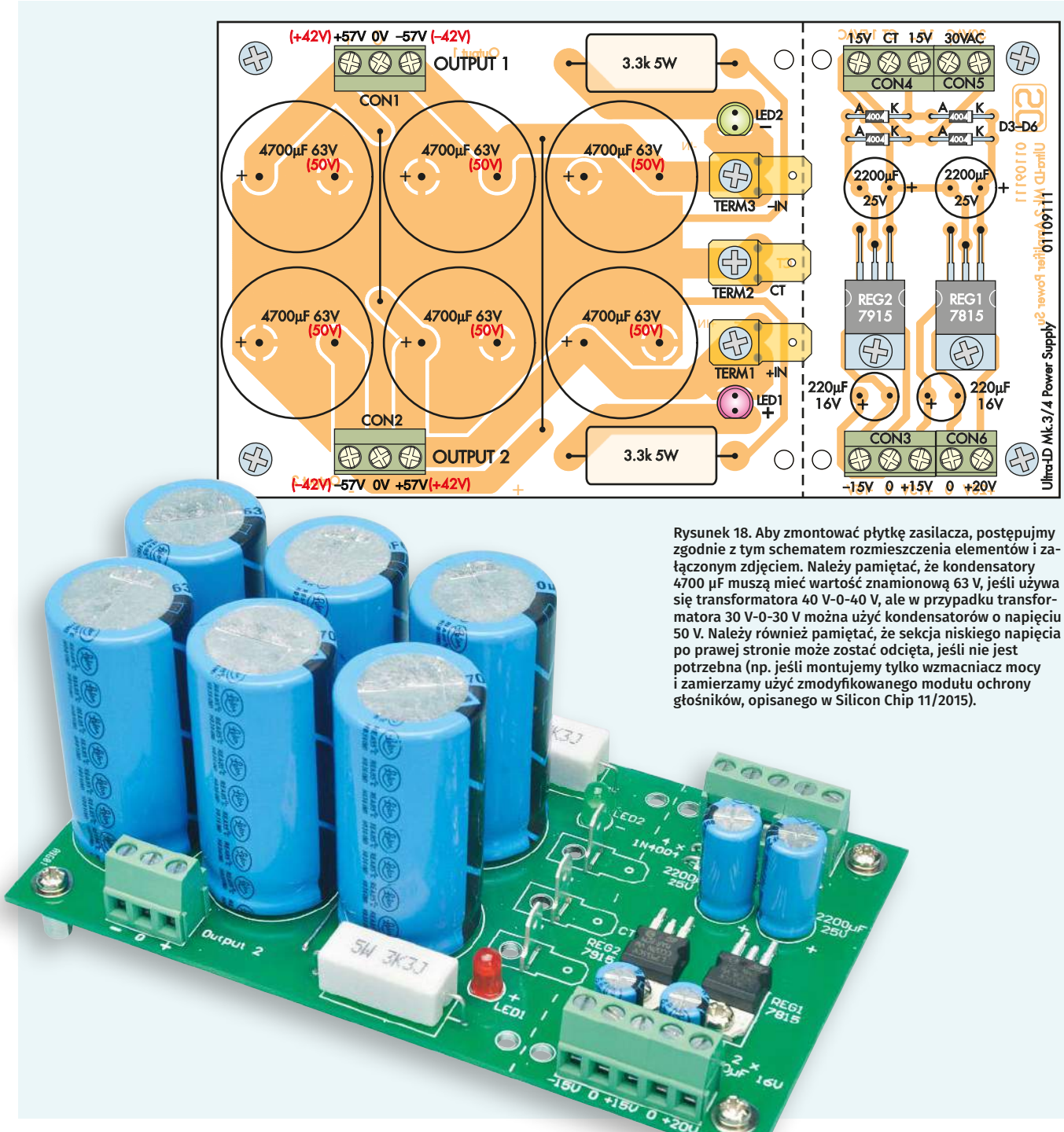


Rysunek 17. Szczegóły wiercenia otworów do montażu w radiatorze. Otwory można wywiercić i nagwintować (wiertłem 2,5 mm i gwintownikiem M3) lub wiercić otwory 3 mm i zamontować tranzystory za pomocą śrub M3, nakrętek i podkładek.

Zaktualizowana ochrona głośnika

W numerze Silicon Chip 11/2015 przedstawiamy zaktualizowaną wersję uniwersalnego układu ochrony głośników, przeznaczoną specjalnie do Ultra-LD Mk.4. Podobnie jak w przypadku modułu wzmacniacza, w module

eprasa.pl 02fed92324



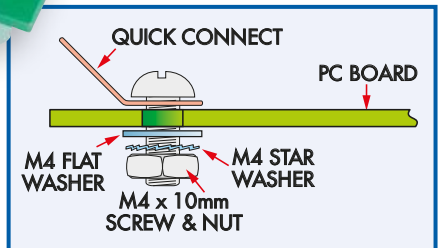
Rysunek 18. Aby zmontować płytkę zasilacza, postępujmy zgodnie z tym schematem rozmieszczenia elementów i załączonym zdjęciem. Należy pamiętać, że kondensatory 4700 µF muszą mieć wartość znamionową 63 V, jeśli używa się transformatora 40 V-0-40 V, ale w przypadku transformatora 30 V-0-30 V można użyć kondensatorów o napięciu 50 V. Należy również pamiętać, że sekcja niskiego napięcia po prawej stronie może zostać odcięta, jeśli nie jest potrzebna (np. jeśli montujemy tylko wzmacniacz mocy i zamierzamy użyć zmodyfikowanego modułu ochrony głośników, opisanego w Silicon Chip 11/2015).

tym zastosowano głównie elementy SMD i dodano szereg dodatkowych funkcji, takich jak LEDy, uproszczone okablowanie obudowy, termistory NTC ułatwiające monitorowanie temperatury, możliwość wysterowania wentylatora chłodzącego, gdy wzmacniacz osiągnie określoną temperaturę i wiele innych.

W przeciwieństwie do poprzedniej wersji, zmodernizowana ochrona głośników nie wymaga szyny +20 V. Może korzystać z tego samego wyjścia transformatora do wykrywania prądu przemiennego i do zasilania samego siebie. W rzeczywistości może on nawet pracować z tym samym uzwojeniem transformatora, z którego zasilane są moduły wzmacniacza, jeżeli transformator nie posiada wyjścia 30 V AC. Jeśli jednak chcemy, możemy nadal używać ochrony głośnika z października 2011 r. z urządzeniem Ultra-LD Mk.4.

Montaż zasilacza

Na rysunku 18 pokazano rozmieszczenie elementów na płytce drukowanej zasilacza, która jest oznaczona kodem 01109111. Płytkę drukowaną można zakupić w sklepie internetowym Silicon Chip.



Rysunek 19. Jeśli nie możemy dostać męskich konektorów płaskich 6,3 mm do druku lub wolimy użyć konektorów do montażu śrubami, oto jak przymocować je do płytki drukowanej. Płytka zasilacza umożliwia stosowanie obu typów konektorów.

eprasa.pl 02fed92324

Wykaz elementów:

Zmiany w wykazie elementów dla wersji 110 W
Należy dodać te elementy do wykazu elementów Ultra-LD z poprzedniej części artykułu
1× radiator z anodyzowanego na czarno aluminium, 150×75×46 mm (dł. × wys. × gł.)
2× szybkie bezpieczniki 5 A M20x5 (F1, F2)

Kondensatory (do dodania)
1× kondensator elektrolityczny 47 µF 50 V SMD (8 mm) lub przewlekany
1× kondensator elektrolityczny 47 µF 25 V SMD, średnica 6 mm
5× kondensator ceramiczny 1 µF 50 V X7R
2× kondensator ceramiczny 1 nF 50 V
2× kondensator ceramiczny 150 pF 100 V
1× kondensator ceramiczny 15 pF 50 V

Rezystory SMD (0,5 W 1% cienkowarstwowe, 3216/1206) (do dodania)
2× 4,7 kΩ lub 4,75 kΩ

Rezystory SMD (inne) (do dodania)
1× 110 kΩ 0,25 W 1% 3216/1206
Elementy do usunięcia z listy części Ultra-LD z poprzedniej części artykułu
1× radiator z anodyzowanego na czarno aluminium, 200×75×45 mm (dł. × wys. × gł.)
2× bezpieczniki 6,5 A M20×5 rurkowe (F1, F2)
2× silikonowe podkładki izolacyjne TO-264 lub TOP-3

Półprzewodniki (do usunięcia)
1× NJL3281D* tranzystor NPN ThermalTrak, TO264-5
1× NJL1302D* tranzystor PNP ThermalTrak, TO264-5

Kondensatory (do usunięcia)
1× kondensator elektrolityczny 47 µF 63 V SMD (8 mm) lub przewlekany
1× kondensator elektrolityczny 47 µF 35 V SMD, średnica 6 mm
7× kondensator ceramiczny 1 µF 100 V X7R
2× kondensator ceramiczny 1 nF 100 V
2× kondensator ceramiczny 150 pF 200 V
1× kondensator ceramiczny 15 pF 100 V

Rezystory SMD (0,5 W 1% cienkowarstwowe, 3216/1206) (do usunięcia)
2× 6,2 kΩ lub 6,49 kΩ

Rezystory (inne) (do usunięcia)
1× 150 kΩ 0,25 W 1% 3216/1206 SMD
2× 0,1 Ω 3 W 1% (metalizowany) 3216/1206 SMD

Rozpocznijmy montaż od wlutowania dwóch zworek pomiędzy kondensatorami po lewej stronie, używając ocynowanego drutu miedzianego o średnicy 0,71 mm lub 1 mm (średnica 1 mm jest lepsza, ale może być konieczne lekkie powiększenie otworów). Jeśli kupiliśmy płytkę drukowaną w Silicon Chip, będzie ona dwustronna, więc nie będzie konieczne wykonanie tej czynności.

Jeśli potrzebujemy tylko napięć do zasilania modułu mocy, możemy po prostu przeciąć płytkę drukowaną wzdłuż linii przerywanej i odrzucić niepotrzebny fragment. W takim przypadku należy pominąć instrukcje dotyczące instalacji elementów na tej części płytki. Można również zachować tę część płytki i zamontować ją oddzielnie, jeśli wymaga tego zastosowanie.

Zakładając, że chcemy korzystać z całego zasilacza, zamontujmy cztery diody 1N4004 (D1-D4), ustawiając je tak, jak pokazano na rysunku. Następnie zainstalujmy dwa trójkońcówkowe stabilizatory. Należy wygiąć ich wyprowadzenia w dół o 90°, tak aby pasowały do płytek drukowanych, a otwór montażowy na płytce był prawidłowo ustawiony. Przymocujmy każdy stabilizator do płytki za pomocą śruby M3×6 mm, podkładki sprężystej i nakrętki, uważając, aby nie pomylić dwóch różnych typów stabilizatorów. Po dokręceniu śrub przylutujmy przewody.

Następnie można wlutować LEDy. Są one umieszczone w jednej płaszczyźnie z płytką drukowaną, a ścięcia soczewek są zorientowane tak, jak pokazano na schemacie. Za nimi należy podłączyć dwa rezystory 3,3 kΩ 5 W. Powinny one być odsunięte od płytki o około 2 mm, aby umożliwić cyrkulację powietrza pod nimi w celu chłodzenia (podczas lutowania należy użyć kartonowej podkładki).

Dwa 5-stykowe złącza śrubowe są wykonane przez połączenie w jaskółczy ogon bloków 2- i 3-stykowych. Należy pamiętać, aby montować te zespoły tak, aby otwory na przewody były skierowane na zewnątrz krawędzi płytki drukowanej.

Następnie można podłączyć dwa trzystykowe bloki zacisków dla wyjść ±57 V (lub ±42 V). Alternatywnie, zamiast montować te bloki, można przylutować przewody zasilania prądu stałego bezpośrednio do płytek drukowanych, jeśli płytka będzie zamontowana tuż obok modułów wzmacniacza.

Następne są trzy męskie konektory płaskie 6,3 mm. Jeśli używamy konektorów do montażu na płytce drukowanej, po prostu wepchnijmy ich szpilki i przylutujmy je we właściwym miejscu. Podgrzanie zacisków, aby lut „chwycił", zajmie trochę czasu. Należy jednak uważać, aby nie przesadzić z ilością lutu, ponieważ może on „przeciec" przez otwór na część z wtykiem.

Jeśli zamiast nich używane są konektory płaskie z mocowaniem śrubowym wygięte pod kątem 45°, należy je mocno przykręcić za pomocą śrub M4, nakrętek i podkładek – patrz rysunek 19.

Na koniec zamontujmy kondensatory elektrolityczne, zaczynając od dwóch sztuk 220 µF, a kończąc na sześciu dużych 4700 µF. Upewnijmy się, że są one prawidłowo ustawione i przylegają do płytki drukowanej.

Jeśli montujemy wersję o niższej mocy, być może będzie trzeba wygiąć do zewnątrz wyprowadzenia kondensatorów 4700 µF, aby dopasować je do płytki (lub pozostać przy wersji 63 V). W tym przypadku warto również zastosować niewielką ilość neutralnego utwardzalnego uszczelniacza silikonowego wokół podstawy kondensatorów, aby nie były one podtrzymywane samymi wyprowadzeniami.

Okablowanie

Wtykowe złącza CON3 na modułach wzmacniaczy mocy sprawiają, że instalacja i demontaż okablowania są znacznie łatwiejsze niż wcześniej. Należy pamiętać, że ważne jest stosowanie najgrubszego przewodu, jaki można bez trudu włożyć do zacisków, oraz że przewody powinny być jak najkrótsze. Jest to szczególnie ważne, jeśli zrezygnowano z elektrolitycznych kondensatorów bocznikujących zasilanie w modułach wzmacniaczy.

Każdy zestaw trzech przewodów zasilających powinien tworzyć wiązkę przez skręcenie ich razem lub osłonięcie wiązki opaską termokurczliwą (najlepiej obydwoma tymi elementami). W przeciwnym razie prądy przepływające przez przewody zasilające mogą sprzęgać się z modułami wzmacniaczy i pogorszyć ich działanie.

Podczas wkładania przewodów do trzystykowego bloku zacisków należy zwrócić uwagę na prawidłową polaryzację. Na rysunku 20 pokazano biegunowość okablowania, dlatego należy się do niego dostosować.

Testy wstępne

Opracowaliśmy zmienioną procedurę włączania wzmacniacza za pierwszym razem, aby znacznie zmniejszyć prawdopodobieństwo uszkodzenia podzespołów w razie wystąpienia problemów. Polega to na wstępnym podłączeniu rezystorów zabezpieczających 68 Ω szeregowo z zasilaniem przed jego włączeniem.

Najłatwiejszym sposobem jest włożenie jednego z wyprowadzeń 2 rezystorów 68 Ω 5 W do każdego z dwóch zacisków na krańcach złącza zasilania wzmacniacza i dokręcenie śrub, a następnie przykręcenie w podobny sposób drugich końców do trójstykowej kostki połączeniowej. Do podłączenia uziemienia można użyć izolowanego drutu lub rezystora 0,1 Ω 5 W – rysunek 20.

Zaletą tego sposobu jest to, że można łatwo obliczyć prąd płynący przez rezystory,

eprasa.pl 02fed92324

monitorując napięcie na nich za pomocą multimetru cyfrowego. Jest również mało prawdopodobne, że nóżki się zewrą, pod warunkiem, że na początku zostaną one starannie ułożone.

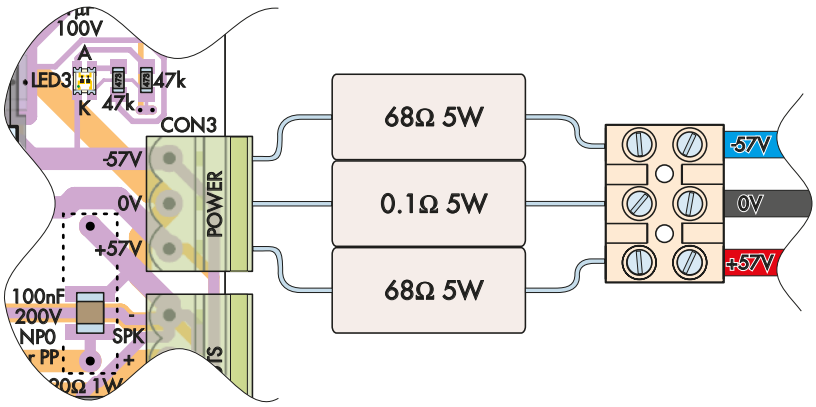
Druga strona kostki jest podłączona do symetrycznych wyjść ±57 V [±40 V] zasilacza. Zasilacz należy zmontować i okablować w uziemionej obudowie. Najprostszym rozwiązaniem jest wbudowanie zasilacza w obudowę, w której ma być umieszczony wzmacniacz końcowy, a następnie wyprowadzenie z niej bardzo długiego trójżyłowego przewodu do celów testowych.

Nie należy oszczędzać na tym rozwiązaniu. Należy upewnić się, że wszystkie przewody sieci elektrycznej są odpowiednio zaizolowane i zamocowane na czas testów. Po sprawdzeniu, że moduły są sprawne, można je zamontować w obudowie i zakończyć montaż wzmacniacza. Szczegółowe informacje na temat składania zasilacza znajdują się w dalszej części artykułu (pod nagłówkiem „Montaż obudowy").

Na razie przyjmiemy, że mamy już zasilacz (np. jeśli zmontowaliśmy poprzednią wersję wzmacniacza Ultra-LD). Jeśli tak, to już teraz zapoznajmy się z ostrzegawczą ramką **„Uwaga: Wysokie napięcie" na tej stronie. Zasilacz generuje wysokie napięcia przemienne i stałe, a wysokie napięcia stałe występują także na module wzmacniacza.**

Przed podłączeniem złącza zasilacza do gniazda CON3 na płytce wzmacniacza należy włączyć kompletny zasilacz i sprawdzić, czy napięcia na jego zaciskach wyjściowych są prawidłowe. Dokładne wartości napięcia stałego zależą od sieci zasilającej, ale powinno ono wynosić około 54–57 V w przypadku wersji o pełnej mocy lub 39–42 V w przypadku wersji o niskiej mocy. Należy szczególnie uważać, aby sprawdzić, czy polaryzacja jest prawidłowa. Przed podłączeniem modułu należy wyłączyć zasilanie i poczekać, aż zgasną LEDy na płytce zasilacza. Następnie należy podłączyć multimetr cyfrowy do pomiaru napięcia na każdym rezystorze zabezpieczającym za pomocą krokodylków. Jeśli nie mamy dwóch multimetrów cyfrowych, monitorujmy tylko jeden rezystor. Jeśli nie mamy krokodylków, po włączeniu zasilania będzie trzeba przytrzymać sondy ręcznie.

Teraz należy skręcić potencjometr nastawczy VR1 do końca w lewo i ustawić VR2 w położeniu środkowym za pomocą małego wkrętaka. Upewnijmy się, że bezpieczniki rurkowe F1 i F2 NIE zostały zamontowane, a następnie włączmy zasilanie i sprawdźmy LEDy na płytce oraz odczyty multimetru cyfrowego. Na płytce drukowanej wzmacniacza powinna zaświecić się dioda LED1 (niebieska) oraz diody LED2 i LED3 (czerwone). Dioda



Rysunek 20. Jest to najprostszy sposób podłączenia nowo skonstruowanego modułu wzmacniacza do zasilania i zapewnienia ograniczenia prądu, aby zminimalizować ryzyko uszkodzenia w przypadku awarii. Rezystory 68 Ω ograniczają przepływ prądu do 600–800 mA, w najgorszym przypadku. Rezystor 0,1 Ω został użyty tylko dla wygody; zamiast niego można użyć krótkiego odcinka izolowanego drutu. Najlepiej byłoby, gdyby na początku monitorować napięcie na obu rezystorach 68 Ω. Przewidywany pobór prądu dla nowego modułu z minimalnym ustawieniem polaryzacji stopnia wyjściowego wynosi mniej niż 20 mA, co daje mniej niż 1 V na każdym rezystorze bezpieczeństwa.

LED4 może początkowo migotać, ale nie powinna pozostawać włączona. Należy sprawdzić, czy na każdym rezystorze bezpieczeństwa można odczytać napięcie od 0,75 V do 3 V, a następnie sprawdź, czy oba odczyty mają zbliżoną wartość. Typowy odczyt wynosi nieco poniżej 1 V, jednak ponieważ stopień wyjściowy jest początkowo niedostatecznie spolaryzowany, może występować niewielka ilość nieszkodliwych oscylacji, co spowoduje większy początkowy pobór prądu.

Zauważmy, że jeśli zamontowaliśmy kondensatory bocznikujące 1000 µF, odczyt będzie znacznie wyższy podczas ich ładowania, zaczynając od prawie pełnego napięcia zasilania i spadając do poziomu poniżej 3 V po około sekundzie. Jeśli odczyt pozostaje wysoki, oznacza to, że coś jest nie tak. Należy więc wyłączyć urządzenie i sprawdzić, czy nie występują takie usterki, jak zwarcia, złe luty, nieprawidłowe rozmieszczenie lub pomieszanie elementów. Na przykład, jeżeli D3 i D4 zostały zamontowane odwrotnie, w kierunku przewodzenia, to przez rezystory testowe będzie przepływało praktycznie pełne napięcie zasilania.

Montowanie bezpieczników

Zakładając, że wszystko jest w porządku, wyłączmy zasilanie i poczekajmy, aż LEDy zgasną, co prawdopodobnie potrwa kilka minut. Po wykonaniu tych czynności należy włożyć bezpieczniki F1 i F2 do gniazd, a następnie ponownie włączyć zasilanie i sprawdzić wszystkie elementy. Tym razem diody LED2 i LED3 powinny się zaświecić na zielono, ale nic więcej nie powinno się zmienić. Jeśli tak się nie stanie, to stopień wyjściowy jest podejrzany, np. może być uszkodzona izolacja na jednej z podkładek izolacyjnych tranzystora wyjściowego.

Teraz można sprawdzić napięcie niezrównoważenia wyjścia, mierząc je między dwoma górnymi stykami (tzn. stykami wyjścia głośnikowego) złącza CON2. Powinno ono być mniejsze niż 25 mV, a zwykle wynosi około 10 mV. Uważajmy, aby nie zewrzeć obu styków! Teraz powoli obracajmy VR1 w prawo, obserwując napięcie na rezystorze zabezpieczającym. Na początku nie powinno się nic dziać, ale w końcu się ono podniesie. Oznacza to, że mnożnik VBE działa. Należy przestać obracać VR1.

Teraz obróćmy VR2 i ponownie sprawdźmy, czy zmienia się napięcie niezrównoważenia wyjścia. Teraz można je zbliżyć do 0 mV, ale ostateczną regulację trzeba będzie przeprowadzić później. Jeśli dysponujemy oscyloskopem (lub miernikiem zniekształceń) i generatorem sygnału, możemy podać

UWAGA: WYSOKIE NAPIĘCIE

W tym układzie występują wysokie napięcia stałe i zmienne. Transformator zasilający ma na wyjściu napięcie **80 VAC lub 60 VAC, a szyny zasilające wzmacniacza mają łączne napięcie 114 V lub 84 V prądu stałego**. NIE WOLNO dotykać żadnych części obwodów zasilacza ani wzmacniacza, gdy są one podłączone do zasilania, w przeciwnym razie może dojść do poważnego porażenia prądem.

LEDy na płytce zasilacza sygnalizują obecność zasilania. Jeśli się zapalą, płytki zasilacza i wzmacniacza mogą być potencjalnie niebezpieczne.

eprasa.pl 02fed92324

Użycie szpulki od maszyny do szycia do nawinięcia dławika

Czytelnicy z zagranicy mieli problemy ze znalezieniem źródła plastikowej szpulki używanej do nawijania dławika L2 o pojemności 2,2 µH, która jest częścią filtra wyjściowego. Nie można tu użyć przypadkowego dławika, ponieważ musi on mieć idealnie liniową charakterystykę w funkcji dużych zmian płynącego przezeń prądu, aby zapewnić dobre działanie.

Plastikowe szpulki dostarczane przez Jaycar lub Altronics mają średnicę wewnętrzną 13 mm, zewnętrzną 20 mm i szerokość 8 mm. Niestety, nie udało nam się znaleźć innych źródeł szpulek o takich samych wymiarach.

Na szczęście okazuje się, że popularny typ szpulki do maszyny do szycia ma bardzo podobne wymiary i chociaż zwykle są one wykonane ze stali (która nie byłaby odpowiednia), obecnie dostępne są również szpulki z tworzywa sztucznego. Wygląda na to, że są one wykonane z przezroczystego akrylu i mają nawet odpowiedniej wielkości otwory w odpowiednich miejscach, aby każdy koniec cewki mógł z nich wyjść!

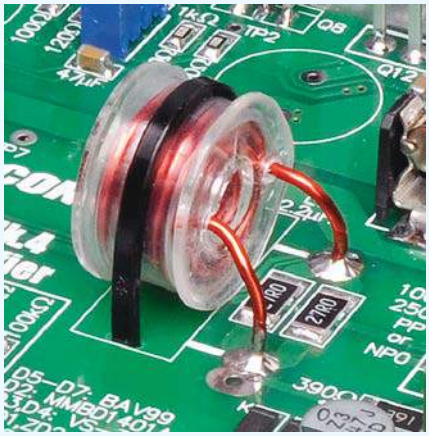
Szpulki te mają średnicę wewnętrzną 6 mm, średnicę zewnętrzną 20 mm i szerokość 9 mm. Są one przeznaczone do stosowania jako szpule do podawania nici w maszynach do szycia Singer (a więc i Łucznik), Janome, niektórych Brother i Elna – w zasadzie w każdej domowej maszynie do szycia.

Dla wygody możemy również dostarczyć jedną lub więcej takich szpulek wraz z płytkami drukowanymi dla Ultra-LD Mk4 – szczegóły na stronie internetowej Silicon Chip.

Na załączonej fotografii pokazano cewkę indukcyjną o indukcyjności 2,2 µH nawiniętą emaliowanym drutem miedzianym o średnicy 1,25 mm na jedną z takich szpulek od maszyny do szycia. Procedura jest podobna do tej opisanej w poprzednim artykule, z tą różnicą, że nawinęliśmy o cztery dodatkowe zwoje (czyli łącznie 17,5 zwojów), aby zrekompensować mniejszą średnicę wewnętrzną. Nasz miernik LCR (Red. patrz EdW numery 7, 8/2020 i 1/2021) potwierdził, że uzyskana indukcyjność jest bardzo zbliżona do indukcyjności zastosowanej w naszym prototypie, zbudowanym na szpulce pochodzącej z firmy Jaycar.

Jeśli używamy przyrządu do nawijania opisanego w poprzednim tekście, musimy zmniejszyć średnicę wrzeciona, aby zmieściła się w nim mniejsza szpulka. Może to być tak proste, jak rozwinięcie części taśmy elektrycznej owiniętej wokół śruby. Nawinęliśmy taśmę elektryczną na wkręt samogwintujący 6GA, aż do uzyskania średnicy ok. 6 mm, dzięki czemu wkręt dobrze pasował do środka szpulki.

Następnie z pewną trudnością udało nam się nawinąć drut (ze względu na większą krzywiznę wymaganą przez mniejszą średnicę wewnętrzną). Spróbujmy ułożyć uzwojenia jeden obok drugiego. Powinno być możliwe nawinięcie około sześciu zwojów przed rozpoczęciem drugiej warstwy i powinno się osiągnąć 17,5 zwojów do momentu, gdy trzecia warstwa jest już prawie pełna. Należy pamiętać, że mimo iż drut będzie pasował do otworów w szpulce, to jednak jest to ciasne dopasowanie i początkowo mogą się one wydawać niewystarczająco duże. Ale da radę to zrobić.



Ten widok przedstawia cewkę indukcyjną L1 nawiniętą na szpulkę z maszyny do szycia. Aby uzyskać 2,2 µH, należy nawinąć 17,5 zwojów emaliowanego drutu miedzianego o średnicy 1,25 mm (o cztery więcej niż w przypadku szpulek stosowanych w części drugiej artykułu).

Po zakończeniu nawijania zagnijmy drut tak, aby wychodził przez otwór po tej samej stronie, co początek. Nałożyliśmy dwie warstwy przezroczystej opaski termokurczliwej, aby zapobiec przemieszczaniu się uzwojeń. Cewka ta została użyta w naszym prototypie o mniejszej mocy (110 W), co widać na zdjęciach.

do wzmacniacza sygnał o niskim poziomie (<250 mV RMS) i sprawdzić, czy sygnał wyjściowy jest czysty.

Należy pamiętać, że przy rezystorach zabezpieczających w układzie zasilania nie będzie on w stanie wysterować obciążenia ani obsługiwać dużych skoków napięcia lub sygnałów o wysokiej częstotliwości.

Regulacja prądu spoczynkowego

Należy wyłączyć urządzenie, poczekać, aż zgasną LEDy i usunąć oporniki zabezpieczające. Rezystory 68 Ω/5 W można teraz przylutować do pary przepalonych bezpieczników, tworząc poręczne adaptery bezpieczników rezystorowych – patrz załączona tabela. Zamontujmy je w miejsce F1 i F2 i podłączmy bezpośrednio zasilacz, jak pokazano na schemacie elektrycznym na rysunku 21. Biorąc pod uwagę, że wcześniejsze testy wypadły pomyślnie, jest mało prawdopodobne, aby na tym etapie coś poszło nie tak, ale mimo to warto na początku zamontować oporniki zabezpieczające zamiast bezpieczników. Ograniczają one prąd przepływający przez stopień wyjściowy do około 840 mA w przypadku wystąpienia usterki czy zwarcia.

Należy jednak pamiętać, że w takich warunkach rezystory zabezpieczające 68 Ω szybko się przepalą (ponieważ będą rozpraszać moc blisko 48 W).

Teraz należy użyć poniższej procedury do ustawienia prądu spoczynkowego i napięcia niezrównoważenia:

KROK 1: Sprawdźmy, czy rezystory zabezpieczające są zainstalowane w miejsce bezpieczników i czy ich przewody nie mają możliwości zwarcia z sąsiednimi elementami (uwaga: podczas tej procedury NIE podłączajmy głośnika do wzmacniacza).

KROK 2: Podłączmy multimetr cyfrowy do pomiaru napięcia na jednym z rezystorów zabezpieczających (w tej sytuacji przydadzą się krokodylki).

KROK 3: Obróćmy wieloobrotowy potencjometr nastawczy VR1 do końca w lewo. Może to trwać nawet 25 obrotów, ale i tak będzie się on obracać dalej. Wiele (ale nie wszystkie) potencjometrów wieloobrotowych klika, gdy znajdują się w położeniu krańcowym. W razie wątpliwości należy sprawdzić rezystancję – powinna ona wynosić około 1 kΩ.

KROK 4: Sprawdźmy, czy zasilanie jest wyłączone i czy kondensatory filtrujące są rozładowane (LEDy zgaszone!), a następnie podłączmy zasilanie ±57 V [±42 V] do modułu. Sprawdźmy, czy polaryzacja zasilania jest prawidłowa, w przeciwnym razie wzmacniacz ulegnie spaleniu po podłączeniu zasilania.

KROK 5: Włączmy zasilanie i sprawdźmy napięcie na rezystorze 68 Ω. Powinno ono wynosić mniej niż 1 V (może się trochę wahać). Jeżeli odczyt przekracza 10 V, należy natychmiast wyłączyć zasilanie i sprawdzić, czy nie ma usterek.

KROK 6: Używając izolowanego narzędzia do regulacji lub małego płaskiego śrubokręta, powoli ustawmy potencjometr VR1 w prawo. Należy uważać, aby nie doprowadzić przy tym do zwarcia sąsiednich elementów.

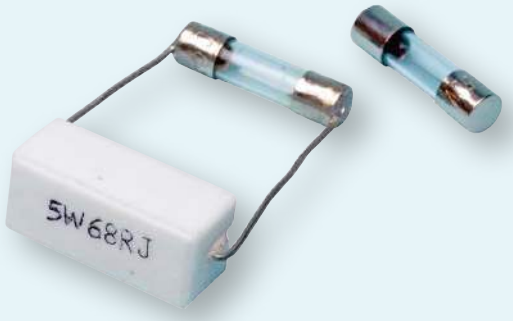
KROK 7: Po kilku obrotach napięcie na rezystorze powinno się ustabilizować i zacząć rosnąć. Kontynuujmy, aż odczyt będzie wynosił około 9,5 V [4,75 V]. Może on nieco dryfować, ale powinien być dość stabilny.

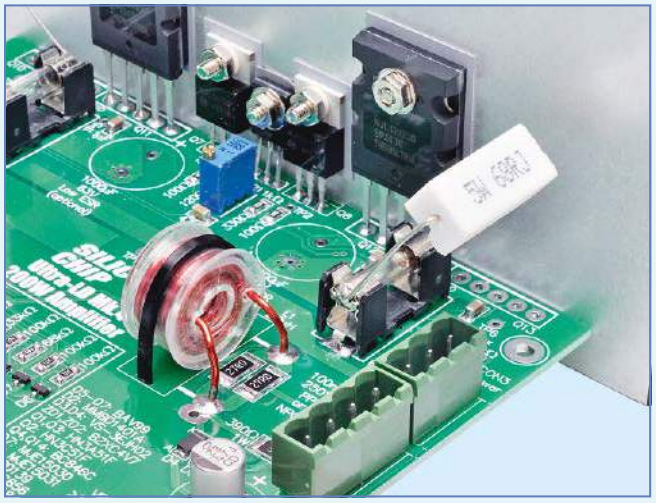
eprasa.pl 02fed92324

Regulacja prądu spoczynkowego we wzmacniaczach mocy

Prąd spoczynkowy płynący w stopniu wyjściowym każdego wzmacniacza mocy jest wstępnie regulowany przez umieszczenie rezystorów w miejsce bezpieczników. Napięcie na jednym rezystorze jest następnie ustawiane tak, aby uzyskać wartość 9,5 V w przypadku modułu wzmacniacza o pełnej mocy lub 4,75 V w przypadku wersji o niższej mocy, co odpowiada prądowi spoczynkowemu 70 mA w przypadku drugiej wersji.

Najłatwiejszym sposobem podłączenia rezystorów jest „przepalenie" przewodów bezpiecznikowych w kilku zapasowych





bezpiecznikach M20×5, a następnie wywiercenie otworów w pokrywach na ich końcach i przylutowanie rezystorów, jak pokazano na rysunku. Można wtedy wyjąć oryginalne bezpieczniki i zastosować „zmodyfikowaną" wersję zasilania – patrz zdjęcie. Uważajmy, aby ich przewody nie dotykały niczego, gdy moduł jest zasilany.

KROK 8: Wyłączmy urządzenie, poczekajmy na całkowite rozładowanie kondensatorów (LEDy zgasną) i wymieńmy rezystory zabezpieczające na bezpieczniki 6,5 A [5 A].

KROK 9: Podłączmy multimetr cyfrowy ustawiony na napięcie pomiędzy TP5 (blisko lewego górnego rogu płytki) i TP7 (blisko środka). Jeśli mamy zamontowane kołki PC, możemy użyć przewodów z krokodylkami (upewnijmy się, że nie mogą się z niczym zewrzeć), w przeciwnym razie może być konieczne, aby ktoś inny przytrzymał sondy podczas wykonywania kolejnych czynności.

KROK 10: Ponownie włączmy zasilanie i sprawdźmy, czy wskazania multimetru cyfrowego są zbliżone do 7 mV. W razie potrzeby wyregulujmy potencjometr VR1, aby napięcie było zbliżone do wartości podanej na rysunku.

KROK 11: Teraz sprawdźmy napięcie między TP4 i TP7. Odczyt powinien być podobny. W przypadku modułu 200 W należy wykonać te same czynności kontrolne dla TP3/TP7 i TP6/TP7. W ten sposób sprawdza się, czy wszystkie tranzystory wyjściowe działają i dzielą prąd obciążenia mniej więcej po równo.

KROK 12: Wyregulujmy potencjometr nastawny VR2, aż napięcie na stykach wyjściowych zasilania głośników będzie mniejsze niż 0,5 mV. Łatwiej jest to zrobić, wkręcając kawałki drutu w dwa górne złącza wtykowego bloku zacisków CON2 i przypinając do nich multimetr cyfrowy za pomocą krokodylków. Należy zachować szczególną ostrożność, aby nie zewrzeć ze sobą zacisków wyjściowych! Należy pamiętać, że jest to proces oparty na metodzie prób i błędów, ponieważ prawdopodobnie po każdym odstawieniu śrubokręta od VR2 potrzeba kilku sekund, aby napięcie wyjściowe się ustabilizowało. Pod koniec procesu konieczne będzie wprowadzenie bardzo niewielkich poprawek.

Ponowne sprawdzenie prądu spoczynkowego

Warto ponownie sprawdzić prąd spoczynkowy, obserwując napięcie między TP5 i TP7 po około godzinie pracy wzmacniacza na biegu jałowym z założoną pokrywą (Red. cały czas bez podłączonych głośników). Jeśli odczyt jest większy niż 15 mV, należy ponownie wyregulować VR1 w lewo, aby przywrócić wartość w zakresie 7–10 mV. Stabilność układu jest taka, że napięcie powinno pozostać poniżej 15 mV, ale warto sprawdzić.

Na tym kończy się regulowanie. Zauważmy, że jeżeli chcemy powtórzyć powyższą procedurę od samego poczatku (tzn. z założonymi rezystorami 68 Ω w miejsce bezpieczników), musimy najpierw ustawić VR1 na minimum (tzn. całkowicie w lewo). W przeciwnym wypadku wzmacniacz może się wzbudzić po ponownym włączeniu zasilania i spalić rezystory zabezpieczające.

Rozwiązywanie problemów

Jeśli w module występuje usterka, prawdopodobnym objawem jest zbyt wysokie napięcie na rezystorach zabezpieczających lub napięcie wyjściowe wzmacniacza na zaciskach głośnikowych jest zbliżone do jednej z wartości ±57 V.

W takiej sytuacji należy wyłączyć zasilanie i poczekać na rozładowanie kondensatorów zasilacza. Następnie sprawdzamy, czy wszystkie tranzystory są prawidłowo odizolowane od radiatora.

Jeśli wszystko się zgadza, włączamy zasilanie wzmacniacza bez bezpieczników i rezystorów zabezpieczających, tzn. tak, aby stopień wyjściowy (Q7–Q13) nie był zasilany. Teraz sprawdzamy napięcie między bazami tranzystorów Q7 i Q8, czyli między TP1 i TP2. Napięcie powinno być zbliżone do 2,2 V.

Jeśli to napięcie jest zbyt wysokie i nie można go zmniejszyć za pomocą potencjometru VR1, może to być uszkodzenie mnożnika VBE (tranzystor Q9 i jego elementy) lub otwarty obwód między nim a wyprowadzeniami diod Q10–Q13. Może to być spowodowane przerwaniem obwodu na płytce drukowanej lub, co bardziej prawdopodobne, brakiem połączeń lutowniczych na wyprowadzeniach tranzystorów wyjściowych.

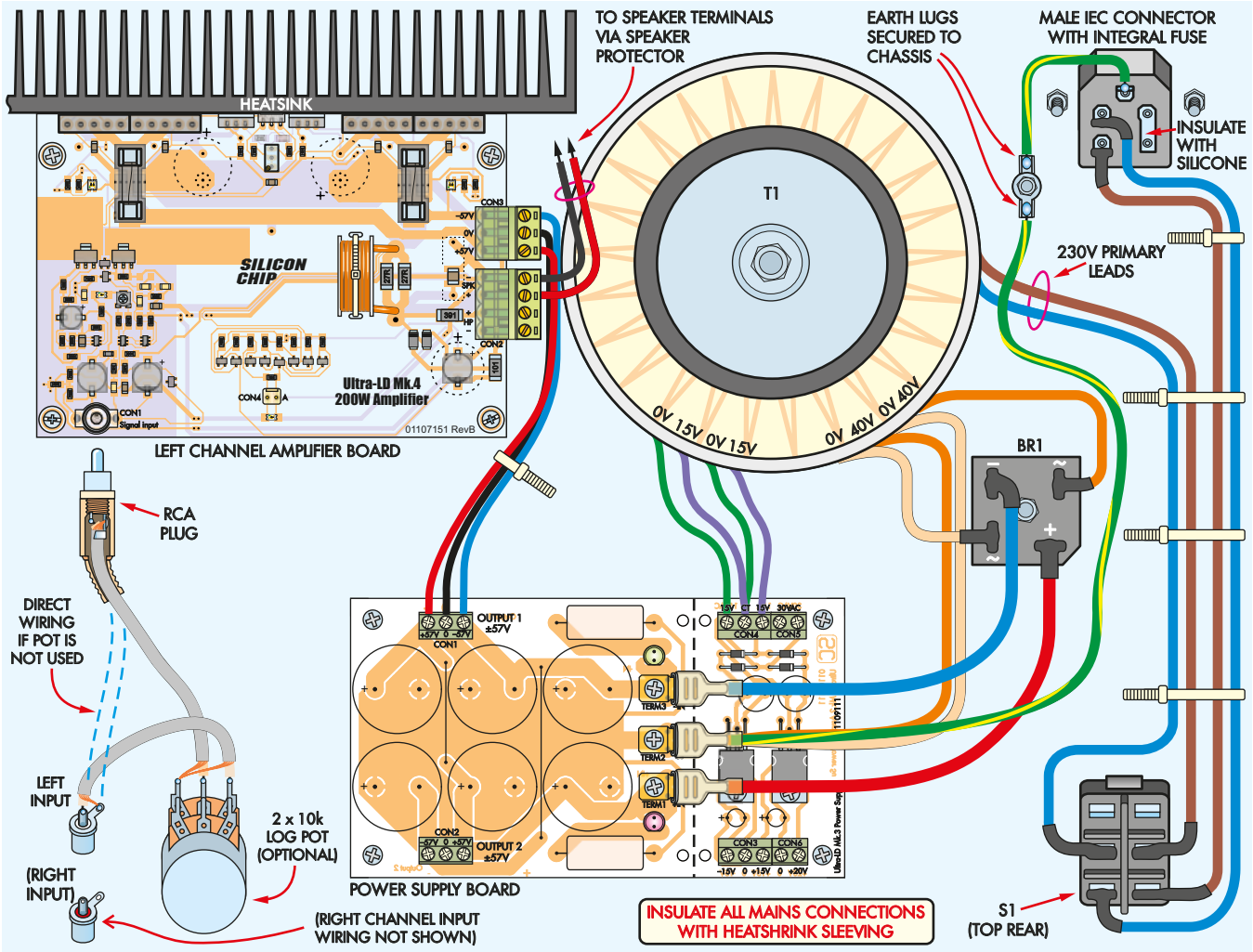
Jeśli napięcie między bazami tranzystorów Q7 i Q8 jest prawidłowe (tzn. 2,2 V), sprawdźmy pozostałe napięcia podane na schemacie. Należy pamiętać, że napięcie na szynach zasilających może się różnić o kilka woltów dla różnych sieci zasilających, dlatego niektóre napięcia mogą się nieco różnić.

Ponadto należy sprawdzić napięcie baza-emiter każdego tranzystora we wzmacniaczu. W każdym przypadku, jeśli tranzystor działa prawidłowo, powinniśmy uzyskać odczyt 0,5–0,7 V. Jeśli nie, to albo tranzystor jest uszkodzony, albo w tym miejscu został użyty niewłaściwy typ.

Dokonywanie napraw

Jeśli trzeba usunąć wadliwy element z dwustronnej płytki drukowanej, najlepiej najpierw

eprasa.pl 02fed92324



Rysunek 21. Sposób podłączenia transformatora sieciowego, prostownika mostkowego, zasilacza i modułu (modułów) wzmacniacza w celu zbudowania kompletnego wzmacniacza. Przedstawiono tu wersję z pełną mocą, ale jedyne różnice w przypadku wersji z mniejszą mocą to napięcia zasilania i pominięcie jednej pary tranzystorów wyjściowych. Większość konstruktorów będzie chciała zamontować regulator głośności. Należy użyć potencjometru logarytmicznego 2×10 kΩ podłączonego w sposób pokazany na rysunku lub użyć przedwzmacniacza stereofonicznego Ultra-LD, opisanego w Silicon Chip 11–12/2011. Należy pamiętać o odpowiednim zaizolowaniu wszystkich przewodów zasilających i upewnić się, że obudowa jest prawidłowo uziemiona, jak pokazano na rysunku (Red. pokazany jest tylko jeden moduł mocy, drugi można umieścić po lewej stronie. Na temat wyłącznika zasilania patrz uwaga w tekście).

odciąć korpus wadliwego elementu od jego wyprowadzeń (nóżek). Następnie wystarczy chwycić je po kolei kombinerkami, podgrzać złącze lutownicze i delikatnie pociągnąć, aż nóżka wyjdzie (Red. ostrożnie, istnieje niebezpieczeństwo odwarstwienia ścieżek drukowanych).

Po usunięciu przewodów użyjmy odsysacza lutowniczego, miedzianej plecionki lub narzędzia do odlutowywania próżniowego, aby oczyścić otwory z nadmiaru lutowia.

Wymiana elementów SMD na ogół nie jest zbyt trudna. Jeśli mamy stację na gorące powietrze, wystarczy podgrzać element do momentu stopienia się spoin lutowniczych, a następnie zdjąć go za pomocą metalowej pęsety. Należy pamiętać, że wykonywanie tej czynności z LEDem może spowodować uszkodzenie soczewki, a już na pewno nie jest zalecane w przypadku oprawek bezpiecznikowych, ponieważ spowoduje to stopienie lub spalenie plastiku, zanim element się odczepi!

Po usunięciu elementów wystarczy nałożyć na każdy punkt lutowniczy trochę pasty topnikowej i umieścić na nim miedzianą plecionkę, a następnie docisnąć ją lutownicą i po stopieniu lutu zsunąć go z punktu lutowniczego. Dzięki temu punkt lutowniczy będzie wolny od lutu, co umożliwi montaż nowego elementu. Nie należy jednak podgrzewać go zbyt długo, gdyż grozi to uszkodzeniem płytki.

Jeśli nie mamy stacji do lutowania gorącym powietrzem, nadal możemy usuwać elementy SMD, ale jest to nieco bardziej kłopotliwe. Zasadniczo należy podgrzewać przewody dookoła, aż część nagrzeje się na tyle, że cały lut pozostanie roztopiony na tyle długo, że będzie można go się pozbyć. Zazwyczaj pomaga w tym dodanie dodatkowego lutu do każdego styku, zwierając sąsiednie styki, aby można było podgrzewać kilka jednocześnie.

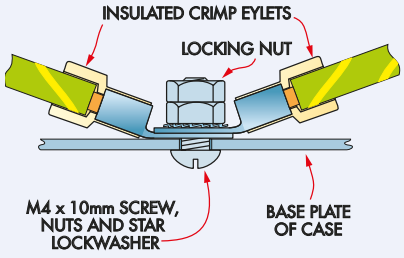
Z powodzeniem stosowaliśmy tę technikę do usuwania rezystorów, kondensatorów, obudów SOT-23, SOT-23-6 i SOT-223 co znaczy, że technika ta działa z prawie każdym typem SMD na tej płytce.

Montaż obudowy

Jeśli chcemy zbudować kompletny stereofoniczny wzmacniacz Ultra-LD Mk.4, najłatwiejszym rozwiązaniem jest zbudowanie wzmacniacza Ultra-LD Mk.3 w sposób opisany w Silicon Chip 3–5/2012 i zastąpienie go nowymi modułami wzmacniacza. W razie potrzeby można również użyć zmodyfikowanego modułu ochrony głośników.

Jeśli chcemy zrobić to po swojemu lub zbudować podstawowy wzmacniacz bez przedwzmacniacza, możemy

eprasa.pl 02fed92324



Rysunek 22. Punkt uziemienia obudowy jest instalowany w sposób przedstawiony na rysunku. Upewnijmy się, że tworzy on bardzo dobry styk elektryczny z obudową (np. zeskrobując farbę lub powłokę spod końcówek i przelotek) i nie używajmy tej śruby do innych celów.
PRZY OKAZJI: NALEŻY USUNĄĆ FARBĘ Z OTWORU MONTAŻOWEGO

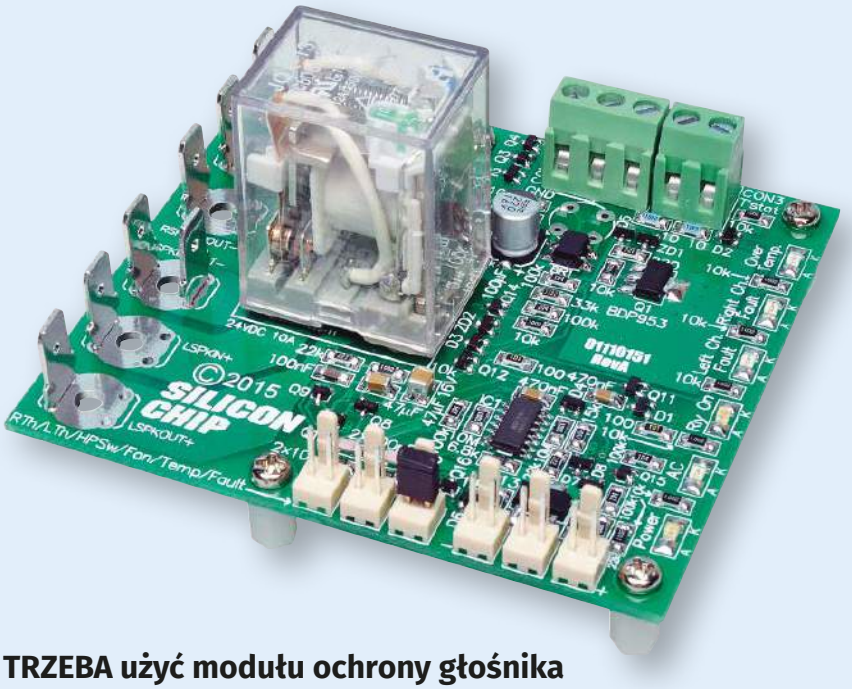
po prostu zamontować moduły w odpowiedniej dużej obudowie stalowej i okablować je tak, jak pokazano na rysunku 21 (Red. rysunek 21 pokazuje tylko jeden moduł wzmacniacza mocy, wzmacniacz stereofoniczny będzie zawierał 2 takie moduły, drugi może znajdować się przykładowo na lewo od modułu pokazanego na rysunku 21).

Rozmieszczenie pozostałych podzespołów w obudowie jest ważne dla uzyskania określonych parametrów, dlatego należy postępować zgodnie z poniższymi instrukcjami. Ponadto, bezpieczeństwo jest sprawą najwyższej wagi, zwłaszcza w przypadku okablowania sieciowego i uziemienia obudowy.

Zasadniczo moduł(y) wzmacniacza(y) i zasilacz (z wystarczająco dużym odstępem między transformatorem a modułami wzmacniacza, aby uniknąć sprzężenia) powinny być zamknięte w uziemionej obudowie metalowej. Bardzo ważne jest również stosowanie ekranowanych przewodów do okablowania sygnału audio, tzn. między złączami wejściowymi a modułem (modułami) wzmacniacza.

Aby zmieścić kompletny wzmacniacz stereofoniczny, potrzebna jest metalowa obudowa o wysokości 2U lub 3U do montażu w szafie typu rack (Red. lub podobna obudowa szerokości 19". Jest to najwygodniejsze rozwiązanie, ale końcowa koncepcja rozplanowania obudowy zależy tylko od konstruktora). Będzie musiała być dość mocna, aby utrzymać ciężar radiatorów i transformatora. Ważna jest także dobra wentylacja, a najlepiej, aby otwory wentylacyjne znajdowały się bezpośrednio przy radiatorach.

Transformator zasilający i złącze IEC powinny być zamontowane z tyłu (w lewym lub prawym tylnym rogu), natomiast moduły wzmacniacza można umieścić po obu stronach obudowy, blisko przodu. Płytka zasilacza mieści się między modułami wzmacniacza, a jej wyjścia ±57 V [±42 V] znajdują się w pobliżu złącza (złącz) zasilania na module (modułach) (Red. w celu skrócenia przewodów sieciowych warto zastosować włącznik zasilania sterowany długim izolacyjnym elementem, np. popychaczem).



TRZEBA użyć modułu ochrony głośnika

Jak stwierdzono w głównej części artykułu, z modułem wzmacniacza Ultra-LD Mk.4 (oraz, na dobrą sprawę, z każdym innym modułem wzmacniacza audio o dużej mocy) należy bezwzględnie używać układu ochrony głośników.

Wynika to z faktu, że w przypadku awarii wzmacniacza (np. uszkodzenia jednego z tranzystorów) do cewki głośnika może być doprowadzone jedno z pełnych napięć zasilających 57 V lub 42 V. W rezultacie cewka nagrzeje się do czerwoności i przepali, nieodwracalnie uszkadzając głośnik. Może to również spowodować pożar!

Zapobiega temu moduł ochronny głośników, który został opisany w magazynie Silicon Chip 11/2015. Urządzenie szybko odłącza głośnik (głośniki) w przypadku awarii wyjścia prądu stałego. Zapewnia również wyciszanie przy włączaniu i wyłączaniu, aby zapobiec słyszalnym trzaskom, a także zawiera wejście dla opcjonalnego czujnika temperatury, który odłącza głośnik(i), jeżeli temperatura radiatora stopnia wyjściowego wzrośnie powyżej ustawionej wartości.

REKLAMA



eprasa.pl 02fed92324

Wykaz elementów:

Zasilanie
1× płytka drukowana, kod 01109111, 141×80 mm
4× trójdrożne złącza śrubowe do montażu na płytce drukowanej, moduł 5,08 mm (CON1-4)
2× dwudrożne złącza śrubowe do montażu na płytce drukowanej, moduł 5,08 mm (CON5-6)
3× wtyki płaskie męskie 6,3 mm do montażu na płytce drukowanej lub przykręcane
3× wkręty M4×10 mm, nakrętki, podkładki płaskie i podkładki sprężyste (koronowe) (jeśli używane są zaciski płaskie przykręcane)
4× nylonowe tuleje dystansowe M3×9 mm z gwintem wewnętrznym
10× śruby M3×6 mm
2× podkładki i nakrętki sprężyste (koronowe) M3
1× 150 mm ocynowanego drutu miedzianego o średnicy 0,7 mm (1,0 mm)

Półprzewodniki
1× 7815 1 A 15 V dodatni stabilizator liniowy (REG1)
1× 7915 1 A 15 V ujemny stabilizator liniowy (REG2)
4× diody 1N4004 (1N4007) 1 A (D1-D4)
1× zielona LED (LED1) 5 mm
1× żółta LED (LED2) 5 mm

Kondensatory
6× 4700 µF 63 V [50 V*] elektrolityczny
2× 2200 µF 25 V elektrolityczny
2× 220 µF 16 V elektrolityczny

Rezystory
2× 3,3 kΩ 5 W

Części kompletnego wzmacniacza mocy dla sprzętu stereo
2× moduły wzmacniacza Ultra-LD Mk.4
1× moduł zasilacza Ultra-LD Mk.4
1× moduł ochrony głośników (opisany w Silicon Chip 11/2015)
1× wentylowana obudowa metalowa, do montażu w stelażu 2U/3U lub podobnej wielkości
1× gniazdo zasilania sieciowego IEC z oprawką bezpiecznikową do montażu w obudowie
1× M20×5 Bezpiecznik 5 A [3A*] (do gniazda zasilania sieciowego)
1× wyłącznik zasilania sieci 250 V
1× transformator 300 VA z dwoma uzwojeniami 40 VAC 300 VA i dwoma uzwojeniami 15 VAC 7,5V A dla modułu 200 W Ultra-LD Mk.4 LUB
1× transformator 160 VA* z dwoma uzwojeniami 30 VAC 169 VA i dwoma uzwojeniami 15 VAC 7,5 VA do modułu 110 W Ultra-LD Mk.4
1× prostownik mostkowy 35 A 400 V do montażu w obudowie
1× białe izolowane gniazdo RCA do montażu w obudowie
1× czerwone izolowane gniazdo RCA do montażu w obudowie
2× czerwone i 2 czarne zaciski głośnikowe do montażu w obudowie (lub dwa podwójne zaciski głośnikowe)
1× potencjometr logarytmiczny 10 kΩ z odpowiednim pokrętłem, podwójny w wersji stereo (opcjonalnie, do regulacji głośności)
Śruby M3 i M4, podkładki i nakrętki do montażu mostka prostowniczego, płytek drukowanych i radiatorów
Giętki przewód zasilający (ok. 2 m) z wtyczką 250 V
Przewód zasilający o dużej obciążalności do połączeń wewnątrz obudowy (ok. 2 m)
Przewód ekranowany do sygnałów wejściowych (ok. 2 m)
Przewód głośnikowy (ok. 0,5 m)
Rurka termokurczliwa
W pełni izolowane żeńskie złącza płaskie 6,3 mm (około 20 sztuk)

Dostępność elementów
Płytkę drukowaną zasilacza (kod 0110911) można nabyć w sklepie internetowym Silicon Chip.

* Dla wersji 110 W

Konieczne jest również uwzględnienie modułu ochrony głośników (nie pokazanego na rysunku 21) – patrz ramka na poprzedniej stronie. Moduł ten można zamontować na środku tylnej części obudowy, natomiast złącza wejściowe RCA można zamontować w rogu przeciwnym do wejścia sieciowego.

Regulacja głośności jest opcjonalna, ale większość konstruktorów będzie chciała ją mieć, chyba że korzysta z zewnętrznego przedwzmacniacza. Na rysunku 21 nie pokazano przełączania wejść; kompletny wzmacniacz stereofoniczny opisany w magazynie Silicon Chip 3–5/2012 posiada zdalne przełączanie wejść za pomocą przycisków/wskaźników LED na panelu przednim, a także zdalną regulację głośności.

Sprawdzanie okablowania

Upewnijmy się, że obudowa jest porządnie uziemiona przez sieć zasilającą i pamiętajmy o zaizolowaniu wszystkich odsłoniętych zacisków sieciowych za pomocą opaski termokurczliwej, jak pokazano na rysunku 21.

Na rysunku 22 pokazano sposób mocowania zacisków uziemienia do obudowy za pomocą śruby M4×10 mm, podkładki sprężystej i dwóch nakrętek. Należy upewnić się, że przewody uziemiające są porządnie zaciśnięte lub przylutowane do tych końcówek przed przykręceniem ich do obudowy. Po wykonaniu tych czynności należy sprawdzić połączenie z uziemieniem za pomocą multimetru. Można to zrobić sprawdzając ciągłość pomiędzy zaciskiem uziemienia gniazda IEC i dowolnym odizolowanym fragmentem obudowy.

Testowanie zasilacza

Po zakończeniu montażu należy bardzo dokładnie sprawdzić okablowanie. W szczególności należy się upewnić, że zaciski dodatni i ujemny mostka BR1 są podłączone do właściwych zacisków na płytce zasilacza.

Teraz czas sprawdzić, czy zasilacz działa prawidłowo. Aby sprawdzić zasilanie, należy najpierw upewnić się, że przewody zasilające są odłączone od wzmacniacza. Po wykonaniu tych czynności należy podłączyć zasilanie i sprawdzić poszczególne wyjścia prądu stałego. Powinniśmy otrzymać napięcie zbliżone do ±57 V [±42 V] na złączach CON1 i CON2, +20 V na złączu CON6, ±15 V na złączu CON3 i 30 VAC na złączu CON5. Jeśli napięcia nie są prawidłowe, należy natychmiast wyłączyć zasilanie i sprawdzić, czy nie występują błędy. ■

Nicholas Vinen

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

REKLAMA

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

ELPORTAL.pl

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

eprasa.pl 02fed92324

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 316

Pomysłodawcą ogłaszanego w letnim numerze lipcowym zadania głównego numer 316 jest **Andrzej Fryźlewicz** z Odrowąża, który niedawno przysłał e-mail o następującej treści:

Witam serdecznie. Chciałem zaproponować temat do Szkoły Konstruktorów, a mianowicie: ***Zaprojektować układ związany z ogrodem****. Na przykład efektowną ozdobę ogrodową wspomaganą elekryką lub elektroniką. Mógłby to też być solarny odstraszacz np. gryzoni, kretów, co dziś jest często plagą i trudno sobie z tym poradzić. Co ważne solarny, żeby działał cały rok bez baterii. Interesujace oświetlenie lub nieciekawe, ale za to praktyczne oświetlenie do ogrodu. Mógłby to być również na przykład sterownik do nawadniania albo czujnik suchych kwiatów. Temat bardzo szeroki i na czasie. Pozdrawiam*

I tak oto temat zadania 316:

Zaproponuj układ elektroniczny przydatny w ogrodzie.

eprasa.pl 02fed92324

Autor propozycji chyba wystarczająco jasno określił ramy zadania. Jak zwykle są one bardzo szerokie: rozwiązaniem jest każdy układ elektroniczny związany w jakiś sposób z ogrodem. W Internecie na pewno można znaleźć sporo rozwiązań, które mogą być inspiracją. Poszukajcie takich inspiracji. Rozwiązaniem zadania 316 może być właśnie tylko informacja, co inni już zrealizowali w interesującym nas zakresie.

Ja jeszcze dodam, że warto najpierw gruntownie zastanowić się, co przydałoby się lub co można byłoby zastosować w ogrodzie. Elektronika coraz szerzej wkracza do kolejnych dziedzin naszego życia. To, co jeszcze kilka lat temu było niemożliwe, nierealne lub zbyt kosztowne, dziś może okazać się jak najbardziej do zrealizowania i to niedużym kosztem. Dlatego proponuję, żebyście najpierw zastanowili się, co zupełnie nowego, oryginalnego, dotąd niespotykanego, można byłoby wykorzystać czy zastosować w ogrodzie, oczywiście coś związane z elektroniką. Nie zapomnijcie o Arduino i rozmaitych modułach sensorów i aktuatorów. Jedną z możliwości, jaka warto wziąć pod uwagę, są różne radiowe sposoby przekazywania informacji. Tym bardziej, że w otwartej przestrzeni zasięg Wi-Fi czy Bluetooth okaże się zdecydowanie większy, niż w pomieszczeniach. Możliwości są wręcz nieograniczone.

Jak zwykle czekam i na rozwiązania praktyczne, i teoretyczne. Zachęcam do udziału w tym bardzo praktycznym i inspirującym wakacyjnym zadania! ■

Piotr Górecki

Rozwiązanie zadania głównego 311

Temat temat lutowego zadania 311 brzmiał: ***Zaproponuj wykorzystanie elektroniki dla dobra osób z zaburzeniami snu, np. chrapaniem czy bezdechem***, a jego pomysłodawcą był **Karol Świerc**, specjalista od serwisu i wszelkich zasilaczy impulsowych, który w luźnej rozmowie na różne tematy wspomniał o problemie wielu osób, jakim są kłopoty ze snem.

Wprawdzie jedną z najczęstszych przyczyn kłopotów ze snem jest stres i wiele terapii zaburzeń snu polega właśnie na próbie walki ze stresem. Ale nie zawsze winien jest stres. Zaburzenia snu są dość częste i mają bardzo różne przyczyny. Jedną z nich jest wiek i nieuchronne zmiany w organizmie, pogłębiające problemy z chrapaniem, a wiążące się głównie ze zwiotczeniem podniebienia miękkiego.

Zadanie 311 było w sumie bardzo trudne. Nic dziwnego, że otrzymałem tylko dwa rozwiązania, i to czysto teoretyczne.

I tak **Jarosław Grabowski** z Wrocławia napisał: *Witam (...) dopiero niedawno i mnie dotknął ten problem, a tak naprawdę, to nie mnie, tylko moją żonę. Narzeka coraz bardziej, że ja chrapię i nie daję jej spać (...) jestem amatorem i na elektronice nie znam się tak dobrze, żeby projektować układy, czy całe systemy, a tym bardziej mające związek ze zdrowiem i medycyną. Jeden ze znajomych mówił mi, że w prywatnej przychodni (...) robią szybkie zabiegi obejmujące usztywnianie podniebienia miękkiego. Zgłaszam to jako wykorzystanie elektroniki do leczenia osób z problemem chrapania. Z tego co się dowiedziałem, metoda jest elektroniczna i wykorzystuje fale radiowe. Nie wiem o jakiej częstotliwości, ale podobnie jak w mikrofalówce mają one podgrzewać tkankę i to mocno. Jednak nie całe podniebienie miękkie, tylko jego jakieś drobne fragmenty i na tyle mocno, że lokalnie tkanka zostaje uszkodzona i powstają blizny. Te blizny są twarde i one usztywniają wiotczejące podniebienie miękkie. Podobno metoda jest skuteczna w kwestii chrapania, ale dowiedziałem się, że ma skutki uboczne. Zesztywniałe podniebienie nie zawsze działa prawidłowo, co powoduje co jakiś czas wpadanie śliny do dróg oddechowych i nieprzyjemny kaszel. Jeżeli zabieg będzie zbyt inwazyjny, przykłady takiego nieoczekiwaneho zakrztuszenia mogą być częste i kłopotliwe. Jeśli blizn będzie za mało, zabieg będzie nieskuteczny (...) Dlatego (...) jak na razie nie podjąłem żadnych kroków, by się temu poddać (...)*

(...) żona szukała dość intensywnie w internecie i jak na razie testuje na mnie znalezione tam rady (...) [nie mają] żadnego związku z elektroniką (...) jeden ze sposobów polega na odchudzeniu się, co nie jest wcale proste. (...) Jeżeli problem się nasili (...) w pierwszej kolejności chcę wykorzystać proste sposoby mechaniczne, a nie elektroniczne. Na pewno nie maski tlenowe ani dziwne małe elektryczne wspomagacze wkładane do nosa



Fotografia 1



Fotografia 2

*[**fotografia 1**], w których skuteczność szczerze wątpię, choćby tylko ze względu na cenę (...) opaski przeciw chrapaniu podtrzymujące żuchwę (...) gdyby to nie pomogło lub okazało się za mało skuteczne, pomyślę o sposobach elektronicznych (...) ale w pierwszej kolejności nieinwazyjnych (...) po części odrobiłem lekcje i szukałem sporo w Internecie. Widzę, że jest wiele elektronicznych (...) Niektóre są na oko dość prostymi sygnalizatorami akustycznymi, wibracyjnymi albo wytwarzającymi impulsy elektryczne (...) przesyłam [**fotografię 2**] urządzenia impulsowego montowanego pod brodą i link do oferty (...) Niektóre działają wtedy, gdy delikwent śpi na wznak i sygnał ma spowodować, że przekręci się na bok. Inne mają wykryć pozycję na plecach i skłonić śpiącego do zmiany pozycji na bok. (...) zamiast dźwięku są wibracje, żeby nie budzić partnerki (...) znalazłem dwuczęściowe, coś w rodzaju myszy komputerowej plus maszyneria podnosząca, przekręcająca poduszkę.*

*Można wykorzystać pulsoksymetr, ten [pokazany na **fotografii 3**] (...) współpracuje z programem w smatrfonie. Zastanawiam się, czy mogą być pomocne nowsze wersje urządzeń SmartWatch z funkcją kontroli snu. Jak na razie miałem tylko MiBand5 i parę programów do monitorowania snu. To się zupełnie nie sprawdziło: wykresy snu były „z sufitu". Podobno MiMand6 ma pulsoksymetr i to gotów byłbym wypróbować. O ile*

eprasa.pl 02fed92324



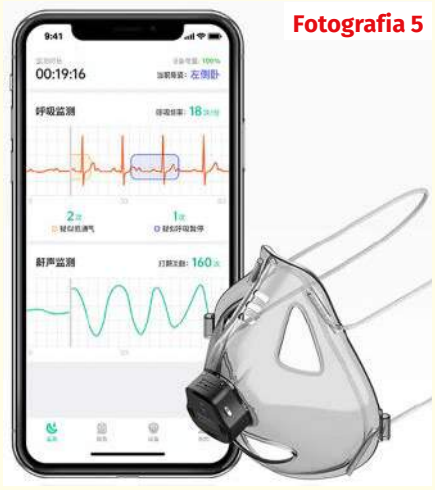
Fotografia 3

pulsoksymetr działa i monitoruje tlen na bieżąco, to może wykrywałby bezdech senny. Tyle moich uwag teoretycznych. Pozdrawiam.

Drugie, znacznie krótsze rozwiązanie nadesłał **Michał Czajkowski** z Aleksandrowa. Napisał tak: *Dzień dobry. Jak na razie problemów z chrapaniem nie mam. Z tego, co wiem, zaburzenia snu i chrapanie mogą mieć różne powody, w tym bardzo poważne. Dlatego przede wszystkim proponowałbym, żeby iść do lekarza, i to nie tylko rodzinnego,*



Fotografia 4



Fotografia 5



Fotografia 6

ale zbadać się gruntownie w Poradni Zaburzeń Snu. Tylko jeżeli w grę nie wchodzi poważniejsza choroba, można eksperymentować z jakimiś wynalazkami i elektronicznymi sposobami poprawy jakości snu. W sumie jestem za, tylko proponuję uwzględnić to, że jeśli coś jest potrzebne, to już na pewno zrobili to w Chinach i oferują na sprzedaż. Kupuję trochę na Ali i zadanie Szkoły311 spowodowało, że zacząłem szukać, co oni oferują. Byłem zaskoczony, bo do głowy mi nie przyszło, że mają tyle ofert takich niszowych produktów. Niektóre pachną szarlatanerią, na przykład rodzaj pierścionka z magnesami, który ma powstrzymać chrapanie czy inne akupunkturowo-magnetyczne (...) Okazało się, że oprócz dobrze wyglądających opasek i masek, mają sporo gadgetów elektronicznych. Przesyłam kilka linków (...) Dla elektronika to nie honor, żeby kupić gotowca, dlatego proponuję, żeby przerobić, wzbogacić lub wykorzystać niektóre części i obudowę. Niektóre z gadgetów wykorzystują blututa, więc chyba można wykorzystać wysyłane informacje. Sam nie mam konkretnego pomysłu, ale może ktoś coś wymyśli.

Na **fotografiach 4...6** pokazane są trzy ze wskazanych przez Michała urządzeń.

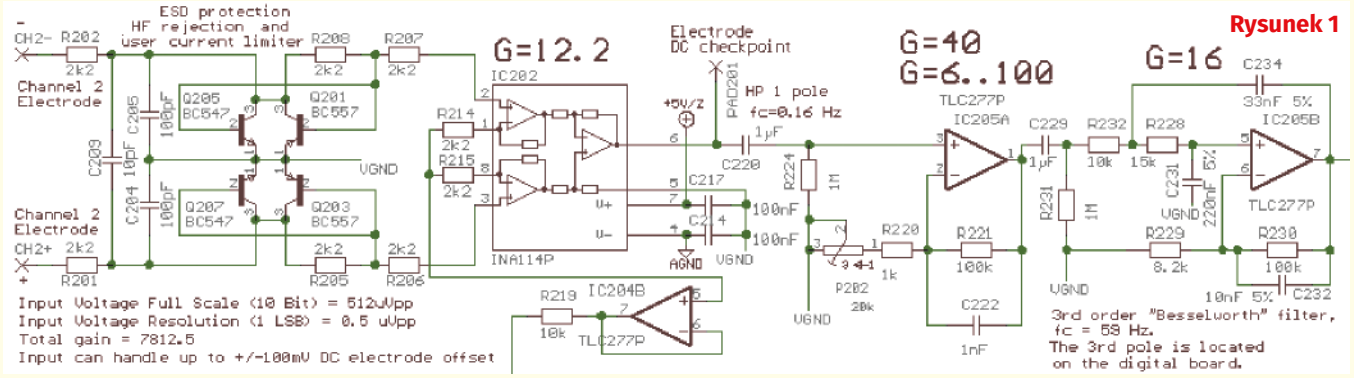
Pomysłodawca zadania, Karol Świerc, wspomniał o swoich bardzo dawnych planach budowy monitora aktywności mózgu (wykrywania, zobrazowania, analizy fal EEG). Nie pojawiły się żadne propozycje dotyczące EEG. Jak wspomniał Autor propozycji, wykrycie znikomo małych sygnałów EEG i oddzielenie ich od szumów, zakłóceń i przydźwięku nie jest zadaniem łatwym. Jednak w Internecie można znaleźć sporo informacji o sposobach pozyskiwania sygnałów EEG. Można na przykład wpisać w wyszukiwarkę hasło: ***EEG schematic***. W ten sposób znajdziemy wiele propozycji, z których część wygląda sensownie, w szczególności plik *slau443b.pdf* ze strony Texas Instruments: https://www.ti.com/lit/ug/slau443b/slau443b.pdf?ts=1653641397011&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.google.com%252F, w skrócie: https://bit.ly/3LQHwwY.

Na pewno warto wejść na stronę otwartego projektu EEG:\

http://openeeg.sourceforge.net/doc/

Rysunek 1 pokazuje kluczowe obwody wejściowe jednego z kanałów pomiarowych proponowanego tam urządzenia. Jak widać, konstrukcja jest w sumie przejrzysta, a kluczową sprawą jest właśnie stłumienie sygnałów współbieżnych, co realizowane jest między innymi przez odpowiednie wysterowanie ekranów kabli czujnikowych, które nie są dołączane wprost do masy.

Oczywiście EEG to tylko jeden z kierunków badań oraz prób diagnozy i leczenia zaburzeń snu. Zadanie w sumie bardzo



Rysunek 1

eprasa.pl 02fed92324

ambitne, przed wielu laty byłoby ogromnie trudne do realizacji, ale w ciągu ostatnich lat także dla hobbystów dostępne stały się podzespoły, genialnie ułatwiające budowę stosownego urządzenia zbierającego i wzmacniającego maleńkie sygnały EEG, w tym różnicowe wzmacniacze pomiarowe o CMRR ponad 150 dB. Dziś zadanie jest jak najbardziej realne! Warto się tym zainteresować! Niekoniecznie w celu analizy i próby leczenia zaburzeń snu – tu otwiera się szerokie pole do popisu dla współczesnego elektronika, który chciałby zmierzyć się z problemem badania maleńkich sygnałów występujących na tle silnych zakłóceń. Zachęcam do takich poszukiwań i zgłębienia bardzo interesującego tematu EEG.

Zgodnie z tradycją, w tym miesiącu podaję wyniki podsumowania trzech klas ***Szkoły Konstruktorów*** oraz konkursu ***Jak to działa?***. W tym roku nikt nie przekroczył granicy 100 punktów, więc nie ma nagród głównych. Są tylko nagrody za aktywność, zarówno w zadaniu głównym Szkoły, jak też w konkursach *NieGra*, *Policz* i *Jak*.

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 316, a także w drugiej i trzeciej klasie naszej Szkoły Konstruktorów!

Imię	Nazwisko	Miejscowość	Punkty	Publikacja	Nagroda	Talon AVT PLN
Andrzej	Fryźlewicz	Odrowąż	–	–	–	100
Jarosław	Grabowski	Wrocław	4	–	–	100
Michał	Czajkowski	Aleksandrów	3	–	–	100

Punktacja Szkoły Konstruktorów

Sławomir Węgrzyn Dziekanowice 92
Michał Stach Kamionka 88
Daniel Turbasa Kraków 88
Łukasz Dachowski Cymbark 72
Artur Bereit Barcin Wieś 69
Aleksander Bernaczek Magnuszowice 69
Krzysztof Smoliński Poznań 68
Szymon Trygar Szczecin 66
Radosław Smalec Zabrze 64
Paweł Hoffmann Wrocław 62
Rafał Orodziński Białystok 59
Robert Szolc Bytom 58
Andrzej Herbut Siekierczyn 52
Łukasz Olszok Tarn. Góry 51
Adam Ples Jaworzno 51
Sebastian Jarmosiewicz Motwica 50
Adam Sobczyk Warszawa 50
Circuit Chaos Warszawa 48
Michał Pędzimąż Stara Słupia 48
Rafał Równiak Maciejów 46
Krzysztof Kawa Lubcza 44
Dawid Placha Rdzawa 44
Szymon Czepiel Pisarzowice 43
Piotr Gajdosz Grybów 41
Maciej Zieliński Kraków 41
Teodor Woźniak Łódź 35
Jarosław Węgliński Warszawa 34
Tomasz Zaorski Kalinówka 34
Łukasz Nowak Gdańsk 33
Andrzej Nowicki Warszawa 29
Jacek Konieczny Poznań 26
Piotr Grzegorczyk Siedlce 25
Jacek Rączka Połomia 25
Marian Gabrowski Polkowice 23
Roman Braumberger Bytom 21
Jakub Gajda Kraków 20
Marian Caruk Lubań 17
Bogdan Kosiński Szczecin 16
Łukasz Kojro Gdańsk 15
Szymon Wójtowicz Warszawa 13
Marcin Malich Wodzisław Śl. 13
Paweł Sablik Pisarzowice 13
Piotr Wyderski ? 13
Michał Zięba Poznań 13
Jakub Jakubczyk Kluczbork 11
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
Michał Słomkowski Poznań 7
Andrzej Kubiak Rumia 7
Piotr Chrobok Piekary Śląskie 6
Marcin Bambynek Kalety 6
Wojciech Goliszewski Szczecin 6
Piotr Graffstein Warszawa 5
Michał Grzemski Grudziądz 5
Mariusz Hejto Łowczówek 5
Tomasz Zygmunt Szczecin 5
Janusz Pańczyk Poręba 5

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 316

Na **rysunku A** przedstawiony jest schemat ocieplacza dźwięku na tranzystorze JFET z kanałem N.

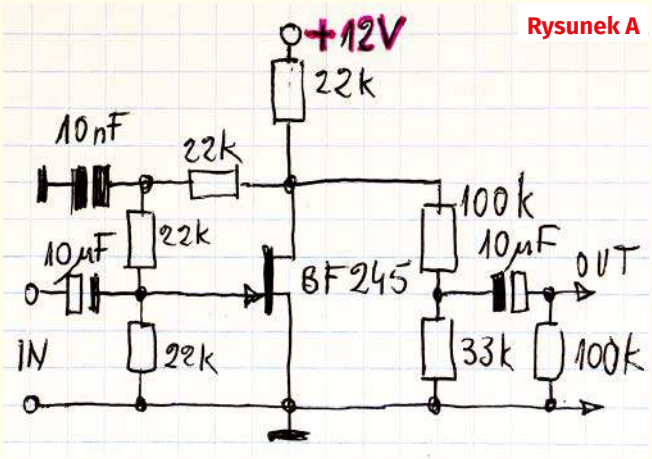
Jak zwykle pytanie brzmi:

Co tu nie gra?

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

Odpowiedź oznacz **NieGra316** 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



eprasa.pl 02fed92324

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

Co tu nie gra? Rozwiązanie zadania 311

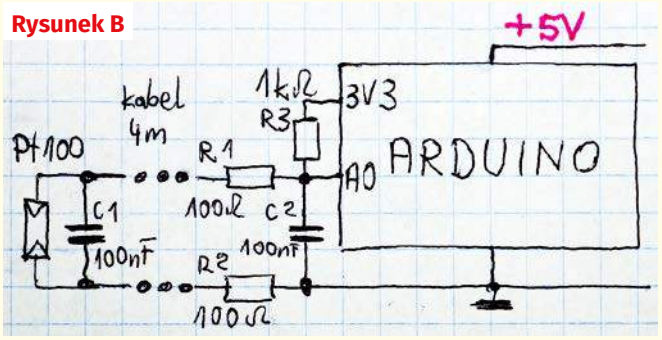
Na **rysunku B** pokazany jest zamieszczony w EdW 2/2022 schemat *prostego układu pomiarowego z Arduino*, przygotowany przeze mnie specjalnie na potrzeby tego zadania. Naprawdę warto analizować tego rodzaju schematy, ponieważ w Internecie można znaleźć mnóstwo propozycji dołączania do wejść analogowych Arduino najróżniejszych czujników, i najdelikatniej mówiąc, nie zawsze takie propozycje są prawidłowe.

Zadanie NieGra311 było łatwe o tyle, że na rysunku można było bez problemu wskazać jeden błąd. Niektórzy za kluczowy błąd potraktowali symbol czujnika Pt100. Taki symbol graficzny stosujemy dla fotorezystora, a na rysunku było wyraźnie zaznaczone, że chodzi o Pt100, czyli o rezystancyjny, platynowy (Pt) czujnik temperatury, którego nominalna rezystancja w temperaturze 0°C wynosi 100 omów. Właściwy czujnik to cieniutki drucik platynowy, którego rezystancja rośnie ze wzrostem temperatury. Symbol czujnika ewidentnie powinien być inny: albo mógłby to być symbol zwykłego rezystora, albo symbol stosowany dla termistora, w każdym razie symbol rezystora z jakoś zaznaczoną zmiennością jego parametrów. Ściślej biorąc, Pt100 nie jest typowym termistorem, ale w pierwszym przybliżeniu można go uznać za odmianę termistora. Czujniki Pt100 oznaczane są też RTD – Resistance Temperature Detector. Czujnikami RTD są też platynowe Pt1000 o 10 razy większej rezystancji, a także pokrewne czujniki miedziane i niklowe. We wszystkich właściwym czujnikiem jest czysty metal, którego rezystancja rośnie ze wzrostem temperatury. W praktyce dużo popularniejszymi czujnikami temperatury są termistory, zbudowane głównie z tlenków różnych metali. Termistory są wielokrotnie czulsze, ale mniej stabilne i precyzyjne.

W każdym razie zamieszczony na schemacie symbol fotorezystora zmylił niektórych uczestników, przez co nie dostrzegli oni kolejnych błędów. Powód jest taki, że fotorezystory w stanie ciemnym, bez oświetlenia generalnie mają bardzo dużą rezystancję, rzędu nawet megaomów i rezystancja ta pod wpływem oświetlenia bardzo silnie maleje, nawet do kilkuset omów. Duże zmiany rezystancji fotorezystora oznaczają duże zmiany napięcia na wejściu analogowym A0 Arduino i wtedy nie widać problemu zakresu pomiarowego, rozdzielczości i precyzji. Podobnie problem byłby niewidoczny, gdyby czujnikiem był termistor.

Niewłaściwy symbol graficzny czujnika temperatury był jednak tylko zasłoną, która miała odwrócić uwagę od najważniejszych błędów. Warto zacząć od tego, że czujniki Pt100, oznaczane też PT100, pozwalają na bardzo dokładny pomiar temperatury i to w naprawdę szerokim zakresie. Temperatura topnienia platyny wynosi ponad 1700 stopni, ale z różnych względów zakres pomiarowy czujników Pt100 jest węższy i zazwyczaj wynosi mniej więcej od –200°C do +850°C.

Rysunek B



W zakresie temperatur do +100...+200°C częściej stosowane są czujniki półprzewodnikowe oraz termistory. Powyżej +200°C termistory i czujniki półprzewodnikowe nie mogą być wykorzystane i trzeba stosować albo właśnie Pt100, albo termopary, mogące pracować w jeszcze wyższych temperaturach.

W tym przypadku czujnik Pt100 dołączony jest do zwykłej płytki Arduino, a nie do jakiegoś lepszego układu, co wprawdzie nie musi, ale może sugerować, że nie chodzi o pracę w wysokich temperaturach. A wtedy trzeba się zastanowić nie tyle nad zakresem pomiarowym, co nad rozdzielczością i dokładnością. Otóż zastosowane metalu szlachetnego, platyny powoduje, że czujnik ma bardzo stabilne i powtarzalne parametry. To pozwala na bardzo precyzyjne pomiary, nawet z dokładnością lepszą niż 0,01 stopnia, jednak okupione jest to pewnymi znaczącymi wadami. Po pierwsze ze wzrostem temperatury rezystancja rośnie niewiele: współczynnik cieplny platyny wynosi typowo 0,385%/°C, a więc czujnik PT100 w temperaturze +100°C ma rezystancję około 138,5 oma. **Tabela 1** pokazuje wartości rezystancji dla niektórych temperatur – jak widać, zmiana temperatury o 10 stopni powoduje zmianę rezystancji o niecałe cztery omy.

Tabela 1

Temperatura °C	Rezystancja Ω
0	100,00
10	103,90
20	107,79
30	111,67
40	115,54
50	119,40
60	123,24
70	127,07
80	130,89
90	134,70
100	138,50

Wprawdzie zależność rezystancji od temperatury nie jest dokładnie liniowa. Dla Pt100 rezystancja czujnika (*Rt*) w temperaturze **t** wyrażona jest wielomianem:

$Rt = R0 * (1 + A* t + B*t^2 + C*(t-100)* t^3)$

gdzie R0 = 100Ω, A = 3,9083 E^{-3}, B = –5,775 E^{-7}, C = –4,183 E^{-12} dla temperatur ujemnych i C = 0 dla nieujemnych. Pomimo niskiej czułości i nieliniowości, z uwagi na znakomitą powtarzalność parametrów, można po uwzględnieniu poprawek uzyskać bardzo dużą dokładność pomiarów. W mniej dokładnych zastosowaniach łatwiej wykorzystać termistor. I właśnie dość kosztowne czujniki Pt100 wykorzystywane są przede wszystkim tam, gdzie potrzebna jest duża dokładność, precyzja pomiarów. Obecność w Arduino mikroprocesora z pamięcią programu 32 kB pozwalałoby przeprowadzić programową linearyzację, czyli teoretycznie można byłoby liczyć na wysoką dokładność.

Teoretycznie tak, ale na pewno nie w wersji z rysunku B. I tu przechodzimy do całego szeregu błędów.

Niektórzy uczestnicy podeszli do nich dość delikatnie. Inni wyrazili się bardziej stanowczo. I tak jeden ze stałych uczestników napisał: (...) *Na rysunku widać dwa rezystory R1 i R2. Ich obecność jest tu absolutnie niepotrzebna. Widzimy też kondensatorki 100nF. Pewnie mają pełnić rolę przeciwzakłóceniową w związku z długimi przewodami. Też bym się ich pozbył. Jeśli przewody łączące fotorezystor z Arduino znajdują się w miejscu o dużym poziomie zakłóceń (równolegle do przewodów zasilających lub w pobliżu*

eprasa.pl 02fed92324

innej elektroniki), lepiej jest użyć przewodów ekranowanych koncentrycznych, ponieważ ekranowanie może być podłączone do masy i zapobiegnie większości zakłóceń. Inne rozwiązanie to po prostu skręcenie ze sobą przewodów. Czy te zabiegi będą konieczne, łatwo sprawdzić, podłączając raz [czujnik] bezpośrednio z Arduino, a drugi raz za pomocą kabla 4 m. Na tej podstawie ocenimy, czy i jakie działania należy podjąć celem eliminacji zakłóceń. Użyte na rysunku słowo „kabel" nie wiadomo co oznacza i jaki faktycznie przewód kryje się za tym określeniem. (...)

Drugi ze stałych uczestników napisał między innymi: W układzie są następujące błędy: *Wprowadzenie dwóch rezystorów 100 ohm w szereg z PT100 znacznie ogranicza zakres zmian napięcia na wejściu A0 od temperatury (0,6 V do 1,2 V dla zakresu temp. –200°C do +850°C). Zasilenie rezystorów napięciem 3,3 V zamiast 5 V (wejście ADC może mierzyć do 5 V) również zmniejsza zakres zmiany napięcia wejściowego. Oba powyższe zwiększają błąd pomiaru (...)*

Inny stały uczestnik napisał: *(...) Mamy typowy dzielnik rezystancyjny zasilany napięciem 3,3 V, którego część aktywna zawierająca czujnik rezystancyjny PT100 podłączona jest do 10-bitowego wejścia analogowego modułu Arduino zasilanego napięciem 5 V. (...) [prawdopodobnie] rozdzielczość A0 odnosi się do napięcia 5 V, czyli wynosi 5 mV. Rezystor pomiarowy PT100 połączony jest kilkumetrową linią z wejściem A0 i „skompensowany" dwoma rezystorami 100 Ω. Nawet pomijając rezystancję przewodów łączących, w temperaturze 0°C, gdy rezystancja PT100 wynosi dokładnie 100 Ω, napięcie na wejściu A0 wynosi 0,760 V. Ponieważ rozdzielczość to 5 mV, można policzyć, o ile musi zmienić się rezystancja PT100, aby napięcie na A0 zmieniło się o 5 mV, do wartości 0,765 V. Wartość rezystancji podłączonej do wejścia A0 wyniesie wtedy 301,78 Ω, stąd wartość rezystancji PT100 powinna wynosić 101,78 Ω. W tabelach można znaleźć, że odpowiada to temperaturze około +5°Celsjusza. Czyli rozdzielczość i precyzja pomiarowa układu jest kiepska, bo wynosi ±5°C. Oczywistym błędem jest użycie tak dużych rezystancji „kompensujących" oraz niewłaściwy sposób zasilania czujnika PT100. Niestety, aby osiągnąć na PT100 wyższe napięcie, potrzebny byłby większy prąd, a ten rozgrzewałby sam czujnik. Czyli idea jest całkowicie błędna. (...)*

W rozwiązaniu jeszcze innego częstego uczestnika konkursów czytamy: *(...) Układ ten charakteryzuje się niewielką czułością. Na schemacie Pt100 wchodzi w skład dzielnika napięcia. Zmiany rezystancji tego czujnika będą powodowały niewielkie zmiany napięcia na wejściu przetwornika analogowo-cyfrowego (ADC); dodatkowo sygnał będzie przesunięty o stałą wartość. Przykładowo, jeżeli planujemy mierzyć temperaturę w zakresie od 0 do 100°C, to zgodnie z kartą katalogową rezystancja Pt100 wzrośnie od 100 do 138,5 Ω. Na wejściu ADC zarejestrujemy zmiany napięcia od 0,7615 V do 0,8346 mV, czyli zaledwie o 73,1 mV. Przy odpowiednio niskiej wartości napięcia odniesienia, np. 1,100 V i rozdzielczości ADC wynoszącej 10 bitów, na jeden bit przypada około 1 mV. Czyli w najlepszym przypadku mamy termometr elektroniczny o rozdzielczości gorszej niż 1 stopień Celsjusza! Aby naprawić te usterki należałoby wykorzystać mostek Wheatstone'a z elementem Pt100, wzmacniacz różnicowy i jeszcze jeden wzmacniacz operacyjny rozszerzający zakres zmian napięcia. Pozostaje jeszcze zjawisko samonagrzewania się elementu Pt100, ale z dostarczonych skąpych danych trudno go oszacować. Wydaje mi się, że prąd rzędu 2,5 mA (wynikający z obliczeń dla elementów przedstawionych na schemacie) płynący przez czujnik nie powinien stanowić istotnego problemu. Ponadto w proponowanym układzie nie zapewniono sprzętowej kompensacji wpływu rezystancji przewodów na wynik pomiaru (np. połączenie 3- lub 4-przewodowe); być może jest ona zaimplementowania na poziomie oprogramowania. Nie wiadomo też, jakim kablem połączono czujnik z modułem Arduino i w jakim stopniu jest on podatny na zakłócenia elektromagnetyczne. (...)*

Jeden z Kolegów, który nadesłał najobszerniejsze rozwiązanie, w dwóch e-mailach przeanalizował szereg ważnych czynników. Oto fragmenty jego rozwiązania: *(...) W układzie można zaobserwować kilka usterek związanych z dokładnością pomiarów. Czujnik PT100 (...) W przypadku takich czujników zwykle trzeba się upewnić, że prąd przepływający nie będzie prowadził do nadmiernego grzania, co mogłoby zafałszowywać pomiary. W tym przypadku prąd wynosi 2,54 mA @ 0°C więc w normie (...)*

Pobór prądu ze stabilizatora 3,3 V Arduino też wydaje się dopuszczalny – pytanie jak z zakłóceniami? Często napięcie 3,3 V jest uzyskiwane z układu odpowiedzialnego za komunikację USB (przykładowo FT232 w Arduino Nano) z niewielkim kondensatorem filtrującym na wyjściu, co może budzić obawy o poziom zakłóceń.

Teraz kwestia napięcia odniesienia przetwornika A/C Arduino – w procesorze ATmega możliwy jest wybór następujących wewnętrznych źródeł napięcia odniesienia: równe napięciu zasilania (w tym przypadku 5 V) albo wbudowane źródło napięcia odniesienia około 1,1 V.

W pierwszym przypadku skok kwantyzacji przetwornika A/C będzie wynosił 5 V/1024 = 4,89 mV, a w drugim 1,1 V/1024 = 1,1 mV. Zmiana napięcia w proponowanym układzie przy zmianie temperatury o 1 stopień (dla zmiany z zera na 1°C) to

*3,3 V*R12/(1000 + R12) – 3,3 V*R11/(1000 + R11) =*
*= 3,3 V*300,385/1300,385*
*– 3,3 V*300/1300*
=0,75 mV

Dodatkowo zależność napięcia od temperatury nie jest liniowa. Przykładowo dla 100°C wynosi już 0,71 mV.

Podsumowując – dla napięcia odniesienia 5 V termometr miałby rozdzielczość gorszą niż 6 stopni/poziom kwantyzacji, a dla 1,1 V – około 1,5 stopnia, co predestynuje go raczej do pomiaru dużych temperatur. Pytanie w takim razie, jaka jest maksymalna możliwa do zmierzenia temperatura w proponowanym układzie?

Jest to temperatura, przy której napięcie na wyjściu dzielnika osiągnie poziom napięcia odniesienia (lub zasilania toru czujnika). Przykładowo dla Vref = 1,1 V:

*1,1 V = 3,3 V*R1(1000 + R1)*
*1000 + R1 = 3*R1 => R1 = 500 Ω*
R1 = 100 + 100 + Rpt => Rpt = 300 Ω
co daje temperaturę maksymalną 200/0,385 = 519°C

Rezystory R1 i R2 mogą zaburzać pomiar ze względu na własny współczynnik temperaturowy oraz umieszczenie z daleka od miejsca pomiaru (więc w potencjalnie znacząco różnej od mierzonej temperaturze, co utrudnia kompensację). Usunięcie rezystorów R1 i R2 (mających prawdopodobnie modelować w przejaskrawiony sposób rezystancję przewodów łączących czujnik z resztą układu) spowoduje niewielką poprawę rozdzielczości – dla zera stopni różnica napięć dla różnicy temperatur 1 stopień (pomiędzy 0°C i 1°C) wynosi 1,05 mV, co poprawia rozdzielczość do około 1 stopnia/poziom kwantyzacji.

Teraz kwestia kondensatorów – w założeniu prawdopodobnie mają one tłumić indukujące się w przewodach zakłócenia, ale wydają się mieć znacząco zbyt małą pojemność do tego celu – uzyskany filtr dolnoprzepustowy będzie miał pasmo liczone w kilohercach (co dyskwalifikuje go do filtrowania przydźwięku sieci energetycznej który może się indukować w nieekranowanym przewodzie połączeniowym długości 4 m).

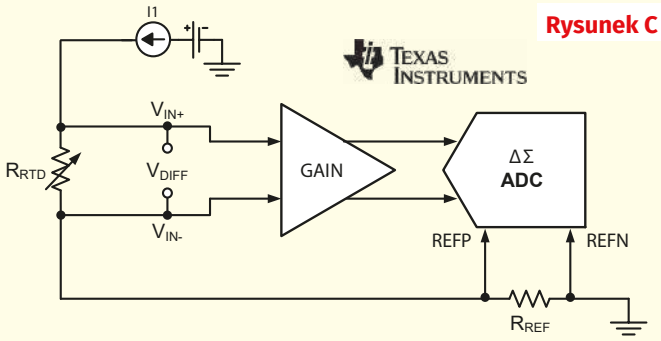
Proponowane zmiany to: upewnienie się że wybrano prawidłowe źródło napięcia odniesienia dla przetwornika A/C, zasilanie

eprasa.pl 02fed92324

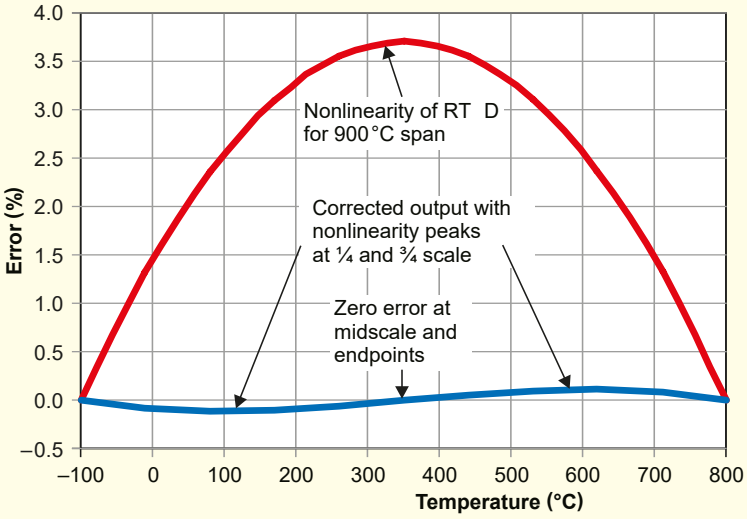
czujnika ze źródła prądowego co zlinearyzuje charakterystykę U/T, zwiększenie prądu w obwodzie celem poprawy rozdzielczości (ale może do prowadzić do zakłóceń związanych z rozgrzewaniem się czujnika), alternatywnie zastosowanie wzmacniacza pomiędzy czujnikiem a przetwornikiem A/C, zastosowanie kondensatorów filtrujących o większej pojemności, zastosowanie połączenia ekranowanego pomiędzy czujnikiem a układem pomiarowym, zminimalizowanie rezystancji połączeniowych (R1 i R2). (...)

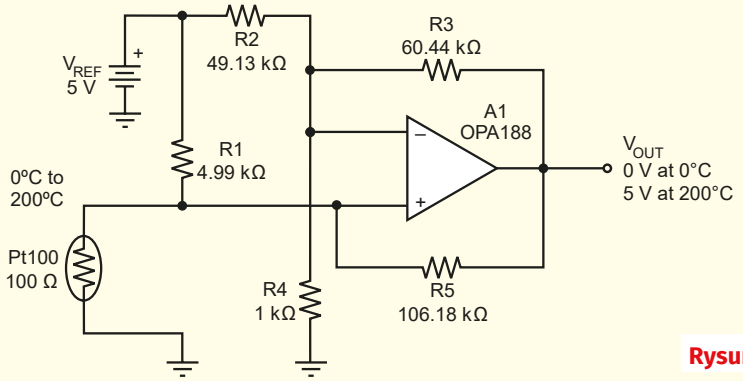
Zamiast źródła prądowego zasilającego termistor można zastosować odpowiedni algorytm w Arduino, który uwzględni strukturę toru pomiarowego (po to w sumie mamy mikroprocesor, żeby upraszczać układ). Przewód długości 2×4 m też będzie miał niezerową rezystancję (co powinno się dać zniwelować kalibracją układu, ale z drugiej strony po co instalować droższy przetwornik temperatury o znanej rezystancji w danej temperaturze, żeby potem i tak musieć kalibrować?) – przykładowo dla przekroju 0,25 mm² będzie to jakieś 1,134 Ω, czyli odpowiednik wzrostu temperatury o 3 stopnie. W tym konkretnym przypadku będzie to wprawdzie porównywalne do tolerancji 1% rezystorów R1 lub R2. Czyli tolerancja tych rezystorów – o ile nie będą to jakieś egzotyczne rezystory pomiarowe – i tak zamaskuje rezystancję toru transmisyjnego i wymusi kalibrację). Można też zastosować przetwornik czteroprzewodowy – żeby mierzyć napięcie bezpośrednio na przetworniku, bez spadku na przewodach zasilających (trójprzewodowy nie umożliwi skompensowania spadku na rezystancji masy (w tym R2). Pozdrawiam.

No właśnie, mamy tu zasygnalizowanych szereg ważnych zagadnień, których nie



Rysunek C





Rysunek D

sposób omówić w ramach rozwiązania zadania *Co tu nie gra?*. Czujniki RTD typu Pt100 są naprawdę znakomite i pozwalają zbudować bardzo precyzyjne termometry, jednak ich wykorzystanie nie jest wcale takie łatwe, jak mogłoby się wydawać. Podobnie jest też w przypadku wielu innych czujników, dołączanych do Arduino przez licznych hobbystów. Potencjalne możliwości są, ale nie da się ich wykorzystać w najprostszych układach pracy. Można korektę nieliniowości charakterystyki przeprowadzić programowo. Oczywiście ma to sens tylko przy dużej rozdzielczości i dokładności pomiaru, czego nie zapewni przetwornik ADC wbudowany w procesor ATmega328P w Arduino. Trzeba zastosować precyzyjne zewnętrzny przetwornik ADC.

Jednym z lepszych rozwiązań jest wtedy wykorzystanie wejścia napięcia odniesienia tego przetwornika i zrealizowanie pomiaru porównawczego (ratiometrycznego) według idei z uproszczonego **rysunku C**, pochodzącego z noty TI tidu145.pdf ze strony: https://www.ti.com/lit/ug/tidu145/tidu145.pdf?ts=1653646975334&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.google.com%252F, w skrócie: https://bit.ly/38njuf8.

Warto też wiedzieć, że do korekty nieliniowości można wykorzystać dość prosty sposób sprzętowy, a przy okazji zrealizować obwód współpracujący z czujnikiem Pt100 nieporównanie lepszy niż na rysunku B. **Rysunek D** pochodzi z noty TI slyt442.pdf dostępnej pod adresem: https://www.ti.com/lit/an/slyt442/slyt442.pdf?ts=1653647012234&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.google.com%252F, w skrócie: https://bit.ly/3ak1ClX i przedstawia przykładowe rozwiązanie korygujące błąd pomiaru do wartości poniżej 0,2 stopnia w szerokim zakresie temperatur. W tym przypadku trzeba jeszcze rozważyć kwestie zasilania.

W każdym razie potencjalne możliwości czujników RTD są bardzo atrakcyjne. Niech także i to zadanie NieGra uczuli miłośników Arduino i zachęci do głębszego poznania techniki analogowej, w szczególności układów pomiarowych dla Pt100. Bez takiej wiedzy potencjalnych możliwości sprzętu wykorzystać się nie da.

Także i tym razem za prawidłowe mogłem uznać wszystkie nadesłane rozwiązania, ponieważ w każdym prawidłowo został wskazany co najmniej jeden błąd. Nagrody-upominki za zadanie ***NieGra311*** otrzymują:

Jarosław Węgliński – Warszawa,
Andrzej Nowicki – Warszawa,
Zygmunt Flisak – Opole.

Wszystkich uczestników dopisuję do listy kandydatów na bezpłatne prenumeraty. ■

Piotr Górecki

eprasa.pl 02fed92324

Doroczne podsumowanie Szkoły Konstruktorów EdW

Pod koniec roku szkolnego 2021/2022 nastąpiło doroczne podsumowanie Trzech klas Szkoły Konstruktorów oraz zakończonego już konkursu **Jak to działa?**

W tym roku szkolnym żaden z uczestników nie przekroczył granicy 100 punktów, więc nagrody w postaci talonów do sklepu AVT otrzymują najbardziej aktywni uczestnicy, którzy w tym czasie zdobyli najwięcej punktów:

- talon 400 zł – **Rafał Orodziński** (wraz z synem) Białystok
- talon 200 zł – **Michał Stach** Kamionka Mała,
- talon 200 zł – **Andrzej Nowicki** Warszawa,
- talon 200 zł – **Circuit Chaos** Warszawa,
- talon 200 zł – **Piotr Grzegorczyk** Siedlce,
- talon 200 zł – **Jakub Jakubczyk** Kluczbork ,
- talon 200 zł – **Zygmunt Flisak** Opole.

Ponadto najaktywniejsi uczestnicy drugiego i trzeciego zadania Szkoły Konstruktorów, czyli konkursów **Co tu nie gra?** i **Policz**, a także konkursu **Jak to działa?**, otrzymują:

Roczne prenumeraty EdW oraz dodatkowo dowolnego innego czasopisma AVT:

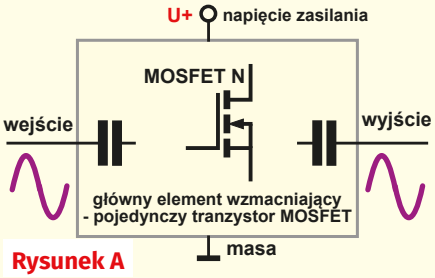
- **Tadeusz Susfał** Warszawa,
- **Ryszard Magdycz** Wrocław.

Roczne prenumeraty elektronicznej wersji EdW albo dowolnego innego czasopisma AVT:

- **Szymon Wójtowicz** Warszawa,
- **Andrzej Nowicki** Warszawa,
- **Zygmunt Flisak** Opole,
- **Jakub Jakubczyk** Kluczbork,
- **Paweł Sobótka** Szydłowiec.

Policz – zadanie 316

Chcemy przeprowadzić szereg testów różnych przedwzmacniaczy audio, żeby sprawdzić ich wpływ na dźwięk. Między innymi dla czystej ciekawości chcemy zrobić nietypowy przedwzmacniacz z jednym tylko tranzystorem wzmacniającym MOSFET N według **rysunku A**. Ogólne mówi się, że tranzystory polowe mają charakterystyki inne niż tranzystory bipolarne, a podobne do charakterystyk lamp próżniowych. Dlatego chcemy się przekonać się, czy efekty będą podobne, jak w przypadku przedwzmacniacza lampowego. Możliwości konfiguracyjnych jest wiele. Układ może wzmacniać sygnał, ale równie dobrze wypadkowe wzmocnienie może być równe jedności – wtedy otrzymamy rodzaj „ocieplacza dźwięku", podobnego do „ocieplaczy" lampowych, gdzie nie



Rysunek A

chodzi o wzmocnienie, a jedynie o modyfikację dźwięku. W układzie można zastosować rozmaite obwody pomocnicze, ale podstawowym elementem wzmacniającym, czy raczej „ocieplającym" ma być pojedynczy tranzystor MOSFET, bo to jego wpływ na dźwięk chcemy zbadać.

W ramach zadania ***Policz316*** należy: **zaproponować schemat i wartości elementów przedwzmacniacza – ocieplacza**.

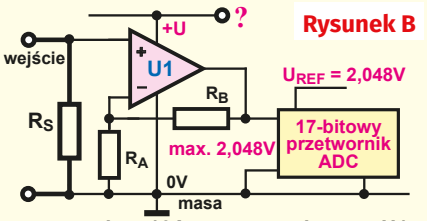
Zapraszam do udziału zarówno elektroników doświadczonych, jak i początkujących, którzy jeszcze nie potrafią przeanalizować wszystkich subtelności układu. Z uwagi na specyfikę zadania proszę o podawanie swojego wieku oraz miejsca nauki czy pracy.

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 (**Policz316_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.

eprasa.pl 02fed92324

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

Policz – rozwiązanie zadania 311



amperomierz 10A ze wzmacniaczem U1

W EdW 2/2022 przedstawione było zadanie Policz311, które brzmiało: *Planujemy budowę dokładnego cyfrowego amperomierza z 17-bitowym przetwornikiem ADC o napięciu odniesienia 2,048 V według* ***rysunku B****. Cyfrowy sygnał z przetwornika podamy na jakiś mikroprocesor, który przeliczy i przedstawi wynik na wyświetlaczu. Zakres pomiarowy projektowanego amperomierza ma wynosić 10 A.*

W ramach zadania Policz311 należy: ***zaproponować wartości rezystorów, typ wzmacniacza operacyjnego U1 oraz wartość napięcia zasilania +U.***

Zadanie to jest jak najbardziej praktyczne, ale i niełatwe. W zasadzie podstawy są proste i jasne, ale o finalnych parametrach całości zadecydują właściwości wzmacniacza operacyjnego U1. Zanim to omówimy nieco szerzej, najpierw przedstawię dwa najlepsze nadesłane rozwiązania.

Jeden z uczestników napisał: *(...) Dla zakresu prądu 10 A i maksymalnego napięcia wyjściowego U1 równego 2,048 V maksymalna wartość rezystora Rs wynosi 0,2048 Ω. Należy wybrać Rs znacznie mniejszy, żeby zmniejszyć moc rozproszoną. Można by zastosować rezystor 0,1 ohma ale moc tracona byłaby aż 10 W. Ja proponuję shunt rezystor 10 razy mniejszy: 0,01 Ohma o mocy min 2 W (będzie tracona 1 W)*

Zgodnie ze wzorem na wzmocnienie wzm op. nieodwracającego: Ku=1+Rb/Ra można wyznaczyć zależność między Ra i Rb:

$$Rb := \left(\frac{U_{out_max}}{I_{input_max} \cdot Rs} - 1 \right) \cdot Ra$$

gdzie:

$$U_{out_max} := 2.048V$$

$$I_{input_max} := 10A$$

Daje to wartości podane w ***tabeli 1****.*

Dla serii RA 5% z najmniejszym błędem jest para rezystorów RA=2 k i RB=39 k

RA	RB	Najbliższy RB	Błąd
1	19,48	20	-2,60%
1,1	21,428	22	-2,60%
1,2	23,376	24	-2,60%
1,3	25,324	27	-6,21%
1,5	29,22	30	-2,60%
1,6	31,168	30	3,89%
1,8	35,064	36	-2,60%
2	38,96	39	-0,10%
2,2	42,856	43	-0,33%
2,4	46,752	47	-0,53%
2,7	52,596	51	3,13%
3	58,44	56	4,36%
3,3	64,284	62	3,68%
3,6	70,128	68	3,13%
3,9	75,972	75	1,30%
4,3	83,764	82	2,15%
4,7	91,556	91	0,61%
5,1	99,348	100	-0,65%
5,6	109,088	110	-0,83%
6,2	120,776	120	0,65%
6,8	132,464	130	1,90%
7,5	146,1	150	-2,60%
8,2	159,736	150	6,49%
9,1	177,268	180	-1,52%

Żeby zapewnić jak najmniejszy błąd pomiaru, napięcie zasilające U1 powinno nieco większe niż 2,045 V, proponuję napięcie 2,5 V, żeby napięcie na wyjściu zmieniało w pełnym zakresie zasilania.

Wzmacniacz U1 powinien być precyzyjny, niskonapięciowy, stabilny ze względu na zmiany temperatury i bardzo małym napięciu niezrównoważenia, w celu zapewnienia małego błędu pomiaru.

Rozdzielczość pomiaru można by zwiększyć, obniżając wartość rezystora szeregowego Rs np. do 1 mOhma, wtedy wartości RA=160 Ohm i 33 k lub RA=330 Ohm i RB=68 k według ***tabeli 2****.*

RA	RB	Najbliższy RB	Błąd
Ohm	kOhm	kOhm	
100	20,38	20	1,90%
110	22,418	22	1,90%
120	24,456	24	1,90%
130	26,494	27	-1,87%
150	30,57	30	1,90%
160	32,608	33	-1,19%
180	36,684	36	1,90%
200	40,76	39	4,51%
220	44,836	43	4,27%
240	48,912	47	4,07%
270	55,026	56	-1,74%
300	61,14	62	-1,39%
330	67,254	68	-1,10%
360	73,368	75	-2,18%
390	79,482	82	-3,07%
430	87,634	91	-3,70%
470	95,786	91	5,26%
510	103,938	100	3,94%
560	114,128	110	3,75%
620	126,356	120	5,30%
680	138,584	130	6,60%
750	152,85	150	1,90%
820	167,116	180	-7,16%
910	185,458	180	3,03%

Inny stały uczestnik zaczął tak: *(...) ze względu, że maksymalny prąd to 10 A, wybierzemy rezystor* ***Rs*** *o wartości* ***0,01 R****. Przy tej wartości, maksymalna moc w nim wydzielona będzie wynosić 1 W (dla rezystora 0,1 R będzie to 10 W, robi się z tego piecyk). Dla prądu 10 A i rezystora 0,01 R uzyskamy maksymalny spadek napięcia na Rs równy 0,1 V. Przy wzmocnieniu równym 20 (układ wzmacniacza nieodwracającego) na wyjściu uzyskamy napięcie 2 V czyli mieścimy się w założeniach, nie przekraczamy wartości 2,048 V. Przyjęta wartość wzmocnienia określa nam iloraz wartości rezystorów* ***RB/RA = 19****. Dobierzemy rezystory z szeregu E96 tak, aby jak najdokładniej odpowiadały założonemu ilorazowi. Przykładowo wybierzemy rezystor* ***RA = 1,58 k a RB = 30,1 k.*** *Dla tak przyjętych wartości rezystorów iloraz jest równy 19,0506. Oczywiście biorąc pod uwagę chociażby tolerancję rezystorów, uzyskanie wartości tego ilorazu dokładnie równej 19 będzie bardzo trudne. Zamiast jednego stałego rezystora RB można w tym miejscu wstawić złożenie stałego rezystora i potencjometru precyzyjnego. Np.* ***27,4 k (stały) + 5 k (precyzyjny)*** *lub* ***29,4 k +2 k****. Taka kombinacja umożliwi ustawienie właściwej rezystancji RB na podstawie pomiaru napięcia. Tak, aby znając wartość napięcia URS napięcie wyjściowe było 20 razy większe.*

Pozostał nam do wyboru wzmacniacz operacyjny. Moja propozycja to: ***AD8551, AD8571, ADA4622.*** *Ewentualnie można wykorzystać* ***LTC2050*** *i* ***MCP6V01****, ale należy się liczyć z większym błędem dla małych prądów (poniżej 100 mA). Poczciwy LM358 zda egzamin, ale raczej tylko dla prądów od 1 A wzwyż. Wzmacniacze zasilamy napięciem* ***U+ = 5 V****.*

Rzeczywiście, możliwości jest wiele, a przy podejmowaniu kluczowych decyzji trzeba zwrócić uwagę na dwie kwestie.

Jedna to wartość rezystora bocznikowego Rs, druga to parametry wzmacniacza.

Zanim omówimy szczegóły, zastanówmy się nad potencjalnymi możliwościami takiego przyrządu. Otóż jeżeli przetwornik jest 17-bitowy, czyli rozróżnia 131072 poziomów – „schodków" i jeżeli ma napięcie odniesienia 2,048 V, to jeden „schodek", jeden bit ma wartość 0,000015625 V, czyli 15,625 mikrowolta. Czyli jego rozdzielczość wynosi około 15 mikrowoltów.

eprasa.pl 02fed92324



Rysunek C

Przyjmijmy teraz, że przy prądzie 10 A, na wejściu przetwornika ADC uzyskamy 2,000 V. Przy prądzie 1 ampera będzie to 200 mV, przy prądzie 1 miliampera 200 mikrowoltów, a przy prądzie 0,1 mA – 20 mikrowoltów. A przetwornik ma rozdzielczość około 15 uV, więc rozdzielczość pomiaru prądu będzie lepsza niż 0,1 mA (będzie wynosić 0,078 mA)! Jeżeli będzie to przetwornik sigma-delta, to można się spodziewać, że stabilność zera będzie dobra i możemy zrealizować amperomierz o fantastycznych możliwościach, który w jednym zakresie mierzy prąd od 0,0001 A do 10 A nie tylko z rozdzielczością 0,1 mA, ale i z taką mniej więcej dokładnością w zakresie małych prądów! Patrząc z jednej strony, najłatwiej to osiągnąć bez wzmacniacza operacyjnego.

Otóż w skrajnym przypadku możemy całkowicie usunąć wzmacniacz operacyjny i zastosować rezystor Rs o wartości 0,2 oma. Jednak przy prądzie 10 A wystąpiłby na nim spadek napięcia aż 2 wolty i wydzieliłaby się w nim moc 20 watów! Nie mamy wtedy kłopotu ze wzmacniaczem operacyjnym, ale zdecydowanie nieakceptowalny jest zarówno tak duży spadek napięcia na boczniku pomiarowym, jak i tak duża moc strat.

Odrzucamy więc ten skrajny przypadek i rozważamy sytuację niejako odwrotną: chcemy zastosować rezystor Rs o jak najmniejszej rezystancji i odpowiednio wzmocnić występujące na nim napięcie za pomocą wzmacniacza operacyjnego.

Idea jest jak najbardziej słuszna!

Na początek trzeba się zastanowić, jak może być w praktyce „najmniejsza wartość" bocznikowego rezystora Rs? Otóż dziś do dyspozycji mamy rezystory pomiarowe o rezystancjach rzędu pojedynczych miliomów. Bez problemu można kupić małą liczbę rezystorów 1-miliomowych, a nawet „mniejszych". Przykładowo w ofercie TME, jak pokazuje **rysunek C**, występuje nawet rezystor o nieprawdopodobnie małej rezystancji 0,1 milioma, czyli 0,0001 Ω, co zaznaczone jest czerwoną strzałką.

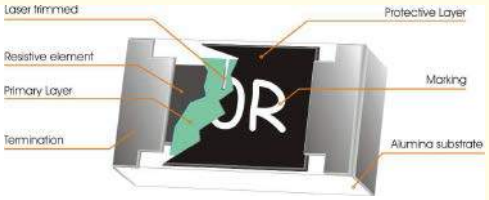
To akurat jest pomyłka – w rzeczywistości chodzi o rezystor o nominale 0,100 oma. Jeżeli odnajdziemy stronę tajwańskiegoproducenta–korporacji Walsin (https://www.passivecomponent.com) i ściągniemy kartę katalogową rezystorów WW10P, to okaże się, że w tej serii (i prawdopodobnie w całej ofercie Walsin) nie przewiduje się rezystorów o aż tak małej rezystancji 0,0001 oma. Na **rysunku D** przedstawione są najważniejsze fragmenty karty katalogowej rezystorów WW10P. W szczególności wskazówki dotyczące zamawiania wskazują, że oznaczenie **WW10PR100FTL** dotyczy rezystora o nominale 0,1 oma, a nie 0,1 milioma.

Nie znaczy to, że nie ma rezystorów o niewyobrażalnie małym nominale 0,1 milioma. Są! Najprostszym przykładem niech będzie karta katalogowa drugiego rezystora z rysunku C (VISHAY 0,3 mΩ), zaznaczonego tam pomarańczową strzałką. Jej kluczowe fragmenty pokazane są na **rysunku E**. Jak z tego wynika, w tej wersji dostępne są nominały od 0,1 milioma, a na zamówienie nawet 50 mikroomów (0,00005 Ω)! Tolerancja nie zachwyca (5%), ale to nie ma większego znaczenia. Zdecydowanie ważniejszy jest współczynnik cieplny (±175...±325 ppm/°C), który na pewno nie jest rewelacyjny, ale przy tak skrajnie małej rezystancji można go uznać za umiarkowanie dobry. Są to ewidentnie rezystory pomiarowe, idealnie nadające się do naszych celów, przewidziane do pracy w czteropunktowym układzie Kelvina, stąd „ząbki" z jednej strony płytki rezystancyjnej. Warto byłoby rozważyć i taką wersję, jednak tego rodzaju rezystor sporo kosztuje, ponad 30 zł za sztukę i na dodatek minimalne zamówienie to 100 sztuk.

Ze względów ekonomicznych rozważmy więc kolejną, wielokrotnie tańszą i dostępną praktycznie dla każdego propozycję rezystora 500-mikroomowego (zielona strzałka na rysunku C). Za 10 sztuk zapłacimy niewiele ponad 20 złotych. Jeśli nie damy się uwikłać w bezskuteczne poszukiwania na stronie

PSA 華新科技股份有限公司
Walsin Technology Corporation

WW10P
±1%, ±5%
Thick Film Low ohm chip resistors (Power)
Size 1210



QUICK REFERENCE DATA

Item	General Specification
Series No.	**WW10X**
Size code	**1210 (3225)**
Resistance Tolerance	**±1% , ±5%**
Resistance Range	**0.02Ω ~ 0.976Ω**
TCR (ppm/°C) -55°C ~ +155°C 0.02Ω ~ 0.03Ω 0.033Ω ~ 0.047Ω 0.05Ω ~ 0.091Ω 0.10Ω ~ 0.976Ω	 **≤ ± 1500 ppm/°C** **≤ ± 1000 ppm/°C** **≤ ± 800 ppm/°C** **≤ ± 200 ppm/°C**
Max. dissipation at T_{amb}=70°C	**1/3 W (0.33 W)**
Max. Operation voltage (DC or RMS)	**200V**
Max. Overload voltage (DC or RMS)	**400V**
Climatic category (IEC 60068)	**55/155/56**

Rysunek D

CATALOGUE NUMBERS

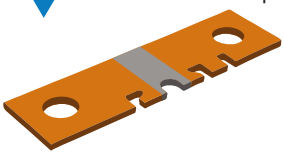
WW10	X	R100	J	T	L
Size code **WW10: 1210**	**Type code** **X** : Thick film,	**Resistance code – 4 digits** R100 = 0.1 OHM R976 = 0.976 OHM	**Tolerance** **J: ± 5%** **F: ± 1%**	**Packaging code** **T: 7" Reeled taping**	**Termination code** **L** = Sn base (lead free)

eprasa.pl 02fed92324

VISHAY www.vishay.com

WSMS5515 Vishay Dale

Power Metal Strip ® Meter Shunt Resistor, Very Low Value (down to 0.00010 Ohms)



- 4-terminal (Kelvin) connection design
- Very low inductance (< 0.5 nH)
- Low thermal EMF (< 3 µV/°C)

Pb-free RoHS COMPLIANT GREEN (5-2008)

STANDARD ELECTRICAL SPECIFICATIONS

GLOBAL MODEL	SIZE	POWER RATING $P_{70\,°C}$ W	TOLERANCE %	RESISTANCE VALUE RANGE Ohm	RESISTANCE VALUES CURRENTLY AVAILABLE Ohm	WEIGHT (typical) g/1000 pieces
WSMS5515	5515	3.0	5.0	50µ to 1000µ	100µ, 160µ, 200µ, 250µ, 300µ, 500µ	7800

TECHNICAL SPECIFICATIONS

PARAMETER	UNIT	RESISTOR CHARACTERISTICS
Temperature Coefficient	ppm/°C	± 325 for 100 µ , ± 225 for 160 µ , 200 µ , and 250 µ , ± 175 for 300 µ to 500 µ
Operating Temperature Range	°C	- 65 to + 170
Maximum Current Rating	A	$(P/R)^{1/2}$

Rysunek E

http://www.royalohm.com, tylko poszukamy gdzie indziej, to okaże się, iż są to przyzwoite rezystory pomiarowe, o czym świadczy **rysunek F**. Oferowana wersja ma obciążalność 2 W, więc zgodnie ze wzorem $P = I^2R$ teoretycznie może pracować przy prądzie ponad 60 amperów. Zakładamy, że wykorzystamy jeden taki rezystor, więc przy prądzie 10 A wystąpi na nim spadek napięcia 5 miliomów i wydzieli się moc strat 50 miliwatów. Rewelacja! Znikoma strata napięcia i znikome grzanie rezystora pomiarowego!

Owszem, tylko to napięcie 5 mV trzeba wzmocnić do wartości 2 V albo 2,048 V, czyli 400 razy. Zapewne chodzi o wzmocnienie napięcia stałego, bo trudno byłoby sobie wyobrazić bardzo szybki przetwornik ADC o rozdzielczości 17 bitów. A jeżeli wzmocnienie dla napięcia stałego ma wynosić 400×, to w zasadzie powinien sobie z tym poradzić prawie każdy wzmacniacz operacyjny, bo każdy ma wzmocnienie z otwartą pętlą co najmniej kilkadziesiąt tysięcy razy. Nie ma problemu z wartością wzmocnienia, ale jest inny ogromny problem: napięcie niezrównoważenia i jego dryft.

Pamiętamy, że wzmacniacz operacyjny wzmacnia też swoje wejściowe napięcie niezrównoważenia. W rozważanym przypadku wzmacnia 400-krotnie.

I tu zaczynamy od nieśmiertelnego, ulubionego, wręcz ukochanego przez wielu LM358. Według kart katalogowych jego spodziewane, typowe napięcie niezrównoważenia może wynosić 2 miliwolty, maksymalnie 7 mV. Gdybyśmy trafili pierwszy lepszy egzemplarz o napięciu niezrównoważenia właśnie 2 mV, to po 400-krotnym wzmocnieniu daje to ni mniej ni więcej, tylko 800 mV. Jeżeli napięcie niezrównoważenia będzie, powiedzmy „dodatnie”, to przy zerowym prądzie na wejściu przetwornika ADC wystąpi napięcie 800 mV, co ten przetwornik potraktuje jako prąd 4 A. Przy zerowym prądzie miernik wskaże 4 A.

A gdy trafimy egzemplarz LM358 z „ujemnym” napięciem niezrównoważenia 2 mV, to przy zerowym prądzie płynącym przez Rs wskazanie będzie prawidłowe: 0,0000 A. Tak, ale jakiekolwiek wskazania pojawią się dopiero wtedy, gdy prąd wzrośnie powyżej 4 A! Napięcie niezrównoważenia 2 mV daje przesuniecie skali o cztery ampery! Katastrofa!

Jeżeli będziemy mieć szczęście i spośród wielu kostek LM358 znajdziemy egzemplarz o dużo mniejszym napięciu niezrównoważenia, na przykład 0,1 miliwolta, to po 400-krotnym wzmocnieniu będzie to 40 mV. A to odpowiada prądowi 0,2 A. Przesuniecie wyniku wyniesie 200 mA.

Analogicznie jeżeli zakupimy precyzyjny wzmacniacz operacyjny o napięciu niezrównoważenia, powiedzmy 20 mikrowoltów, to po 400-krotnym wzmocnieniu da to 8 mV, a to oznacza przesunięcie zera o 40 mA. I to wszystko w przyrządzie o rozdzielczości rzędu 0,1 mA.

Oczywiście można zastosować wzmacniacz operacyjny, który ma końcówki do dołącze nia potencjometru korekcji napięcia niezrównoważenia. Można też taką korekcję zrealizować inaczej, nawet z użyciem kostki LM358. Tak, ale to nie rozwiąże problemu, ponieważ do tego dojdzie dryft cieplny oraz inne przypadkowe zmiany napięcia niezrównoważenia. Ogólnie przyjmuje się, że dryft cieplny napięcia niezrównoważenia typowych, popularnych wzmacniaczy to 7...10 mikrowoltów na stopień Celsjusza. Jeżeli nawet trafimy na egzemplarz o dryfcie wynoszącym tylko 1 uV/°C, to przy 400-krotnym wzmocnieniu zmiana temperatury wzmacniacza operacyjnego o 1 stopień da na wejściu przetwornika ADC zmianę o 400 mikrowoltów, a to odpowiada prądowi 2 mA, przypomnijmy: przy rozdzielczości wskazań 0,1 mA.

Jak z tego widać, zastosowanie rezystora Rs o bardzo małej wartości wymusza konieczność zastosowania wręcz idealnego wzmacniacza operacyjnego. Takiego, który ma

UR UNI-ROYAL 厚聲集團

Metal Strip Chip Resistors

ROYALOHM uniohm

Type	Rating Power at 70℃	T.C.R. (ppm/℃)	Max. Rating Current (A)	Max. Overload Current (A)	Resistance Range (mΩ) 0.5% (D)	Resistance Range (mΩ) 1.0% (F) 2.0% (G) 5.0% (J)	Operating Temperature Range (℃)
LR05	1W	≦±100	31.62	63.24	---	1	
		≦±75	25.81	44.72	---	1.5~2	
		≦±50	15.81	31.62	---	2.5~15	
LR06	1W	≦±50	31.62	63.24	7~50	1~50	
	1.5W	≦±50	38.72	77.49	7~10	1~10	
LR12	2W	≦±75	63.24	141.42	---	0.5~0.75	-55~+170℃
	2W	≦±50	44.72	100.00	16~450	1~450	
	3W	≦±75	77.45	154.91	---	0.5~0.75	
	3W	≦±50	54.77	109.54	7~100	1~100	
LR25	4W	≦±75	126.49	252.98	---	0.25~0.3	
		≦±50	89.44	178.88		0.5~3	

Rysunek F

eprasa.pl 02fed92324



Rysunek G

małe napięcie niezrównoważenia, ale przede wszystkim znikomy dryft tego napięcia.

Ideałów nie ma, w każdym wzmacniaczu, nawet typu AutoZero/Zero drift występują jakieś szumy i dryfty. I to właśnie one wyznaczą sensowne w praktyce wartości Rs i wzmocnienia. Żeby zmniejszyć ich wpływ, trzeba zmniejszyć wzmocnienie, a to oznacza konieczność zwiększenia rezystancji Rs.

Wszystko w sumie zależeć będzie od wzmacniacza operacyjnego i stabilności termicznej jego napięcia niezrównoważenia. Dziś dostępne są bardzo dobre i niedrogie wzmacniacze operacyjne. **Rysunek G** pokazuje precyzyjne wzmacniacze o napięciu niezrównoważenia do 5 mikrowoltów, dostępne w TME w chwili pisania tego materiału. Oczywiście należałoby zajrzeć do kart katalogowych i sprawdzić szczegóły. Nie powinno jednak być problemu ze znalezieniem wersji zasilanej pojedynczym napięciem 3...5 V, której wejścia mogą pracować na poziomie ujemnej szyny zasilania (SS – single supply lub RRIO).

Jak wynika z przedstawionych rozważań, nie ma jednej jedynej odpowiedzi na pytanie, jakie powinny być wartości Rs i wzmocnienie. Na pewno trzeba zacząć od zakupu jak najlepszego wzmacniacza operacyjnego. Rozsądne wydaje się zastosowanie Rs w granicach 5...20 miliomów i sprawdzenie, jak przy potrzebnym wtedy wzmocnieniu 40×...10× wygląda stabilność wskazań zera. Jeśli będzie dobra, można zmniejszyć Rs i zwiększyć wzmocnienie. Nie warto przesadzać ze zmniejszaniem Rs w celu zmniejszenia spadku – straty napięcia na tym amperomierzu. Przecież do rezystancji pomiarowej Rs dojdą zawsze jakieś rezystancje połączeń i przewodów pomiarowych – warto pamiętać, że 1 metr drutu o przekroju 1 mm² ma rezystancję około 18 miliomów...

Jeżeli chodzi o zadanie Policz311, wszystkie nadesłane odpowiedzi mogłem uznać za prawidłowe, chociaż rozrzut proponowanych wartości był duży, a niektórzy uczestnicy popełnili błędy rachunkowe. Nagrody-upominki za zadanie ***Policz311*** otrzymują:

Emil Dębniak – Pasieka,
Ryszard Magdycz – Wrocław,
Janusz Mariańczyk – Bydgoszcz.

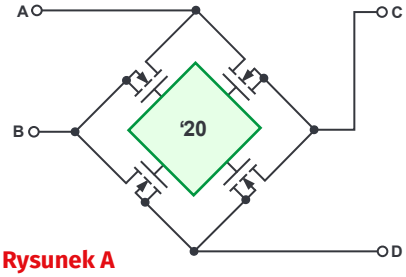
Wszystkich uczestników dopisuję do listy kandydatów na bezpłatne prenumeraty. ■

Piotr Górecki

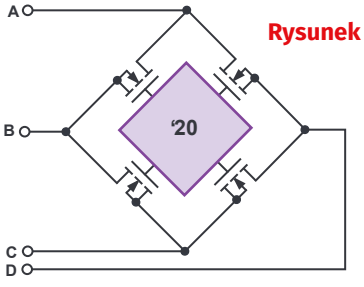
Jak to działa

W numerze 3/2022 przedstawiony był, pokazany na **rysunku A**, nieskomplikowany układ elektroniczny.

Jest to... ***idealny mostek prostowniczy z czterema MOFET-ami pełniącymi rolę diod oraz z dedykowanym scalonym sterownikiem LT4320***.



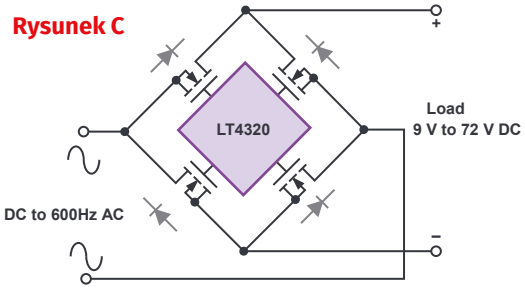
Rysunek A



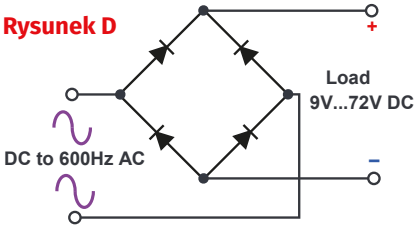
Rysunek B

Aby utrudnić zadanie, schemat celowo został przerysowany do pokrętnej, wprowadzającej w błąd postaci z rysunku A. Również **rysunek B** nie pomaga w rozszyfrowaniu przeznaczenia układu, choć nie wprowadza w błąd. Ułatwia to natomiast **rysunek C**, pochodzący z karty katalogowej kostki LT4320, stąd na rysunku A liczba '20.

Rysunek C

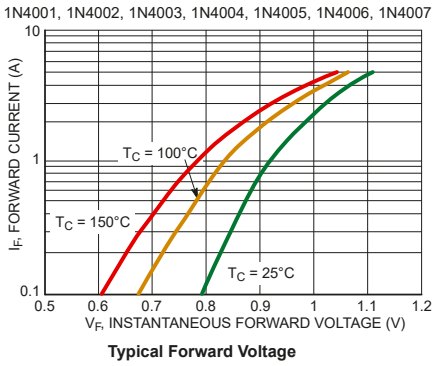


Rysunek D



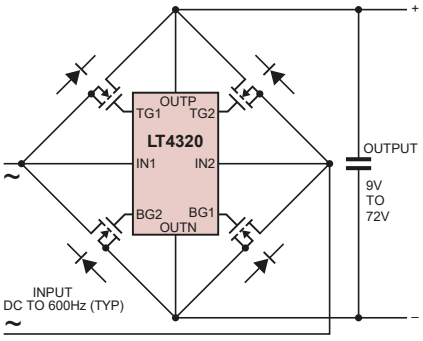
Mniej zorientowanym na początek trzeba wyjaśnić, dlaczego proponuje się takie skomplikowane rozwiązanie zamiast zwykłego mostka prostowniczego według **rysunku D**. Otóż od mniej więcej od stu lat do prostowania przebiegów zmiennych wykorzystywane są mostki prostownicze. Najpierw były to bardzo niedoskonałe mostki selenowe i kuprytowe, potem mostki z diodami germanowymi, a następnie krzemowymi. Mówi się, że zwykłe, klasyczne diody krzemowe mają napięcie przewodzenia 0,7 V. Nie jest to do końca prawdą. Napięcie przewodzenia zależy od płynącego prądu. Mostki prostownicze często pracują impulsowo, a to znaczy, ze szczytowa wartość prądu jest większa, niż wartość średnia. A to znacząco zwiększa napięcie przewodzenia **Rysunek E**, pochodzący z karty katalogowej OnSemi najpopularniejszych 1-amperowych diod 1N4001...7 pokazuje, że napięcie przewodzenia przy nominalnej wartości 1 ampera i temperaturze +25°C przekracza 0,9 V i jest znacząco większe od 0,7 V nawet przy maksymalnej dopuszczalnej temperaturze struktury

eprasa.pl 02fed92324

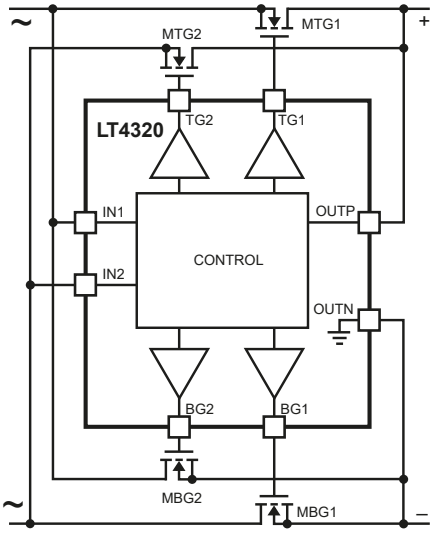


Typical Forward Voltage

Rysunek E



Rysunek G



Rysunek H

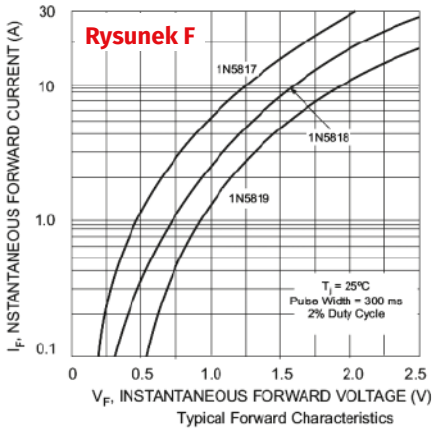
(+150°C). Przy pracy impulsowej spadek napięcia może wynieść 1 V, a nawet więcej.

W przypadku mostka prostowniczego prąd zawsze płynie przez dwie diody, więc sumaryczna strata napięcia jest dwa razy większa. Jeżeli dla uproszczenia założymy, że przy pracy impulsowej spadek napięcia na każdej diodzie wynosi 1 V, a my chcemy wyprostować impulsy prostokątne o amplitudzie 5 V, to za zwykłym prostownikiem otrzymamy napięcie wyjściowe około 3 V, czyli mniej więcej 60% wartości oczekiwanej.

Dlatego do prostowania niedużych napięć rzędu pojedynczych woltów powszechnie stosuje się diody Schottky'ego, które mają niższe napięcie przewodzenia, a więc zapewniają mniejsze straty. Często mówi się, że napięcie przewodzenia diod Schottky'ego to 0,2...0,3 V. To też nie jest do końca prawdą. Napięcie takich diod zależy od kilku czynników, między innymi od maksymalnego napięcia wstecznego, a także od technologii, wykorzystywanej przez danego producenta. Mało optymistyczne dane zawiera **rysunek F**, pochodzący z katalogu 1-amperowych diod Schottky'ego 1N5817...19 produkcji Diodes. Te informacje są wręcz zatrważające: 40-woltowa dioda 1N5819 w temperaturze pokojowej przy nominalnym prądzie 1 A może mieć napięcie przewodzenia takie, jak klasyczna dioda krzemowa! W innych katalogach dane dotyczące diod 1N5817...19 są bardziej optymistyczne, niemniej problem straty napięcia nadal jest istotny przy prostowaniu niskich napięć.

Problem rozwiązuje tak zwane prostowanie synchroniczne realizowane przez odpowiednio wysterowane tranzystory MOSFET i specjalizowany układ scalony nazywany ***Ideal Diode Bridge Controller***. I właśnie rysunki A...C pokazują propozycję realizacji idei prostowania synchronicznego dla układu mostkowego. Jest to bardzo uproszczona idea, a dociekliwi Czytelnicy mogą z niedowierzaniem zastanawiać się, czy to w ogóle możliwe.

Jest możliwe, ale w rzeczywistości w układzie wykorzystywane są jeszcze cztery dodatkowe wyprowadzenia kostki TL4320, co sygnalizuje pochodzący z karty katalogowej **rysunek G**. Jeszcze lepiej widać to na **rysunku H**. Tu można się słusznie domyślać, że końcówki oznaczone OUTP, OUTN to w istocie końcówki zasilania układu



Typical Forward Characteristics

Rysunek F

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

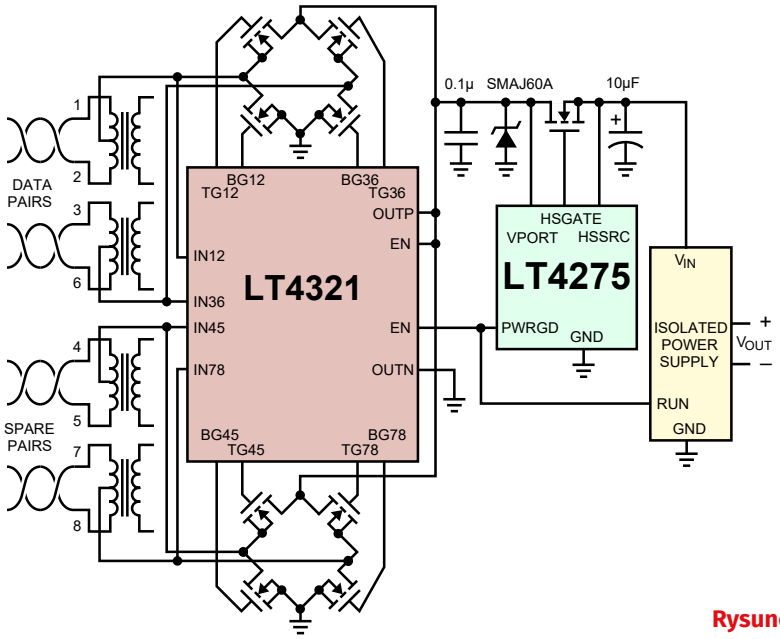


REGULATORY DO KOTŁÓW Z PODAJNIKIEM
REGULATORY POGODOWE

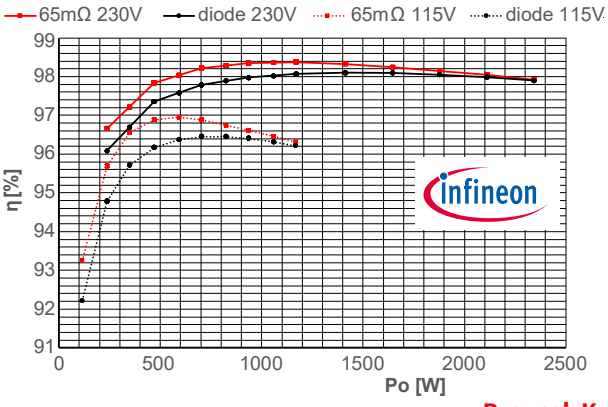
- Prosta obsługa, bogate możliwości programowania
- Możliwość dopasowania do każdego kotła i rodzaju paliwa
- Wysoka jakość
- Gwarancja 24 miesiące

www.pwkey.pl

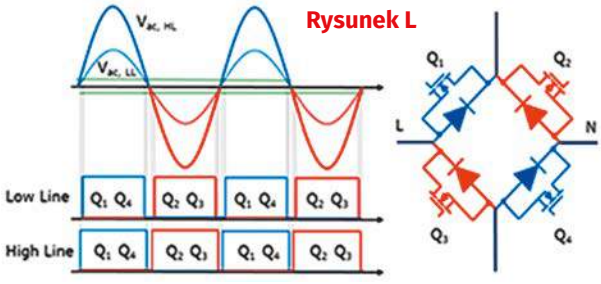
eprasa.pl 02fed92324



Rysunek J



Rysunek K



Rysunek L

scalonego, gdzie stale musi występować napięcie, co prowadzi do kolejnego słusznego wniosku, że na wyjściu mostka musi być zainstalowany kondensator magazynujący energię, który zapewni odpowiednie napięcie zasilania cały czas, także pomiędzy szczytami prostowanego napięcia zmiennego. Potwierdzają to zawarte w karcie katalogowej wskazówki dotyczące doboru kondensatora wyjściowego.

Można się też domyślać, że końcówki oznaczone IN1, IN2 to wejścia czujników, sprawdzających wartość napięcia wejściowego, w szczególności momenty jego przejścia przez zero.

Układ ten jest przeznaczony do aktywnych prostowników napięć zmiennych, ale nie szybkozmiennych, a tylko o częstotliwościach do 600 Hz. Czyli głównie do prostowania napięcia sieci 50 Hz. Kostka mogłaby pracować przy większej częstotliwości przebiegu prostowanego, ale wtedy rosłyby straty przełączania i korzyść z takiego prostownika synchronicznego byłaby mniejsza lub żadna. Właśnie z tego względu producent nie zaleca stosowania zbyt dużych, przewymiarowanych MOSFET-ów. „Silniejsze" MOSFET-y generalnie mają większą pojemność wejściową. Według zaleceń z karty katalogowej spadek napięcia na rezystancji R_{DSon} otwartego MOSFET-a powinien wynosić około 30 mV, a dopuszczalne napięcie U_{DSMAX} też nie powinno być znacząco większe, niż amplituda prostowanego napięcia.

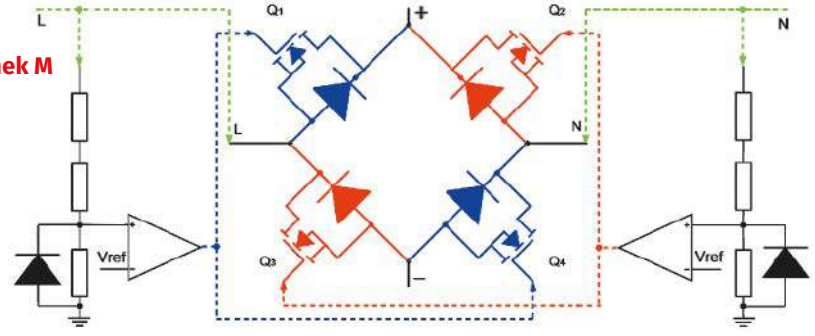
Karta katalogowa LT4320 nie zawiera dokładniejszych informacji o szczegółach budowy i działania tej interesującej kostki. Mostkowe prostowniki aktywne są też wykorzystywane w pokrewnej kostce LT4321, przeznaczonej do systemów zasilania PoE (**rysunek J**), ale nie do prostowania napięć zmiennych (przemiennych) sieci energetycznej.

Nieco więcej informacji o działaniu mostkowych prostowników synchronicznych można znaleźć w nocie aplikacyjnej, ale nie Analog Devices, która przejęła Linear Technology, tylko firmy Infineon: https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-Evaluation_kit_KIT_ACT_BRD_60R065S7-ApplicationNotes-v01_00-EN.pdf?fileId=5546d462700c0ae60170875753771d45, w skrócie: https://bit.ly/3N1QN6I.

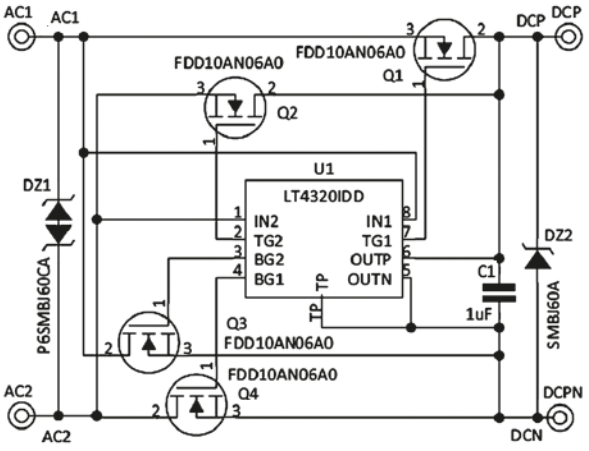
Jest to opis modułu mostkowego prostownika synchronicznego pracującego na tej samej lub podobnej zasadzie, przeznaczonego do bezpośredniego prostowania napięcia sieci 120 V 60 Hz oraz 230 V 50 Hz. Przy tak wysokich napięciach pracy, korzyść ze stosowania prostownika aktywnego jest mała – zwiększenie sprawności o około 1% przy 120 V i o około 0,7% przy 230 V, co pokazuje dokładniej **rysunek K**. Jednak dziś nawet tak małe poprawienie sprawności energetycznej zasilacza sieciowego może mieć praktyczne znaczenie, zwłaszcza gdy chodzi o potężniejsze zasilacze o mocach co najmniej kilkuset watów. W tych materiałach Infineon można znaleźć **rysunek L** pokazujący podstawową zasadę pracy aktywnego mostka prostowniczego oraz **rysunek M**, pokazujący obwody czujników napięcia wejściowego.

Jeżeli chodzi o nadesłane rozwiązania, wszystkie bez wyjątku były prawidłowe. Jeden z uczestników przysłał schemat pochodzący z siostrzanej EP – **rysunek N**. Inny Kolega dodał takie uwagi: *(...) Tranzystory MOSFET pracują w mostku w połączeniu rewersyjnym, tzn. przewodzą prąd od źródła*

Rysunek M



eprasa.pl 02fed92324



Rysunek N

do drenu bocznikując swoje, nie uwzględnione na schemacie, diody pasożytnicze. Tranzystory włączane są na przemian parami, po przekątnej mostka, tzn. jednocześnie przewodzą tranzystory w gałęziach BA i DC albo CA i DB. Włączaniem i wyłączaniem tranzystorów MOSFET steruje układ oznaczony na schemacie symbolem '20. Z dużym prawdopodobieństwem można założyć, że jest to układ firmy Linear Technology typu LT4320, będący kontrolerem idealnego mostka diodowego (...)

Jeden ze stałych uczestników napisał: *(...) Taki mostek diodowy (...) zmniejsza koszty zasilania, zwłaszcza w zastosowaniach niskonapięciowych. Mostek tego typu eliminuje również problemy termiczne, kosztowne radiatory i znacznie zmniejsza powierzchnię płytki drukowanej. Przykładowo dla prądu 10A DC wzrost temperatury w tradycyjnym mostku osiąga wartość 84°C a w rozwiązaniu z tranzystorami MOSFET tylko 16°C.*

Monitorowanie wewnętrzne wykrywa również źródło zasilania w przypadku awarii lub zwarcia, a w takim przypadku obwody realizują szybkie wyłączenie, aby zminimalizować stany przejściowe prądu wstecznego. (...) Sterownik jest dostępny w dwóch opcjach: LT4320 jest przeznaczony do prostowania napięcia DC do 60Hz oraz LT 4320-1, który prostuje od DC do 600Hz. (...) W linku poniżej jest przedstawiony praktyczny eksperyment porównujący tradycyjny mostek prostowniczy z rozwiązaniem MOSFET + LT4320.

https://community.element14.com/members-area/personalblogs/b/john-wiltrout-s-blog/posts/exploring-the-lt4320-ideal-diode-bridge-controller

w skrócie: https://bit.ly/3NKxC1i

Nagrody-upominki za ostatnie już zadanie ***JakDziała*** otrzymują:

Bartłomiej Kądziela – Kazimierza Wielka,
Aleksander Borysiuk – Hajnówka,
Andrzej Sędzielewski – Siemianowice Śląskie.

Wszyscy uczestnicy konkursu zostają dopisani do listy kandydatów na bezpłatne prenumeraty. ■

Piotr Górecki

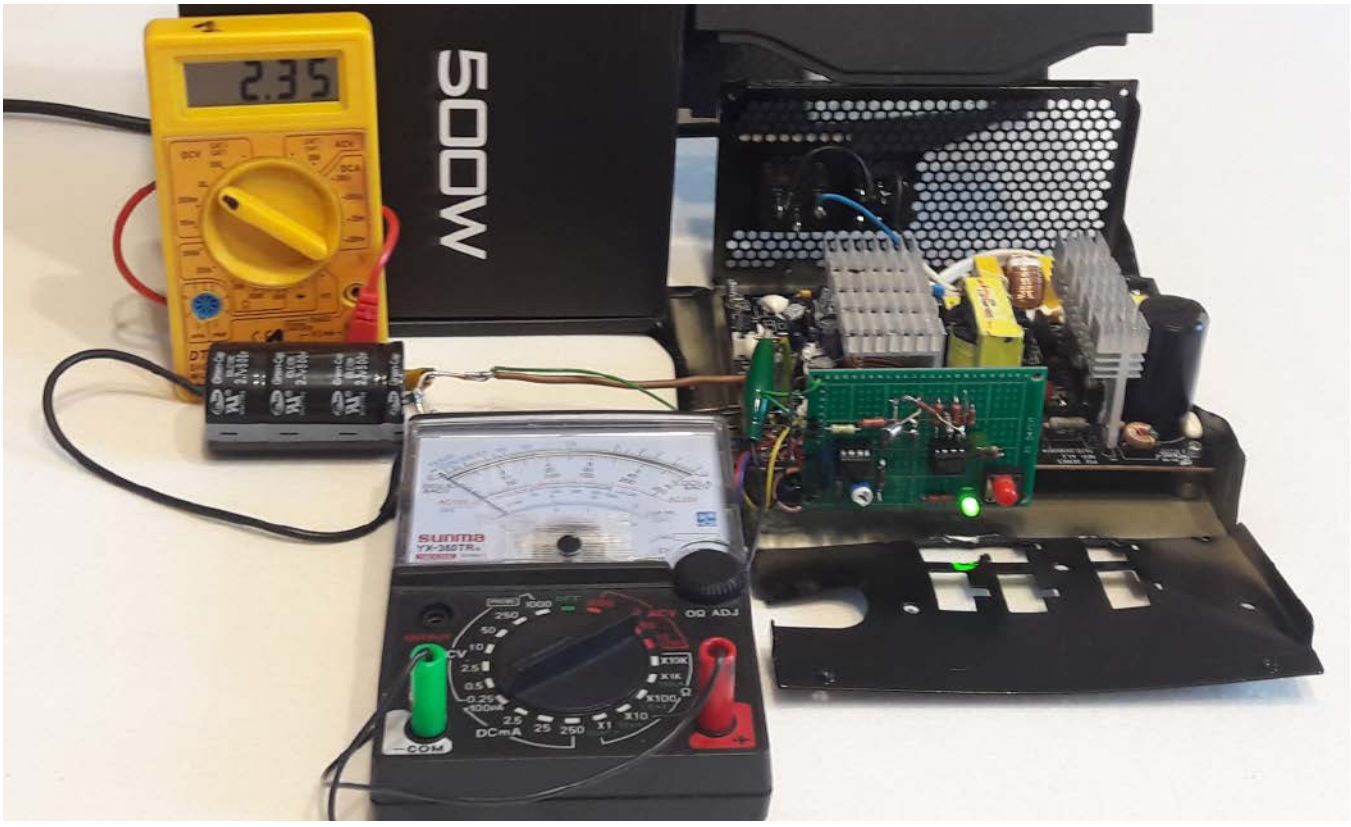
REKLAMA

Sięgnij po archiwalne wydania
ELEKTRONIKI dla WSZYSTKICH



Zamów wygodnie na
www.UlubionyKiosk.pl

eprasa.pl 02fed92324



Zasilacz-ładowarka superkondensatora, część 1

Mamy naładować superkondensator jak najszybciej. Czy to jest trudne zadanie? Naładować jak najszybciej, to znaczy dużym prądem. Nie oczekujemy prądu zbytnio stabilizowanego. Jedynie, gdy napięcie dojdzie do wartości ok. 2,7 V, ładowanie należy wyłączyć. To chyba banalnie proste?

Na początku przeliczmy, jaki prąd ładowania nas zadowoli? Ładunek i energię zgromadzoną na kondensatorze chcemy wykorzystać do wykonania zgrzewów. Spora energia jest wydzielona w bardzo krótkim czasie. To duża moc, a szczególnie prąd – ogromny. Okazuje się, że superkondensator, a przede wszystkim jego mała wewnętrzna rezystancja szeregowa to umożliwi. Czynność zgrzewania będziemy powtarzać wielokrotnie i za każdym razem trzeba odczekać aż superkondensator naładujemy. Możemy czekać minutę, może dwie. Dłużej może nie być akceptowalne. Zależy ile zgrzewów mamy do wykonania. W każdym razie, jeśli zmieścimy się z ładowaniem w jednej minucie, to będzie dobrze. Znów wydaje się, że to żaden problem. Niech to pokażą proste rachunki. Kondensator 500 F naładowany do 2,7 V to ładunek 1350 kulombów. Podzielone przez 60 sekund, to prąd 22,5 A. No..., nie mało! Przy okazji sprawdźmy energię. $\frac{1}{2}CU^2$ to 1800 dżuli, czyli ok. 0,5 Wh (watogodziny). Andrzej Nowicki wykazał, że wystarczy do wykonania zgrzewu na akumulatorku 18650. Teraz musimy wykonać odpowiedni zasilacz.

Pierwsza myśl

Wykorzystajmy jakiś zasilacz komputerowy.

Mamy przerobić zasilacz komputerowy ze zmianą napięcia wyjściowego i ze stabilizacją prądu. Takie przeróbki już robiliśmy. A więc, co za problem? Ustawić U_{WY} na żądaną wartość i dobudować stabilizację prądu. Głębsze zastanowienie ujawni, że sprawa nie jest taka prosta.

Główny problem i obawa

W pierwszej fazie podłączenia pustego superkondensatora, zasilacz będzie pracował na zwarcie. Czy każdy to potrafi? Problem jest „odwieczny" i wynika z samej istoty indukcyjności. Indukcyjności transformatora i/lub cewki gromadzącej energię, głównych elementów każdego zasilacza impulsowego typu przetwornica indukcyjna.

Konieczność resetowania rdzenia jest prostą konsekwencją wymogu zbilansowania wolto-sekund na indukcyjności. Żadna indukcyjność (idealna) nie toleruje składowej stałej napięcia. Musi być ona zerowa. I to oczywiście dotyczy nie tylko transformatora, ale także cewki L_{OUT}. I tu jest główny problem. Przerobienie zasilacza napięciowego na prądowy wymaga jedynie zmian w obrębie pętli ujemnego sprzężenia zwrotnego. Jeśli jednak tak wykonane źródło prądowe ma pracować na zwarcie wyjścia (jakie w początkowej fazie ładowania stanowi superkondensator),

eprasa.pl 02fed92324

to wbrew pozorom nie jest dostarczana energia! Sytuacja się powoli zmieni, w miarę jak superkondensator się ładuje. Ale trwa to tak długo, że trzeba rozważyć umiejętność pracy naszego zasilacza na zwarcie wyjścia. Ma się on dalej zachowywać jak źródło prądowe, przy czym nie jest zbyt ważna ani jego stabilna wydajność prądowa, ani nawet stabilność w ogóle. Zasilacz musi umieć przyjąć takie warunki bez nasycenia rdzenia transformatora. Bo cewka L_{OUT} na pewno będzie się nasycać. W warunkach zwarcia wyjścia nie ma ona na czym się resetować! Jedyna nadzieja zbilansowania wolto-sekund leży w jej własnej rezystancji, rezystora pomiarowego i w napięciu spolaryzowania do przewodzenia diody *freewheeling*. Czy to wystarczy? Jeśli nie, będzie trzeba włączyć drugą szeregową diodę, aby zwiększyć sumaryczny spadek napięcia. To działanie sprzeczne z logiką w sytuacji normalnego zasilacza forward. Wszystkie wysiłki, łącznie z pomysłami prostowników synchronicznych idą w kierunku zmniejszenia tego spadku napięcia. Tu, oczywiście też byśmy tak chcieli. Ale przede wszystkim, nasycanie się L_{OUT} nie może przenieść się na nasycenie transformatora. Wtedy, w najlepszym przypadku zadziała zabezpieczenie wyłączające kluczowanie po stronie pierwotnej. A jeśli nie ..., należy się liczyć z uszkodzeniem tranzystorów kluczy. Zatem, to sprawa naprawdę bardzo ważna. I jest to główny problem w naszym zadaniu przerobienia zasilacza PC dla szybkiego ładowania superkondensatora. Zwiększenie spadku napięcia na diodzie prostowniczej po stronie wtórnej oczywiście obniży sprawność zasilacza. Ale nawet to w naszym przypadku jest drugorzędne. Podkreślmy, drastyczny problem jest tylko w początkowej fazie ładowania pustego superkondensatora. Jego pojemność jest tak duża, że projekt zasilacza musi zakładać umiejętność jego pracy w stanie trwałego zwarcia wyjścia. Pierwsze pomiary zasilacza wytypowanego do takiej przeróbki powinny sprawdzić, czy będzie on potrafił na tyle zredukować PWM kluczowania, aby nie sprawdziły się obawy sygnalizowane wyżej. Pamiętajmy. Zabezpieczenia po stronie wtórnej musimy wyłączyć. A zabezpieczenie po stronie pierwotnej nie może trwale wyłączyć zasilacza, bo nic nim nie naładujemy! Musimy bazować na umiejętności tak silnej redukcji współczynnika wypełnienia kluczowania, żeby wolto-sekundy były zbilansowane i po stronie pierwotnej i po wtórnej. Tak długo, aż kontrolę przejmie pętla stabilizująca prąd, bo wtedy wyżej sygnalizowane obawy stają się nieaktualne. Chcemy wykorzystać zasilacz komputerowy, ale równocześnie jak najmniej go przerabiać. Z całą pewnością przezwajanie transformatora nie wchodzi w grę. Najkorzystniejsze dla nas jest wykorzystanie uzwojenia wtórnego, z którego pozyskane jest jak najniższe napięcie wyjściowe. Zasilacz PC wytwarza +12 V, +5 V i +3,3 V. Więc może wykorzystać 3,3 V? Niestety, to nie jest dobry pomysł. Są zasilacze komputerowe o takiej konstrukcji, gdzie główna przetwornica dostarcza tylko napięcie +12 V, a 5 V i 3,3 V pozyskane jest z +12 V przetworniczkami *buck* o dużej sprawności i wydajności prądowej na poziomie 20 A. O..., taki byłby dobry! Tu, można by wykorzystać sekcję 3,3 V, lub nawet spróbować równoległą pracę dwu postregulatorów. Główna przetwornica nie odczuje różnicy i wyżej sygnalizowane problemy stają się nieaktualne. Problem przeróbki przeniesie się na postregulatory buck. Co najwyżej może być pożądane obniżenie wartości U_{WY} przetwornicy głównej, aby postregulatory mogły pracować z większym współczynnikiem wypełnienia. Tu, wbrew pozorom, czy wykorzystamy sekcję 3,3 V czy 5 V jest obojętne. Wykorzystanie 3,3 V nie jest pod żadnym względem korzystniejsze. Oba „bucki" są jednakowe, jedynie z inaczej ustawionym feedbackiem. Najlepiej będzie, jeśli jak się uda wykorzystać pracę równoległą obu postregulatorów. Wtedy możemy liczyć na uzyskanie naprawdę dużego prądu ładującego superkondensator. A jeśli i tak będziemy kontrolować prąd, zadanie „sprawiedliwego" podziału prądu między oba postregulatory powinno być wykonalne. Oczywiście nie można i nigdy nie zda egzaminu równoległe łączenie źródeł o charakterystyce źródła napięciowego.

Tyle rozważań przed przystąpieniem do przeróbki, a przede wszystkim przed wyborem „kandydata" na taką przeróbkę. Zasilacz rozważany przed chwilą, to bardzo rzadka konstrukcja i ten fakt zdecydowanie zmniejszyłby atrakcyjność bieżącego opracowania. Autor dysponuje „taką sztuką" i ew. w formie dodatku też go przerobimy. Takie rozwiązanie może okazać się atrakcyjne w niedalekiej przyszłości z uwagi na to, że aktualnie ewolucja zasilaczy PC idzie właśnie w tą stronę. Szczególnie, gdy główna przetwornica pracuje w konfiguracji rezonansowej, pozyskanie dodatkowych napięć metodą postregulatorów staje się niemal koniecznością. Zauważmy także w tym miejscu, iż dla naszego celu lepszym wyborem byłaby konfiguracja zasilacza typu flyback. A dlaczego? I forward i flyback regulują w oparciu o PWM kluczowania. Ale jest istotna różnica. Transformator forwardu nie gromadzi energii i wypełnienie PWM nie jest funkcją obciążenia! A jedynie U_{WY} (dokładniej, stosunku U_{WY} do U_{WE}). To sprawia, że skoro oczekujemy napięcia wyjściowego bliskiego zeru, to i PWM powinien być bliski zeru. I jak ta przetwornica ma pracować? We flybacku jest zdecydowanie inaczej. Rdzeń transformatora gromadzi energię i przy stałej częstotliwości kluczowania (choć nie koniecznie) wypełnienie *Duty Cycle* jest funkcją energii czerpanej z wyjścia. A to zdecydowanie zmienia sytuację dla naszego celu. Rzecz w tym, że konfiguracja flyback stosowana jest w przetwornicach mniejszych mocy a równocześnie, co nam bardzo nie pasuje, wyższych napięć i mniejszych prądów wyjściowych (co ma oczywiście swoje uzasadnienie). W konsekwencji, w zasilaczach PC konfiguracja flyback stosowana jest bardzo rzadko. Rzadko, ale są takie. Znów..., dysponuję „taką nietypową sztuką". I możemy go przerobić w opracowaniu będącym dodatkiem do niniejszego. Tymczasem, trzeba wybrać „coś" bardziej typowego.

Wybrałem konfigurację bardzo popularną wśród „względnie nowszych" zasilaczy PC o mocy powyżej 400 W. Konfiguracja *Two-Switch-Forward*. Spróbujemy go przerobić dla celu szybkiego ładowania superkondensatora. Na koniec wstępnych rozważań zauważmy jeszcze jedną ciekawą rzecz. Oczekujemy dużego prądu na wyjściu. Czy to jest utrudnieniem dla naszego projektu? Ciekawe jest to, że wręcz przeciwnie. Gdybyśmy chcieli wykonać to samo z niewielkim I_{WY}, to by się to nie udało. Pod „to samo" należy rozumieć zasilacz o charakterze źródła prądowego pracującego na zwarcie wyjścia. Przy małym I_{WY}, cewka L_{OUT} już na pewno nie miałaby się na czym resetować i prąd wyjściowy by rósł. To znaczy, pętla feedbacku nie potrafiłaby utrzymać go na niskim poziomie.

Zasilacz PC do przeróbki

Oryginalny zasilacz który będziemy przerabiać pokazuje zdjęcie FOTO1. To NeoTEC MG500. Zasilacz pięćsetwatowy deklaruje obciążenie dwunastu wolt prądem 38 A i pięciu wolt – 16 A. To dopuszczalny prąd ciągły. My będziemy korzystać tylko z wyjścia +5 V i obciążenie będzie trwało ok. jedną minutę, po czym zasilacz będzie mógł chwilę odpocząć. Należy się spodziewać, że deklarowane 16 A będzie można znacznie przekroczyć. Główne ograniczenia w zasilaczu komputerowym wynikają z sumarycznej mocy. Nawet gdybyśmy osiągnęli 30 A na pięciu woltach, to dopiero 150 W, i nie jest to też obciążenie trwałe. Zatem, z wentylatora będzie można prawdopodobnie też zrezygnować. Obliczona moc 150 W nie jest poprawnym rachunkiem. Moc wyjściowa to iloczyn I_{WY} i U_{WY}. A w naszym przypadku U_{WY} to nie 5 V. W początkowej fazie ładowania superkondensatora należy mnożyć przez zero! Czy to dobrze czy źle? Zależy dla kogo! To znaczy dla jakiego parametru naszej ładowarki. Znikoma moc czerpana z wyjścia

eprasa.pl 02fed92324



Fotografia 1a, 1b, 1c.

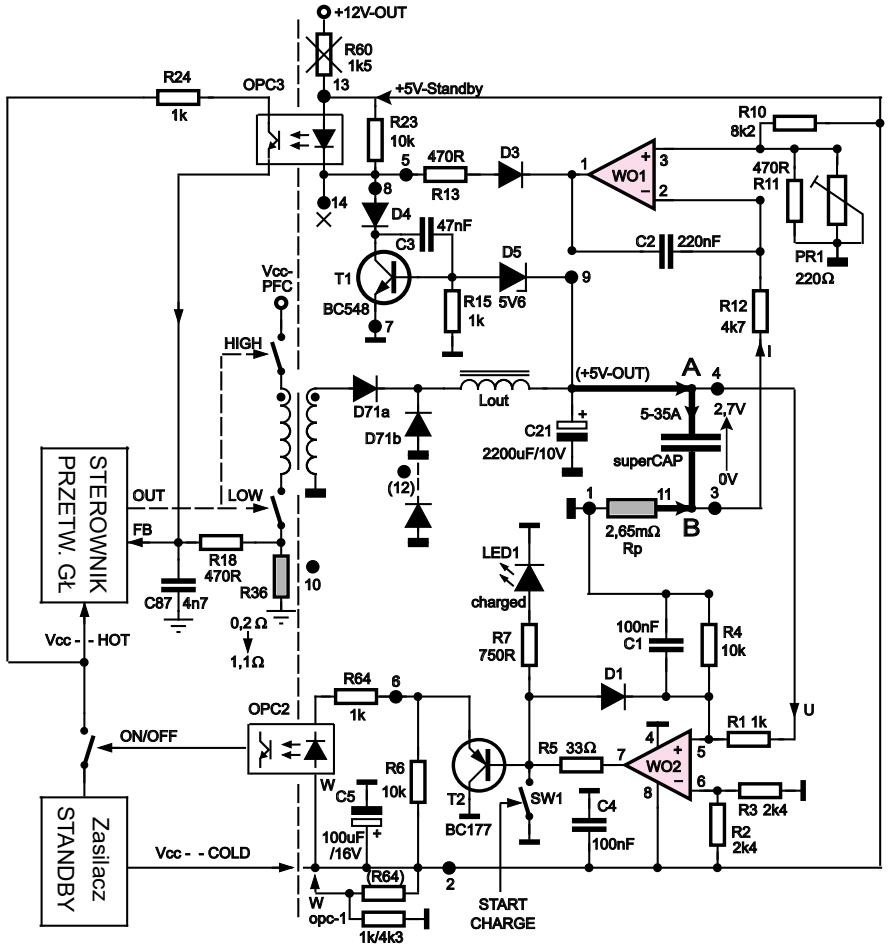
to zupełnie nie to samo, co pracujący bez obciążenia oryginalny zasilacz (kiedy w iloczynie U×I zerem jest I). Należy się spodziewać bardzo niskiej sprawności, co oznacza – nie należy się spodziewać bardzo niskich strat energii w kluczowych elementach przetwornicy, w tym – w transformatorze. Mimo to, powyższe szacunkowe kalkulacje są zasadne i stanowią raczej ograniczenie od góry. To znaczy, nie należy się spodziewać uszkodzenia w wyniku przekroczenia mocy, nawet jeśli wyrzucimy wentylator, a wyjście pięciowoltowe transformatora obciążymy dwukrotnie większym prądem aniżeli deklarują parametry zasilacza PC.

Jesteśmy na etapie pozwalającym rozpoczęcie przeróbki.

Będziemy musieli odrysować fragment schematu z płyty PCB zasilacza. Co prawda, dysponuję pełnym schematem zasilacza NeoTEC-MG500. To dzięki mrówczej pracy jednego z Naszych Czytelników Grzegorza Wegnera. Schemat powstał jako *reverse enginerying* na podstawie oględzin fizycznego zasilacza. W tym miejscy, chciałbym podziękować Grzegorzowi i dodać, że efekt jego pracy mam zamiar wykorzystać w cyklu „Zasilacze komputerowe", gdy przyjdzie czas na konfigurację 2T. Tymczasem, odrysowuję fragment, który aktualnie jest nam potrzebny dla celu przeróbki. Zapewne wielu Czytelników chcących w praktyce wykorzystać bieżące opracowanie, nie będzie dysponowało dokładnie tym samym modelem. Dlatego czeka Was praca zdjęcia fragmentu schematu, co nie jest zbyt trudne i pracochłonne. Stawiane w tym miejscu ograniczenie, to konfiguracja 2T. Gamę zasilaczy dla potrzebnej nam przeróbki można oczywiście rozszerzyć. Ale, z pewnością będzie to wymagało zmian w projekcie, które trzeba potwierdzić pomiarami.

Na rysunku 1 pokazałem schemat w ujęciu ułatwiającym zrozumienie pracy całości zasilacza-ładowarki. Wyeksponowałem te fragmenty zasilacza z którymi współpracuje płytka którą musimy dobudować. W końcowej części artykułu rozrysuję jeszcze raz schemat samej płytki „*daughter board*". Na schemacie z rysunku 1 nie pokazano układu scalonego sterownika (jest jedynie bloczek – sterownik). To może być ważne, szczególnie jeśli chodzi o jego umiejętności redukcji wypełnienia kluczowania PWM. Jednak dla samej przeróbki fragment sterownika i jego aplikacji nie jest nam potrzebny. W moim przypadku jest to układ scalony CM6805BSX. To układ typu COMBO obsługujący dwie przetwornice jednocześnie. To znaczy, główną Forward-PWM i PFC. To rozwiązanie powszechne na tym etapie „ewolucji" zasilacza komputerowego. Czytelnik zapewne częściej trafi na FAN4800 lub CM6800. Różnice między tymi układami scalonymi nie są znaczące, aczkolwiek wszystko trzeba by potwierdzić pomiarami na stole warsztatowym. CM6805 to nowsza wersja COMBO. Są wersje dziesięcio i dziewięcio-nóżkowe. Mój zamknięty jest w obudowie jednorzędowej o 9 nóżkach. Aż dziwne, że tak mała ilość wyprowadzeń wystarczy do obsługi dwóch przetwornic. Ale, do roboty.

Będziemy musieli ingerować w dwa obwody, które wyeksponowano na rysunku 1. Musimy zmodyfikować pętlę ujemnego sprzężenia zwrotnego i zrealizować wyłączenie pracy zasilacza, gdy superkondensator naładuje się do napięcia 2,7 V. Bazowanie z tym drugim zadaniem na pętli feedbacku nie byłoby dobre. Można by oczywiście projekt wykonać tak, aby po fazie CC układ przeszedł do trybu stabilizacji napięcia CV. Jednak w tym trybie obciążenie byłoby praktycznie zerowe, bez poboru prądu i z zaniżonym do połowy napięciem wyjściowym (względem oryginalnego +5 V). Dlatego uznałem,



Rysunek 1.

eprasa.pl 02fed92324

że po naładowaniu superkondensatora, lepiej zasilacz wyłączyć. Ponowne załączenie będzie wymagało zresetowania. W tym celu zamontujemy dodatkowy mikroswitch. Dla zwarcia superkondensatora w celu wykonania zgrzewu nie będzie trzeba go od zasilacza odłączać. A ponowne ładowanie rozpocznie się po naciśnięciu tego mikroswitcha. Stan zakończenia ładowania pokaże nam zastosowana w tym celu dodatkowa dioda LED. Najlepiej umieścić ją obok switcha start ładowania.

Pomiary wstępne zasilacza PC

Przyjęta koncepcja narzuca dwa oddzielne obwody, które musimy wykonać. Można je oddzielnie uruchamiać i postępować stopniowo. To znaczy, nie trzeba od razu montować całości, a zacząć należy od pętli feedbacku. To mniejszy fragment przeróbek, pokazany na rysunku 1. Fragment mniejszy, ale kłopotów należy spodziewać się tu właśnie większych. Dlatego najlepiej przeróbkę poprzedzić kilkoma pomiarami sprawdzającymi jak zasilacz PC przyjmie nasze modyfikacje.

Najpewniej chciałoby się sprawdzić jak zasilacz zareaguje na zwarcie wyjścia. Ale taki test – na końcu lub wcale. Zapewne oryginalny zasilacz jest zabezpieczony przed taką ewentualnością. Ale my musieliśmy mu zabezpieczenia wyłączyć, a nowych jak na razie nie wykonaliśmy. Bezpiecznym jest sprawdzenie, czy przetwornica startuje po zwarciu gorącej strony transoptora OPC2. Praktycznie, ładowarka będzie w takim stanie musiała pracować, ale na razie nie powinniśmy nic manipulować w obwodzie ujemnego sprzężenia zwrotnego. To znaczy, napięcie nominalne, a obciążenie dopuszczalne. Ten test to praktycznie formalność. Zapewne zasilacz ruszy i nie będzie też potrzeby zwierania zielonego przewodu, co jest potrzebne w „surowym" zasilaczu komputerowym. Warto teraz sprawdzić pracę układu dołączając kolejne żarówki obciążenia. To też praktycznie formalność, jeśli mamy pewność, że zasilacz był sprawny. Podczas dalszych prób obserwacja oscyloskopowa stopnia kluczującego jest wskazana, ale nie konieczna.

Warto sprawdzić jak przetwornica zareaguje na zwarcie fototranzystora transoptora OPC3. Przenosi on sygnał sprzężenia zwrotnego i należy być bardzo uważnym, żeby nie zewrzeć izolowanej strony tego transoptora. Wtedy raczej na pewno zasilacz się uszkodzi. Zwarcie strony gorącej powinno go wyłączyć. Ale chcemy sprawdzić, czy wyłączy na trwale? Czy wejdzie w tryb zabezpieczenia latch-up? Czy po usunięciu zwarcia ruszy i podejmie normalną pracę? Dla nas korzystna jest ta druga opcja, ale może to działać różnie w zależności od szczegółów konstrukcji przerabianego modelu. Możliwe też, że zasilacz nie wyłączy się, tylko zredukuje do jakiegoś minimum napięcia wyjściowe. W sumie tego byśmy chcieli, ale ważne jest jakie będzie to minimum. To będzie świadczyło o minimalnym współczynniku wypełnienia kluczowania, jaki jest w stanie „sprowokować" pętla feedbacku. Jeśli to „jakieś minimum" będzie wynikało z ograniczenia budowy samej pętli sprzężenia zwrotnego, to jest przy czym manipulować. Jeśli ograniczenie wniesie rozwiązanie modulatora PWM w sterowniku, to gorzej. Pamiętajmy. Potrzebujemy bezpiecznej pracy na zwarcie wyjścia, co by teoretycznie oznaczało, że zejdziemy poniżej „każdego minimum".

Kolejna próba, którą bym w tym momencie sugerował, to pozostawienie bez zmian strony gorącej OPC3, a manipulacja po stronie zimnej. Tu trzeba zachować ostrożność. Bezpieczne są doświadczenia mające wpływ na zwiększenie współczynnika sprzężenia zwrotnego. W drugą stronę też „można sobie pozwolić", ale nie można pętli przerwać. Co niestety łatwo zrobić świadomie lub nieświadomie. Bezpieczne powinno być zwarcie katody transoptora do masy. Należy tylko upewnić się, czy rezystor jest od strony anody. Jeśli od strony katody, test zwarcia powinien go pozostawić. W ten sposób likwidujemy pracę kluczowego elementu jakim jest w pętli feedbacku '431, ale pętli nie przerywamy. Ten test powinien pokazać, czy efekt jest taki sam jak zwarcie drugiej strony transoptora. Prawdopodobnie napięcia wyjściowe przysiądą. Ale nie tak nisko i/lub nie spowoduje to trwałego wyłączenia przetwornicy. Mimo braku teraz „wzmacniacza" i kontroli ze strony '431 (nieszczęśnie zwanego diodą), pętla jest aktywna. Napięcia wyjściowe z całą pewnością przysiądą znacznie, ale na ile? Zależy to od obwodu zasilania izolowanej strony transoptora. Tu jest różnie. Zwykle z pięciu lub dwunastu woltów, jednego z napięć wyjściowych. Test, w którym wiadomy jest wynik – nic nie wnosi (zero informacji!). Aby jakąś informację wydobyć, należy zasilić anodę transoptora z niezależnego napięcia. Sprawa bardzo łatwa, mamy obok 5 V standby. To pozostanie na niezmienionym poziomie, niezależnie od reakcji przetwornicy głównej. Nawet jeśli ten test wyłączy ją całkowicie. A to między innymi chcemy sprawdzić. Zwieramy ponownie katodę diody transoptora do masy. Tym razem tym bardziej należy pamiętać o obecności rezystora ograniczającego prąd (obojętnie, czy w katodzie, czy anodzie optocouplera). W przeciwnym razie już na pewno go uszkodzimy. Ten test ma pokazać, czy reakcja strony gorącej pętli sprzężenia zwrotnego będzie taka sama jak zwarcie kolektora z emiterem tego transoptora. Jeśli tak, to znaczy, układ też się wyłączy lub zejdzie z U_{WY} do tego samego minimum (to ważne!), to w obrębie pętli nie mamy już co manipulować. Poza „drobnym faktem", że musimy ją zupełnie zmienić, bo chcemy stabilizować prąd nie napięcie. Pętla „napięciowa" pozostanie w charakterze ograniczenia/zabezpieczenia, ale o tym dalej. W każdym razie, przy dalszych pracach dotychczasowy obwód pętli feedbacku po stronie zimnej mało nas interesuje. Wykorzystamy jedynie obecność samego transoptora.

Możemy przystąpić do przeróbek zasilacza na ładowarkę superkondensatora. Podczas tych jak i dalszych prób najlepiej zachować „jakieś" obciążenie. Powiedzmy około 50 W, obojętnie czy na pięciu czy na dwunastu woltach.

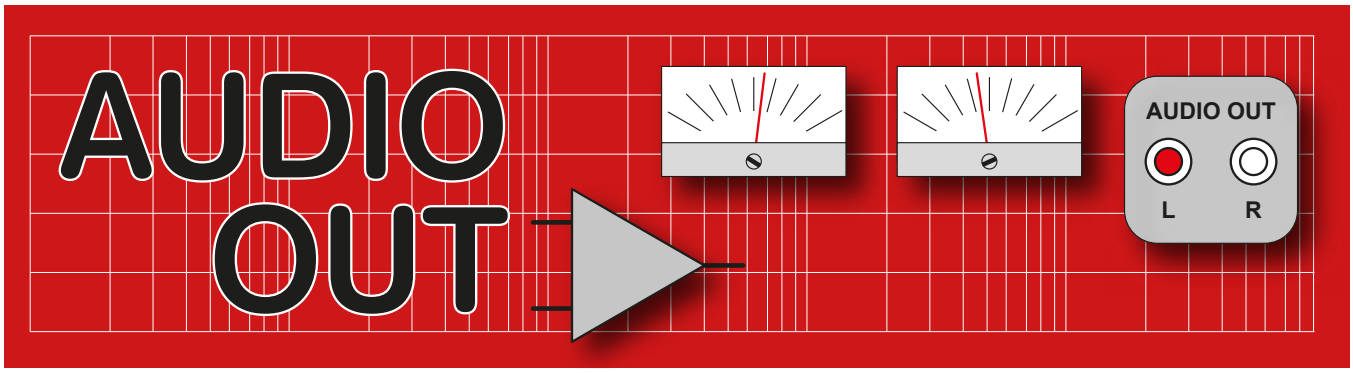
Po wykonaniu czynności o charakterze asekuracyjnym, możemy przystąpić do zasadniczej części przeróbki. Tym zajmiemy się w drugiej części opracowania. ■

Karol Świerc

REKLAMA



eprasa.pl 02fed92324

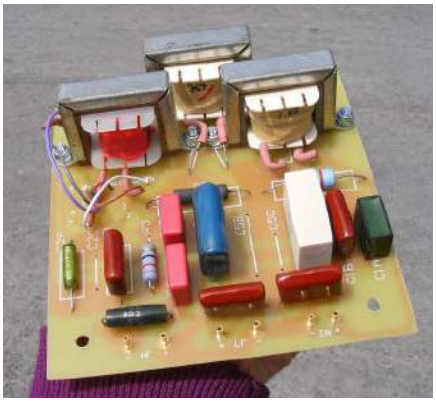


Projektowanie mini monitorów Hi-Fi, część 2

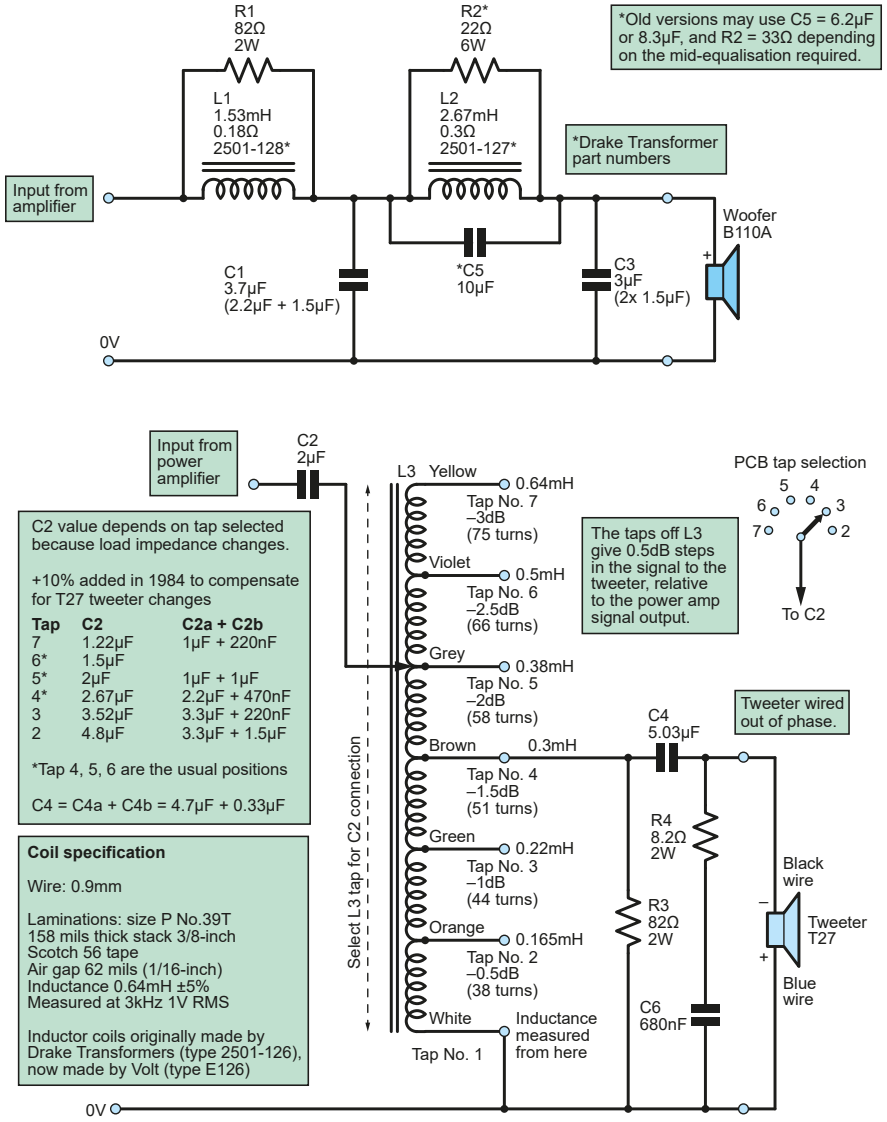
W zeszłym miesiącu przedstawiliśmy klasyczny brytyjski mini-monitor LS3/5A. Przyjrzeliśmy się wielu rozterkom i wyborom dotyczącym konstrukcji, materiałów i komponentów, które składają się na udany głośnik, i będziemy kontynuować to podejście w drugiej części. Zaczniemy od kluczowego filtra w sercu systemu elektroakustycznego, czyli zwrotnicy – układu zaprojektowanego w celu kierowania właściwych częstotliwości do odpowiedniego głośnika.

Konstrukcja zwrotnicy

Zintegrowanie dwóch głośników KEF w monitorze LS3/5A spowodowało, że obwód zwrotnicy BBC jest dość skomplikowany, jak pokazano na rysunkach 32 i 33. W rezultacie jednak zintegrowano je w sposób, z którym inne rozwiązania rzadko mogą się równać. Zwrotnica jest najdroższą częścią głośnika,

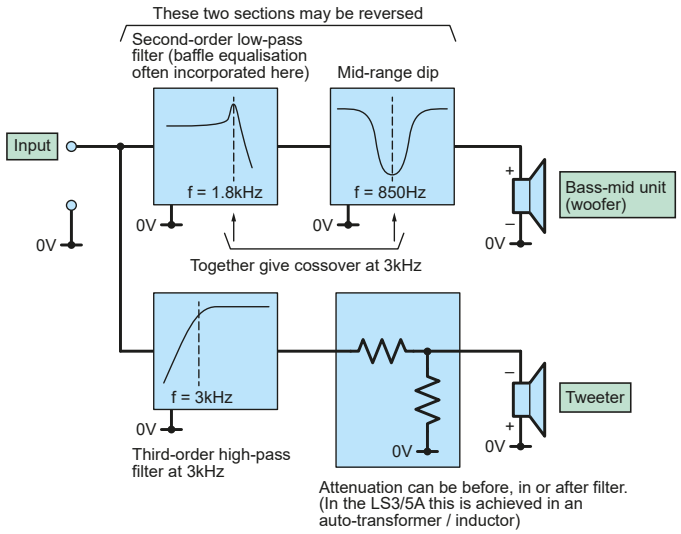


Rysunek 32. Zwrotnica LS3/5A 15 Ω.



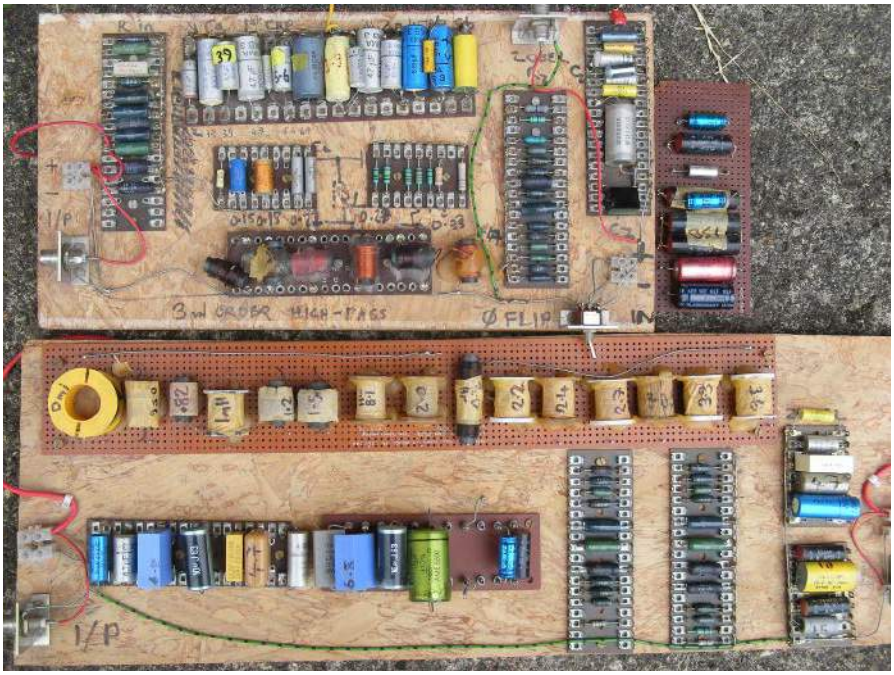
Rysunek 33. Zwrotnica BBC LS3/5A 15 Ω (model FL6/23). (U góry) sekcja dolnoprzepustowa układu zwrotnicy; (u dołu) sekcja górnoprzepustowa. Należy zwrócić uwagę, że głośnik wysokotonowy jest podłączony odwrotnie w stosunku do głośnika niskotonowego – jest to normalne we wszystkich wariantach LS3/5A.

eprasa.pl 02fed92324



Rysunek 34. Podstawowa budowa zwrotnicy LS3/5A 15 Ω. Ten schemat przez 20 lat stanowił wzór dla większości wysokiej jakości dwudrożnych zwrotnic głośnikowych. Należy zwrócić uwagę na podłączony odwrotnie głośnik wysokotonowy.

kosztuje bowiem około 196 funtów za parę „oficjalną" (Falcon), w której zastosowano dokładnie wyspecyfikowane komponenty. Częstotliwość zwrotnicy wynosi 3 kHz, która generalnie brzmi dobrze, ponieważ jest wystarczająco daleko od krytycznego obszaru od 200 Hz do 2 kHz i równocześnie nie jest za wysoka dla 110 mm głośnika niskotonowego. Pozwala to również na zastosowanie 19 mm kopułki wysokotonowej, która zapewnia doskonałą dyspersję w porównaniu z bardziej powszechnym rozmiarem 25 mm, który musi być stosowany dla niższych częstotliwości zwrotnicy. Taka konstrukcja zwrotnicy stanowiła topologię większości mini-monitorów aż do lat 90. XX wieku: sekcja dolnoprzepustowa drugiego rzędu połączona z korektorem szczytowym średnich częstotliwości i sekcją górnoprzepustową trzeciego rzędu, jak pokazano na rysunku 34. W nowszych głośnikach dąży się do uzyskania charakterystyki czwartego rzędu Linkwitz-Rileya (LR), ponieważ ma ona przewidywalny wynik fazowy i nadaje się do projektowania komputerowego i systemów aktywnych. Osobiście uważam, że zwrotnice LR są wyrazistsze (tj. mniej naturalne) ze względu na ich bardziej strome nachylenie charakterystyki i duży spadek mocy poza osią. Z drugiej strony, istnieje również trend do stosowania prostych zwrotnic pierwszego rzędu, wykorzystujących pojedynczy kondensator i cewkę. Są one głośniejsze i bardziej dynamiczne w przypadku perkusyjnej muzyki elektronicznej, ale mniej dokładne w przypadku wokali. Głośniki są indukcyjnymi obciążeniami rezonansującymi, więc odpowiedź obwodów filtrów nie jest tak przewidywalna jak w przypadku obciążenia rezystancyjnego. W związku z tym, podczas wykreślania charakterystyki, odpowiedź zwrotnic należy zawsze mierzyć z podłączonymi, określonymi głośnikami. Należy również pamiętać, że odpowiedź akustyczna musi być dodana do odpowiedzi elektrycznej, aby uzyskać wymaganą ogólną elektroakustyczną charakterystykę przenoszenia. (Jeśli konstruktor głośnika mówi, że jego głośnik wykorzystuje zwrotnicę (powiedzmy) czwartego rzędu, ma na myśli rząd elektroakustyczny, rząd elektryczny układu będzie niższy). Kolejną rzeczą, o której należy pamiętać jest sposób, w jaki sumują się poszczególne części krzywej elektrycznej. W LS3/5A charakterystyka wyrównania średniotonowego piku dodaje się do charakterystyki filtru dolnoprzepustowego w taki sposób, że przesuwa jego efektywną częstotliwość graniczną w górę. Tak więc zamiast filtra dolnoprzepustowego z częstotliwością graniczną 3 kHz potrzebny jest filtr z częstotliwością 1,8 kHz. Co więcej, w koszmarze, jakim jest projektowanie zwrotnic, należy również wziąć pod uwagę trójwymiarową odpowiedź systemu poza osią głośników. Do tego dochodzi

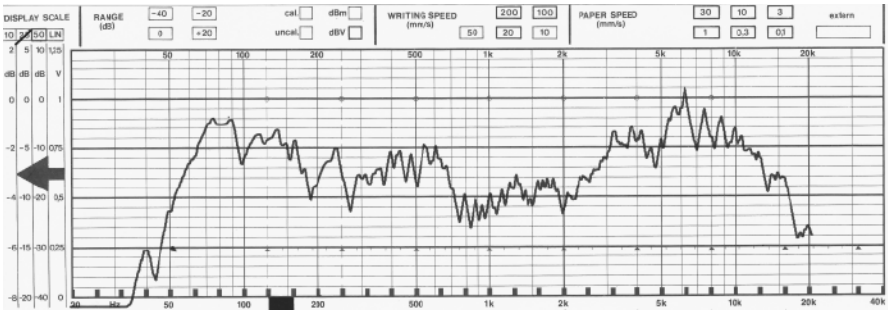


Rysunek 35. Jedna z moich płytek testowych zwrotnicy z lat 90. Ponieważ większość głośników ma niską impedancję i wąski zakres częstotliwości zwrotnicy, szeroki zakres wartości nie jest potrzebny. W prezentowanym przypadku mogę użyć: od 0,1 do 6 mH dla cewek, 0,22 µF do 22 µF dla kondensatorów i 0,22 do 330 Ω dla rezystorów.



Rysunek 36. KEF 104aB jest jednym z najładniej brzmiących głośników ze względu na gładkie, lekko obniżone średnie tony. Charakteryzuje się także mniejszymi zniekształceniami dzięki krótkiej cewce w długiej szczelinie.

eprasa.pl 02fed92324

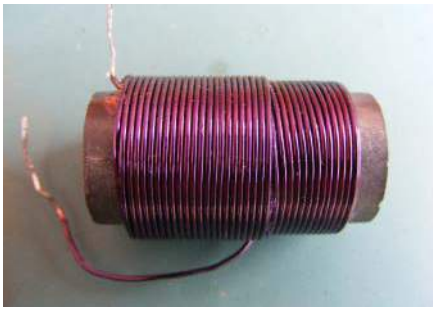


Rysunek 37. Pasmo przenoszenia 104aB. Podstawowy rezonans głośnika wysokotonowego został stłumiony za pomocą filtru zaporowego w zwrotnicy.

jeszcze względna faza pomiędzy wyjściami obu głośników. Czynniki te określają całkowitą energię akustyczną, jaką głośnik przekazuje do otoczenia. To sprawia, że projektowanie zwrotnic jest dla większości inżynierów zagadnieniem iteracyjnym i empirycznym, co skutkuje wieloma cyklami: wybierz topologię, oblicz, popraw układ, zmierz i posłuchaj. Wciąż mam duże płytki konstrukcyjne ułożone w stos cewek i kondensatorów z czasów, gdy zajmowałem się projektowaniem zwrotnic w ramach pracy zawodowej – patrz rysunek 35. Możliwe jest również wykonanie wielu symulacji za pomocą oprogramowania, które pozwala zbliżyć się konstruktorowi do celu. Firma KEF była pierwszą, która to czyniła, a jej artykuły na ten temat pod tytułem *KEF Topics* są warte przeczytania (patrz: http://bit.ly/pe-oct19-kefus). Po trzydziestce miałem dobry słuch i potrafiłem dobrać dobrą zwrotnicę „ze słuchu". Teraz już nie – zawsze należy uważać na facetów po 50-tce, którzy projektują rzeczy „na ucho"! Zmierzyłem wiele krzywych, które są lustrzanym odbiciem ich braków w słuchu. Mam parę pierwszych głośników „zaprojektowanych komputerowo", KEF 104aB z 1979 roku (rysunek 36). Litera „aB" oznacza „akustycznego Butterwortha", czyli charakterystykę elektroakustyczną, która jest maksymalnie płaska o nachyleniu 18 dB/oktawę przy 3,5 kHz. Nadal brzmią niesamowicie niczym LS3/5A, ale „z basem", ponieważ są duże. Poza osią (nie bezpośrednio przed głośnikiem, jak pokazano na rysunku 37) charakterystyka nie jest płaska, ponieważ następuje utrata energii w zakresie od 500 Hz do 3,5 kHz. Aby brzmiały jak najlepiej, muszą znajdować się w martwym, niemal bezechowym pomieszczeniu, skierowane w stronę słuchacza.



Rysunek 38. Cewka głośnikowa Radiometal używana przez BBC. Łączy ona w sobie niskie zniekształcenia cewek z rdzeniem powietrznym z niską rezystancją rdzeni ferrytowych. Laminaty na bazie niklu mają jasny kolor, a nie matowoszary jak rdzenie transformatorów krzemowo-żelaznych.



Rysunek 39. Cewka z rdzeniem ferrytowym – Malcolm Jones z firmy Falcon wynalazł sztuczkę polegającą na sklejaniu zwojów drutu poprzez przepuszczanie przez niego dużego prądu. To wystarczyło, aby zmiękczyć izolację na tyle, aby można było je połączyć bez zwarcia. Firmy KEF i Celestion walczyły zaś z klejem i taśmą w swoich cewkach indukcyjnych.

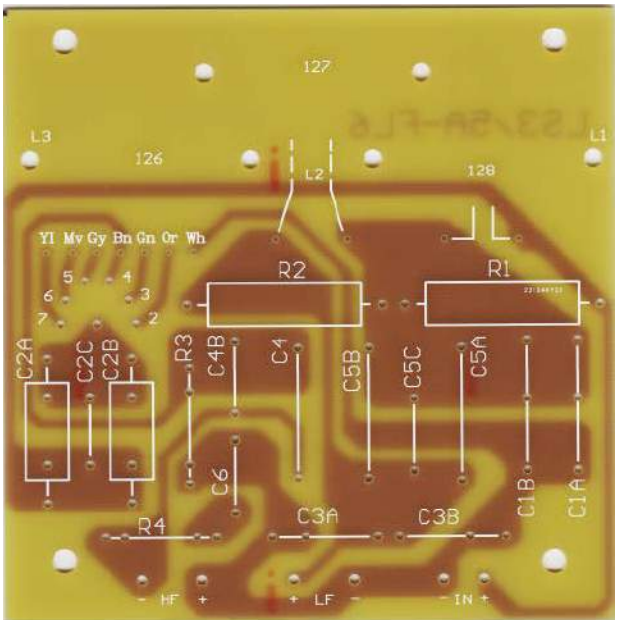


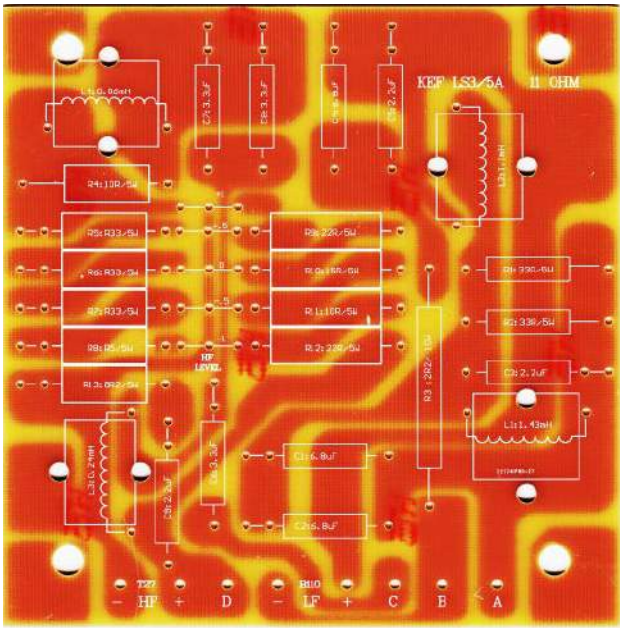
Rysunek 40. Cewka z rdzeniem powietrznym – wymaga wielu zwojów, aby uzyskać wymaganą indukcyjność, co zwiększa koszty i rezystancję. Mają one bardzo małe zniekształcenia i są łatwe do samodzielnego wykonania, jak pokazuje ten przykład. Cewka trzyma się w całości za pomocą czerwonej taśmy izolacyjnej.

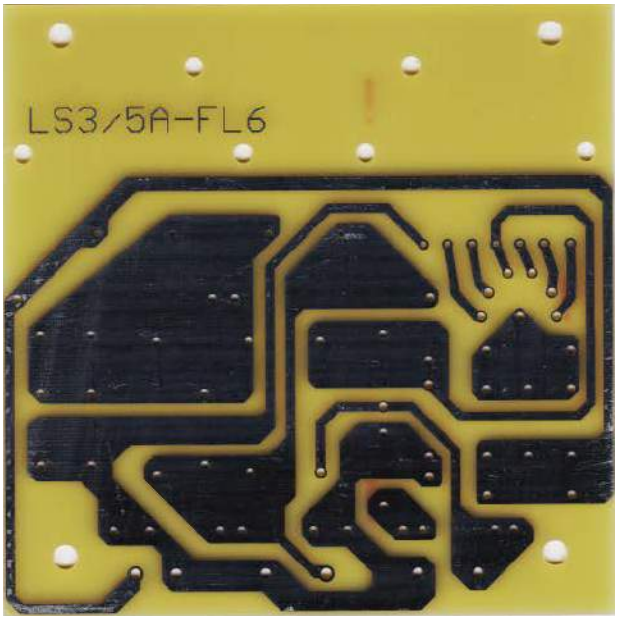
Cewki indukcyjne

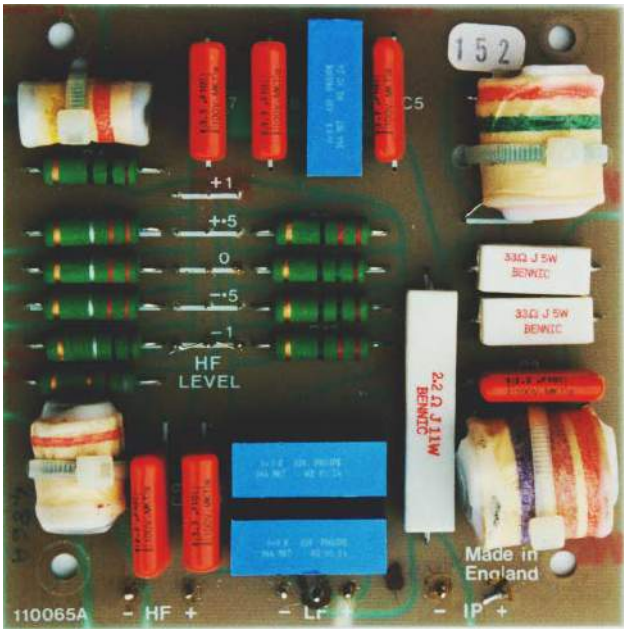
Zdobycie oryginalnych cewek indukcyjnych o niskim poziomie zniekształceń LS3/5A z rdzeniem Radiometal (50% stop niklu i żelaza) jest szczególnie trudne (rysunek 38). Firma Volt, produkująca głośniki w Yorkshire, wytwarza obecnie takie cewki wyłącznie dla Falcona. Ja nawijałem własne, co nie jest aż tak trudne, jak można by się tego spodziewać, jeśli ma się miernik indukcyjności – niezbędny element wyposażenia każdego konstruktora zwrotnicy – i można zdobyć rdzenie Belclare lub Drake ze starych skrzynek na śmieci inżynierów BBC (choć nie jest to rozwiązanie dostępne dla większości ludzi). Rdzenie te dają relatywnie niższe zniekształcenia trzeciej harmonicznej w porównaniu do zwykłych rdzeni z żelaza (rysunek 39). Cewki z rdzeniem powietrznym (rysunek 40) dają najniższe zniekształcenia, ale mają wyższą rezystancję, są znacznie większe i kosztują dwa razy więcej niż cewki z rdzeniem ferrytowym, ponieważ potrzeba do nich znacznie więcej miedzi. Rdzeń ferromagnetyczny zmniejsza liczbę zwojów drutu potrzebnych do uzyskania danej indukcyjności, ponieważ posiada parametr zwiększający pole magnetyczne, zwany „przenikalnością". Łatwiej jest samodzielnie nawijać cewki z rdzeniem powietrznym, ponieważ można do tego celu użyć dowolnego nieprzewodzącego i niemagnetycznego materiału. W dalszej części kursu nawiniemy taką cewkę. Płytki drukowane zwrotnic LS3/5A dostępne są na eBayu, zwykle z Hong Kongu, gdzie istnieje dobrze prosperujący „nieoficjalny" (piracki) przemysł budujący LS3/5A. Na rysunku 41 pokazano przykład nowego, oryginalnego, chińskiego układu BBC 15 Ω dla klasycznego układu BBC z rysunku 33. Zwróć uwagę, że niestandardowe

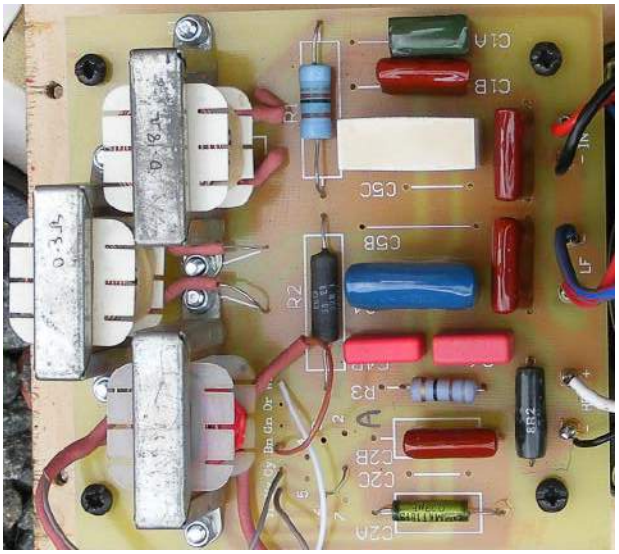
eprasa.pl 02fed92324



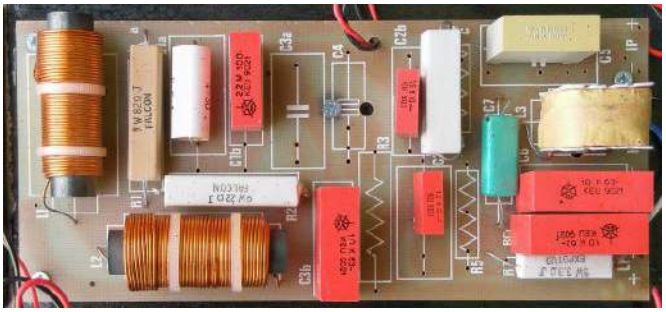




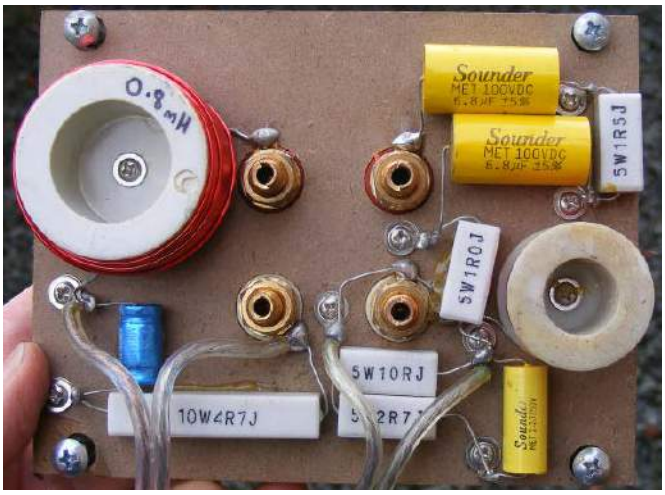


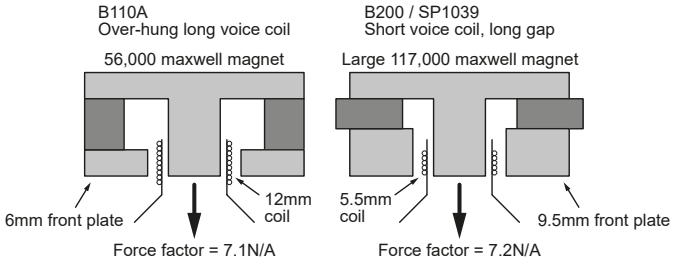


Rysunek 41. (u góry po lewej) Płytki drukowane LS3/5A można kupić w serwisie eBay w Hongkongu. (Technicznie rzecz biorąc, jest to kradzież własności intelektualnej, ale podejrzewam, że BBC nie jest zainteresowane ściganiem producentów płytek drukowanych); (na dole po lewej) zbliżenie – rysunek 32, przedstawiające obsadzenie płytki.
Rysunek 42. (u góry po prawej) Płytka zwrotnicy 11 Ω zaprojektowana przez firmę KEF dostępna na eBay. (poniżej) obsadzona wersja tej płytki. Jest to idealne rozwiązanie do budowy układów ze standardowymi cewkami ferrytowymi o topologii opisanej na rysunku 34.
Rysunek 43. (poniżej) układ płytki zwrotnicy Falcon 23aB, z sekcją dolnoprzepustową BBC 15 Ω wykorzystującą cewki ferrytowe i topologią 104aB (akustyczną Butterwortha) w sekcji górnoprzepustowej.



eprasa.pl 02fed92324





Rysunek 44. (po lewej) W zwrotnicach pasywnych elementy są tak duże, a impedancje tak małe, że budowanie w stylu lat 30. na drewnianych płytach daje doskonałe rezultaty – ale wiąże się z dużymi nakładami pracy (na szczęście nieistotnymi dla konstruktorów domowych).

Rysunek 45. (powyżej) Geometria cewki zapewniająca duże wychylenia liniowe: (po lewej) cewka długa, z krótkim nabiegunnikiem, zastosowana w modelu B110A, maksymalne wychylenie liniowe (6 mm peak-to-peak); (po prawej) cewka krótka, z długim nabiegunnikiem, zastosowana w modelu 104aB (5 mm peak-to-peak); oraz w głośnikach basowych ATC.

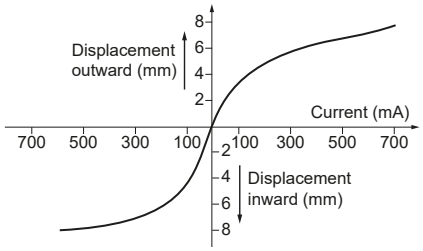
wartości kondensatorów, takie jak C1 (3,7 µF), są tworzone z równoległych kombinacji standardowych wartości szeregowych E6. Dla C1 użyto kondensatorów 2,2 µF i 1,5 µF (oznaczonych odpowiednio C1a i C1b). Podobnie C2 (3 µF) jest zbudowany z dwóch równoległych kondensatorów 1,5 µF. Zastosowano kondensatory foliowe (w oryginale poliwęglanowe) o tolerancji 5% i napięciu znamionowym minimum 63 V. Dostępna jest również płytka dla wersji 11 Ω firmy KEF (pokazana na rysunku 42a), która jest szczególnie przydatna w przypadku większości standardowych konfiguracji zwrotnic do mini-monitorów. Na rysunku 42b pokazano obsadzoną płytkę 11 Ω wykonaną przez firmę KEF. Firma Falcon produkuje również podobną płytkę drukowaną o nazwie „23aB" (przedstawioną na rysunku 43a), która jest przeznaczona dla układu 23aB z rysunku 51. Można dyskutować, czy ze względu na wielkość elementów zwrotnicy płytka drukowana jest w ogóle potrzebna. Lepsze jest odrutowanie w stylu lat 30., z użyciem śrub M4 wkręcanych w drewno (jak na rysunku 44), które charakteryzuje się mniejszą rezystancją i większą wytrzymałością mechaniczną. Orientacja cewek jest ważna dla uniknięcia wzajemnego sprzężenia. Należy je trzymać możliwie jak najdalej od siebie i pod odpowiednim kątem stosując niemagnetyczne mocowania – należy pamiętać, że metalowe puszki i stalowe śruby mogą powodować zmiany indukcyjności i zniekształcenia. Cewki Radiometal w oryginalnych LS3/5A nie są tak krytyczne pod tym względem, ponieważ mają bardziej zamknięte pole magnetyczne. Aby zapobiec grzechotaniu elementów, często stosuje się klej na gorąco.

Zwrotnice aktywne

Zwrotnice pasywne są drogie, ponieważ wykorzystują duże cewki i niespolaryzowane kondensatory, które są obecnie rzadkością, gdyż w ciągu ostatnich 30 lat prawie zniknęły z głównego nurtu elektroniki. Cewki kosztują zwykle od 3 do 12 funtów za sztukę, a kondensatory od 1 do 5 funtów. Nawet rezystory o mocy 3 W kosztują ponad pół funta za sztukę. Najlepszym rozwiązaniem jest zastosowanie rozwiązania aktywnego i umieszczenie filtra przed dwoma wzmacniaczami mocy, po jednym dla głośnika niskotonowego i wysokotonowego. Wymaga to przykręcenia płytki z wzmacniaczami mocy i aktywnym filtrem do tylnej ścianki obudowy głośnika. Umożliwia to zastosowanie standardowych, małych elementów pasywnych, wzmacniaczy operacyjnych i wzmacniaczy o niższej mocy, co zmniejsza całkowity koszt systemu i równocześnie zmniejsza zniekształcenia. Głośniki aktywne nie są tak popularne jak powinny, ponieważ potencjalne obniżenie kosztów nie zostało przeniesione na klienta. Nigdy nie rozumiałem, dlaczego aktywny monitor często kosztuje dwa razy więcej niż wersja pasywna. Podejrzewam, że jest to związane z logistyką produkcji i kosztami pracy. Jednym z aspektów, który również został zignorowany, jest fakt, że głośniki pasywne wytrzymują trzydzieści lat, podczas gdy aktywna część elektroniczna zwykle około dziesięciu, co również zniechęca użytkowników. Miałem w warsztacie głośniki aktywne z wystrzelonymi elektrolitami w zasilaczach impulsowych, przepalonymi układami scalonymi we wzmacniaczach klasy D i przepalonymi płytkami drukowanymi, które dopiero co przekroczyły okres gwarancji. Kolejnymi problemami są z kolei braki schematów obwodów i danych testowych. To świetny czas, aby zajmować się składowaniem odpadów! Jedyne głośniki, jakie widziałem, w których elektronika jest odpowiedniej jakości to Meridian M2.

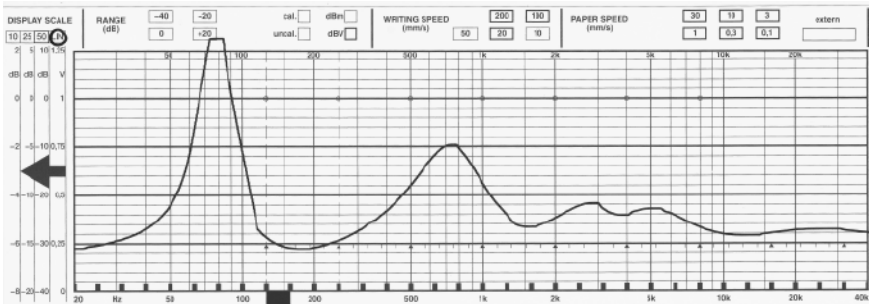
Ograniczenia

Małe głośniki mają pewne ograniczenia, które wynikają z bezlitosnych praw fizyki. Nie będą one ani głośne ani nie dadzą głębokiego basu. Jednak średnie i górne pasmo może być równie dobre, jeśli nie lepsze, niż w przypadku większych głośników. Znaczące basy poniżej około 75 Hz są generalnie niemożliwe do uzyskania, co jest realnie najniższym tonem podstawowym dla małej obudowy zamkniętej o objętości pięciu litrów (0,2 stopy sześciennej). Aby sprowadzić bas do tego punktu trzeba poświęcić wiele efektywności, a zrównoważenie tego basu oznacza stłumienie zakresów średnich i wysokich o około 10 dB. Ponadto, ponieważ powierzchnia membrany jest tak mała, stożek musi pokonać znacznie większą odległość. Oznacza to zastosowanie bardzo długiej cewki drgającej w celu uzyskania tak zwanego „głośnika o długim skoku" (long-throw driver). Długa cewka znajduje się tylko częściowo w polu magnetycznym, co oznacza, że dwie trzecie cewki nie wykonuje żadnej pracy (rysunek 45, po lewej). System ten można odwrócić, umieszczając krótką cewkę w długiej szczelinie (rysunek 45, po prawej), ale wtedy z kolei dwie trzecie magnesu nie wykonuje żadnej pracy. Krótka cewka sprawia, że głośnik staje się drogi (najdroższym elementem jest zespół magnesu), mimo że zapewnia lepszą liniowość i mniejszą jej masę. Jednostki basowe mini-monitorów często mają magnes o średnicy niemal równej średnicy membrany. Efektywność jest z kolei obniżana przez środki stosowane w celu zmniejszenia koloryzacji. Typowe mini-monitory mają sprawność wynoszącą



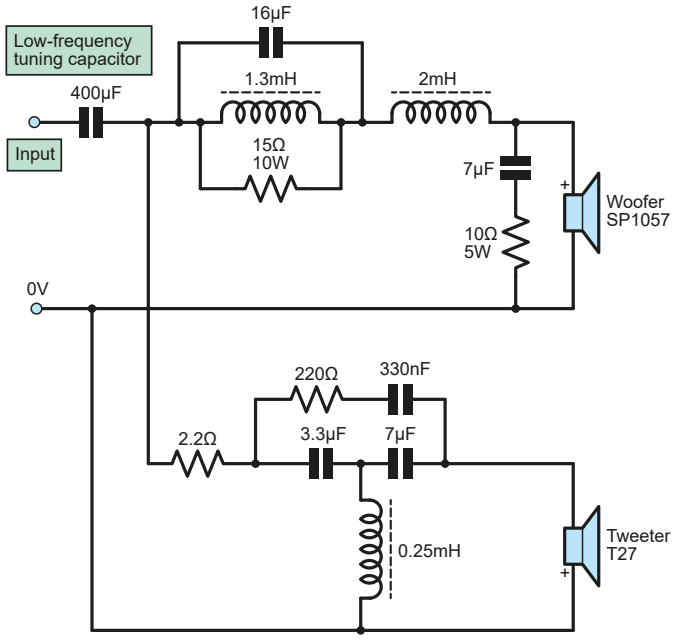
Rysunek 46. Wykres przemieszczenia dla przetwornika nisko-średniotonowego HP8B Richarda Allena – należy zwrócić uwagę na asymetrię i nieliniowość.

eprasa.pl 02fed92324

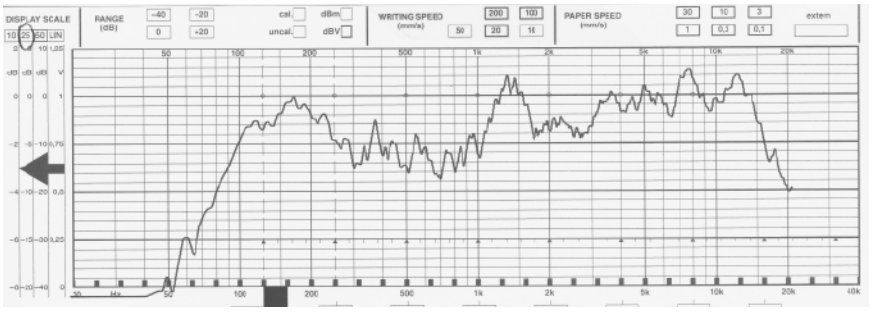


Rysunek 47. Krzywa impedancji głośnika LS3/5A – należy zwrócić uwagę na rezonans basu przy 80 Hz. Jest to trochę poza specyfikacją, gdyż powinno być 75 Hz. (Wykresy impedancji mają logarytmiczną skalę częstotliwości, ale impedancja na osi pionowej jest na skali liniowej. W tym przypadku jest to 2 Ω na działkę, czyli 50 Ω dla całej skali).

82 decybele na wat (dB/W) w odległości jednego metra, ale 5-calowa jednostka basowa może przenieść tylko około 40 W. Te czynniki ograniczają maksymalną moc wyjściową do około 96 dB w odległości jednego metra dla pary stereo. Dla mnie, z moimi starzejącymi się uszami, które kiedyś były bardzo wrażliwe, jest to wystarczająco głośno, ale dla wielu młodych fanów głośnych dźwięków to za mało. Jeśli lubisz potężne basy, wybierz duży, nowoczesny bass-reflex z papierową membraną. Jeśli słuchasz muzyki akustycznej takiej jak delikatny jazz czy chóry i cenisz sobie głębię stereofonii oraz niskie zabarwienie tonalne, to idealnym rozwiązaniem będą mini-monitory. Zwykle istnieje optymalna objętość powietrza wewnątrz obudowy dla danego głośnika basowego. W przypadku B110A wynosi ona około pięciu litrów. Jest to dość mała ilość, ponieważ B110 ma bardzo miękką membranę, co z kolei oznacza, że niewielka ilość mocy jest potrzebna do przemieszczenia jej na dużą odległość. Nazywa się to „podatnością" i zwykle wyraża się ją w metrach na niuton (m/N).



Rysunek 48. Układ zwrotnicy Kef R101 (uproszczony z pominięciem obwodów zabezpieczających).



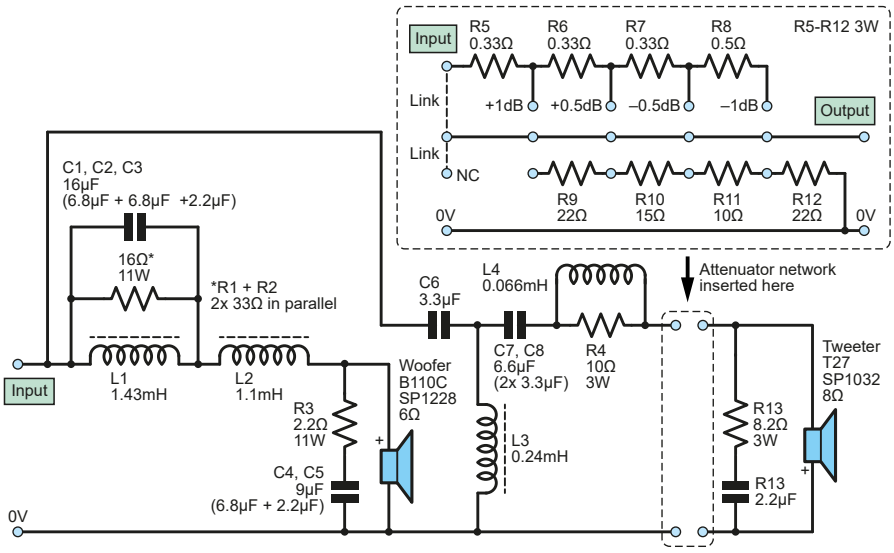
Rysunek 49. Typowa charakterystyka akustyczna LS3/5A – pomiar mikrofonem.

Bardziej nowoczesne jednostki napędowe mają zazwyczaj sztywniejsze (mniej podatne) zawieszenie i wyższe częstotliwości rezonansowe. Wymagają one nieco większej objętości wewnętrznej (np. 7,5 litra), ewentualnie z małym reflex-portem. W innym razie rezonans będzie się kończył w pobliżu 85 Hz. Obecnie w internecie dostępnych jest wiele kalkulatorów wzorów obudów głośnikowych. Zaletą małych obudów jest to, że w porównaniu z większymi obudowami emitują one mniej podbarwionych dźwięków z boków i z tyłu, ze względu na mniejszą powierzchnię. Ich wąskie fronty zapewniają także bardziej naturalną dyspersję głosu, być może dlatego, że mają wymiary zbliżone do ludzkiej głowy. Jednym z powodów, dla których małe głośniki wydają się dobrze sprawdzać w typowo małych angielskich wiktoriańskich salonach jest podbicie basów wynikające z bliskości ciężkich kamieni i ścian z listew pokrytych tynkiem. Efekt ten nazywany jest „wzmocnieniem granicznym". Jeśli mieszkasz w nowoczesnym domu o otwartym rozkładzie czy też budynku o konstrukcji drewnianej, to takie podbicie basu nie wystąpi. Innym występującym czynnikiem jest pochłanianie średnich tonów przez dywany i miękkie meble.

Zniekształcenia

Głośniki często charakteryzują się bardzo wysokimi zniekształceniami w porównaniu ze wzmacniaczami i cyfrowymi nośnikami danych. Najniższe całkowite zniekształcenia harmoniczne, jakie można uzyskać, wynoszą 0,1% w zakresie tonów średnich. W zakresie niskich tonów są one znacznie wyższe, zwykle od 1% do 3%, głównie drugiej harmonicznej. Wraz ze zniekształceniami trzeciej harmonicznej pochodzącymi z cewek ferrytowych i niektórych kondensatorów w zwrotnicach pasywnych sytuacja może wydawać się niepokojąca. Jednak ten rodzaj zniekształceń harmonicznych niskiego rzędu, które wzrastają wraz z poziomem głośności, jest niezauważalny dla ludzkiego ucha (w przypadku „prostej" muzyki). Mogą być one jednak zwiększane i producenci muzyki elektronicznej często dodają je do miksu za pomocą limiterów FET i innych procesorów. Jako ilustrację nieliniowości elektromechanicznej głośnika, rysunek 46 przedstawia wykres (jedyny jaki widziałem) pokazujący wychylenie membrany w przypadku jednostki basowej HP8B Richarda Allena, doskonałego ośmiocalowego głośnika niskotonowego z końca lat 70. Pomimo cewki o długości 15 mm, liniowa część krzywej występuje tylko dla około 4 mm. Jest ona również asymetryczna, a czynniki te odpowiadają za ogromne ilości zniekształceń wytwarzanych przez większość głośników.

eprasa.pl 02fed92324



Rysunek 50. Nowy układ zwrotnicy 11 Ω LS3/5A zaprojektowany przez firmę KEF po 1987 roku.

Głośniki basowe Wavecor z Chin i przetworniki ATC to jedne z niewielu nowoczesnych konstrukcji, które rozwiązują ten problem.

Impedancja

Oryginalny głośnik LS3/5A ma impedancję znamionową 15 Ω (patrz rysunek 47), co oznacza, że napędzający go wzmacniacz dostarcza zredukowaną moc. Minimalizuje to jednak zniekształcenia wzmacniacza przy niskich mocach i podejrzewam, że może to przyczyniać się do czystości brzmienia LS3/5A w wielu systemach Hi-Fi. Niektórzy konstruktorzy głośników próbują uzyskać dodatkową moc poprzez obniżenie impedancji do 4 Ω, jak w przypadku Harbethów HPL3, których impedancja spada do 3,5 Ω przy 50 Hz. Ta strategia zawodzi, ponieważ prawdziwym czynnikiem ograniczającym moc akustyczną jest użyteczne wychylenie membrany i jej powierzchnia. Sprawia to również, że standardowe tranzystorowe wzmacniacze mocy generują około cztery razy więcej zniekształceń na zwrotnicy i w zasilaczu. Z tego powodu najlepiej jest pozostać przy standardowych przetwornikach 8 Ω, jeśli projektuje się je we własnym zakresie. Ponadto przetworniki 4 Ω są mniej wydajne, ponieważ mieszczą mniej miedzi w dostępnej przestrzeni cewki drgającej.

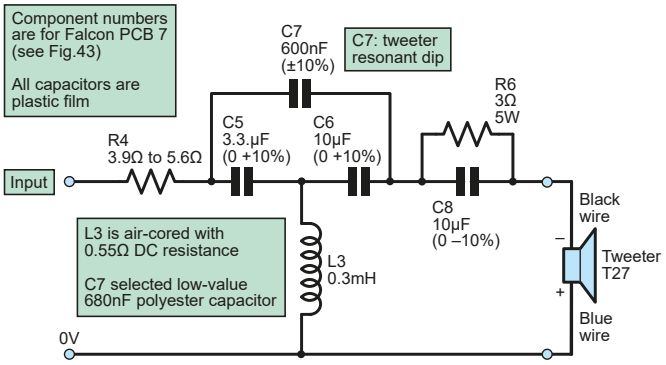
Wzmacniacz

Wybierając wzmacniacz do LS3/5A, należy pamiętać, że powinien on być w stanie dostarczyć duże wartości napięcia, co najmniej 50 V. Nie jest konieczne dostarczanie ogromnego prądu do niskiej impedancji. Będą więc pasować wzmacniacze na lateralnych MOSFETach z wysokonapięciowymi szynami ±50 V, takie jak klasyczne 50 W MOSFET-y Maplina i konstrukcje Hitachi. Warto także wykorzystać płytkę MX50 z MOSFET-ami Exicon. Lateralne MOSFET-y są w tym przypadku idealne również dlatego, że są najbardziej niezawodnymi elementami zasilającymi wyjścia audio. Jestem wielkim zwolennikiem używania wzmacniacza i odtwarzacza cyfrowego za 200 funtów z głośnikami za funtów 2000, ponieważ to właśnie głośnik jest najsłabszym ogniwem takiego systemu. To jest podejście inżyniera dźwięku i ludzie Hi-Fi na pewno się z tym nie zgodzą!

Odmiany LS3/5A

Firma KEF wyprodukowała własny głośnik podobny do LS3/5A o nazwie R101, który charakteryzował się znacznie bardziej płaską charakterystyką. Zastosowano w nim „ulepszoną" wersję głośnika B110A o nazwie B110B, który miał obwódkę z PVC zamiast gumy. Chroniła ona od przełamywania membran, ale psuła charakterystyki przejściowe dla basów z powodu histerezy mechanicznej. W subiektywnym odczuciu brzmiał on bardziej kolorowo niż konstrukcja BBC, pomimo znacznie łagodniejszej charakterystyki. Uproszczona wersja zwrotnicy, w której pominięto układy zabezpieczające, jest pokazana na rysunku 48. BBC porównało dźwięk wytwarzany na żywo z odtwarzanym i doszło do wniosku, że w przypadku małych głośników płaska charakterystyka nie jest optymalna. Aby głośnik „brzmiał płasko" muszą występować szczyty i spadki w odpowiednich miejscach charakterystyki.

Typowa charakterystyka głośnika LS3/5A pokazana jest na rysunku 49. Widać, że występują znaczące szczyty przy 150 Hz, częściowo z powodu wysokiej dobroci Q (1,2) rezonansu basu. Widoczny jest rezonans membrany przy 1,2 kHz, typowy dla membran bextrenowych z gumową otoczką, czasami opisywany jako podbarwienie „quack", oraz szczyt głośnika wysokotonowego przy 8 kHz do 10 kHz. Średni szczyt stał się bardziej kłopotliwy do kontrolowania w późniejszych wersjach modelu B110A, gdy do Bextrenu dodano środki zmniejszające palność. Z tego powodu firma

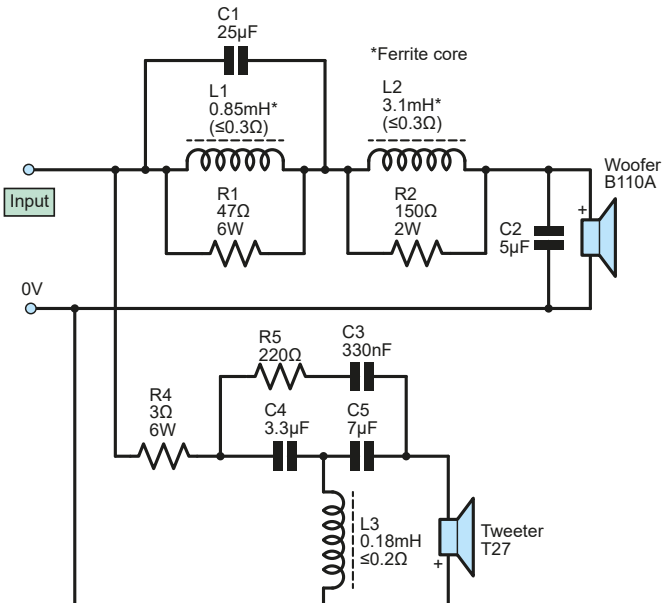


Rysunek 51. Akustyczny filtr Butterwortha KEF T27, do sprzężenia z sekcją dolnoprzepustową 15 Ω LS3/5A pokazaną na rysunku 33. Filtr ten był stosowany w obwodach KEF 104aB i Falcon 23aB.

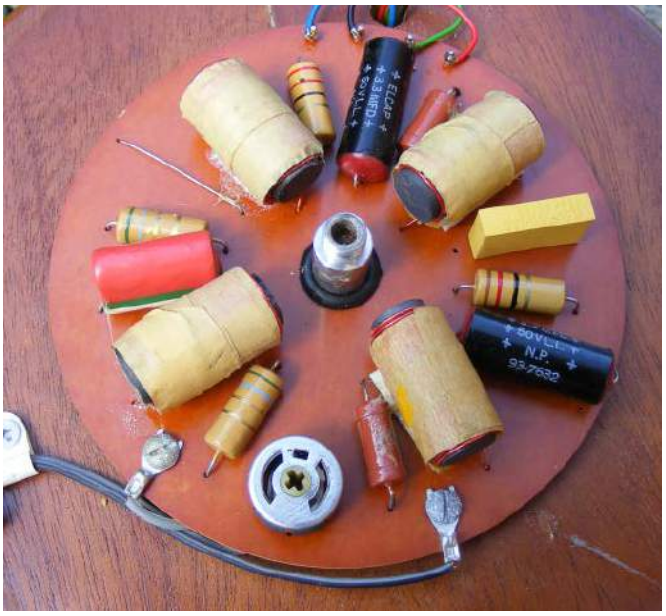


Rysunek 52. Elementy wewnętrzne zwrotnicy KEF 104aB. Zwróć uwagę na kondensatory Callins/Elcap EX50. Są to stare, mokre elektrolityki, ale uszczelnione epoksydowo, dzięki czemu są trwałe. Powinny być jednak zawsze sprawdzane pod kątem wysokiego ESR i podwyższonych wartości pojemności. W tym przypadku oryginalny element 600 nF został zastąpione żółtym kondensatorem poliestrowym.

eprasa.pl 02fed92324

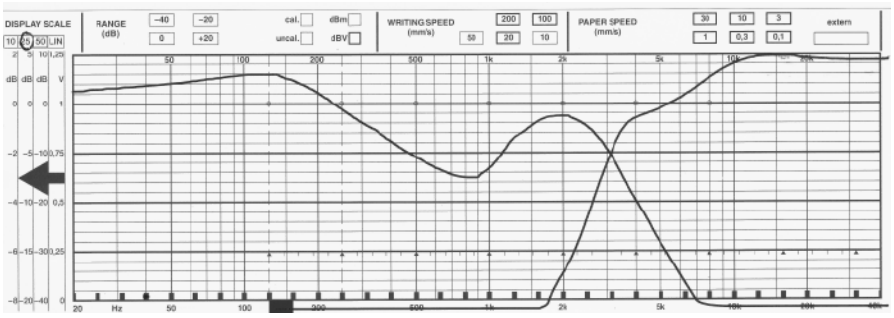


Rysunek 53. Zwrotnica KEF CS1A. Ma ona mniejszy średni szczyt niż zwrotnica LS3/5A. Ja wolę CS1A.



Rysunek 55. Nie, to nie jest płytka drukowana rakiety, lecz okrągła zwrotnica z JR149.

KEF przeprojektowała cały zestaw LS3/5A dla BBC w 1988 roku, tworząc nową wersję jednostki basowej (B110C) z otoczką z PVC o wysokim współczynniku tłumienia i cewkami ferrytowymi. Średnia impedancja systemu wynosiła 11 Ω w porównaniu z oryginalną wersją BBC o impedancji 15 Ω. Układ pokazano dla porównania na rysunku 50. Niestety nie brzmiało to tak dobrze jak oryginał, gdyż miało większe zniekształcenia i gorszy bas, dlatego też obecny producent LS3/5A, firma Falcon, produkuje tylko oryginalną wersję głośnika. Na koniec warto jednak dodać, że warianty te mogą działać dobrze, jeśli odciąży się je od basu poprzez zastosowanie aktywnego subwoofera. Inne czasem spotykane wersje, to wczesne zestawy sprzedawane przez firmę Falcon. Stosowano w nich zwrotnicę o nazwie Falcon 23aB, która wykorzystywała oryginalną sekcję dolnoprzepustową BBC z sekcją wysokotonową KEF 104aB T27. Ten „nowy" układ górnoprzepustowy jest pokazany na rysunku 51 (a także na rysunku 43). Zespół zwrotnicy 104aB jest pokazany zaś na rysunku 52. Moim zdaniem ten filtr górnoprzepustowy brzmi lepiej niż właściwa konstrukcja LS3/5A, ponieważ tłumi podstawowy rezonans głośnika wysokotonowego. Firma KEF opracowała również mini-monitor z serii „Home Constructor Series" o nazwie CS1A, który został zaprojektowany tak, aby naśladować LS3/5A i wykorzystywał ten sam układ zmostkowanej zwrotnicy T przedstawiony na rysunku 51. Układ zwrotnicy CS1A pokazano zaś na rysunku 53. Na tym układzie oparty był również popularny zestaw Wilmslow Audio z lat 80. o nazwie Micro Monitor. Charakterystykę zwrotnicy elektrycznej właściwego zestawu LS3/5A pokazano na rysunku 54. Wreszcie zwrotnica JR149 (rysunek 3) miała unikalny układ z okrągłą płytką drukowaną zamontowaną w podstawie, jak pokazano na rysunku 55. Wydaje się, że udoskonalenie LS3/5A jest praktycznie niemożliwe. Istnieje pewna ogólna synergia w tej konstrukcji, którą trudno zdefiniować za pomocą liczb, dlatego też Falcon wykonuje do dziś dokładną kopię konstrukcji z lat 70. Istniał pewien „szalony" głośnik, który wykorzystywał obudowę o tych samych wymiarach i głośnik basowy B110, zwany „Kan", produkowany przez Linn – brytyjską potęgę w branży Hi-Fi. Był on dość popularny w latach 80., nawet autor tych słów miał taką parę (prawdę mówiąc, wciąż mają sporą rzeszę zwolenników). Nie został on zaprojektowany z myślą o dokładności dźwięku, lecz w celach rozrywkowych dla źródeł winylowego dźwięku Linna. Nie miał spłaszczenia w zakresie średnich tonów, brzmiał bardzo dźwięcznie i donośnie. Musiał być ustawiony pod ścianą, aby zapewnić kompensujące podbicie basu. Taka pozycja niszczyła iluzję głębi stereo, co wymagało montażu na podstawkach w pewnym oddaleniu od ścian. Te głośniki nie brzmiały aż tak dobrze ze źródłami CD, ale użyłem z nimi korektora parametrycznego z dobrym skutkiem.



Rysunek 54. Charakterystyka zwrotnicy BBC LS3/5A 15 Ω obciążonej głośnikami.

Monitor w stylu LS3/5A

Jeśli jesteś bogaty, kup nową parę LS3/5A zaprojektowanych w 1975 roku. Jeśli nie, umówiłem się z Jerrym Bloomfieldem, dyrektorem naczelnym firmy Falcon, że zapewni części do monitora w stylu LS3/5A. W przeciwieństwie do większości naśladowców, będzie on wykorzystywał najważniejszą jego część, czyli jednostkę basową B110A, która głównie nadaje charakter LS3/5A. Zanurzając się w bagno subiektywizmu Hi-Fi, jest to głównie zasługa bogatego brzmienia materiału o nazwie Bextren. Wszystkie materiały membran mają bowiem pewne zabarwienie. Istnieje coś takiego jak „dźwięk polipropylenowy", który jest niższy w częstotliwości oraz współczynniku Q, ale raczej stępia niż ubarwia brzmienie. Nowoczesne głośniki basowe nie brzmią tak dobrze z powodu wyższego rezonansu, braku dopingu (o którym była mowa w poprzednim odcinku) i wyższego tłumienia w przestrzeni.

eprasa.pl 02fed92324

Zasoby PE o mini-monitorach

Dokumenty B+R BBC
www.bbc.co.uk/rd/publications

Karty katalogowe głośników B110 i pomoce do wycinania – patrz materiały do pobrania z października 2019 na stronie PE, gdzie znajdują się karty katalogowe zarówno B110A jak i T27.
www.t-linespeakers.org/drivers/ b110.html

Nieoficjalna strona wsparcia LS3/5A
Znajdziesz tu fantastyczną sekcję 'library & links' z dokumentami BBC. Rysunki obudowy autorstwa Petera Lottera można znaleźć w dziale DIY.
www.ls35a.com

Earworm records
www.earwormrecords.co.uk, earwormrecordsyork@gmail.com 01904 627488

Falcon Acoustics
www.falconacoustics.co.uk 01865 358001

Wavecor
www.wavecor.com

Dobry artykuł: Historia głośników Kef w latach '60 i '70.
http://bit.ly/pe-oct19-kef

Wilmslow Audio
www.wilmslowaudio.co.uk

Jeśli chcesz posłuchać trochę muzyki elektronicznej zmiksowanej na LS3/5A. https://soundcloud.com/shufflehound

Kalkulator skrzynek zamkniętych
http://bit.ly/pe-oct19-boxcalc

Darmowy program do projektowania głośników
http://bit.ly/pe-oct19-spkr

Będą one jednak głośniejsze – co jest istotne dla wszystkich fanów podejścia do głośności w stylu Spinal-Tap (https://youtu.be/s9F5fhJQo34).

Nowa teoria

Kolejnym czynnikiem, którego jeszcze nie do końca rozumiem, jest słaba jakość dźwięku wynikająca z zastosowania aluminiowych karkasów cewek (rysunek 56), które obecnie są normą dla rosnących mocy. W B110A zastosowano Nomex, poliamidowy „papier", który jest izolatorem elektrycznym, ale ma tendencję do pękania, gdy się nagrzewa w warunkach wysokiej wilgotności, powodując tarcie o cewkę. Nadaje się do użytku w temperaturze do 250°C, ale brzmi bardzo dobrze. Aluminium jest dobrym przewodnikiem ciepła i może być stosowane w temperaturach do 350°C. Jest także dobrym przewodnikiem elektryczności, co powoduje problem z tłumieniem. Wszyscy widzieliśmy w serwisie YouTube film przedstawiający spuszczanie magnesu w dół miedzianej rury (https://youtu.be/lnY9u8TfFKI). Widać na nim, jak magnes jest spowalniany przez prądy indukowane w rurze, co powoduje powstanie przeciwstawnej siły magnetycznej. Jest to rekwizyt, którego używam jako jednego z elementów demonstracyjnych na zajęciach. Ten spowalniająco-tłumiący efekt występuje również w przypadku aluminiowych cewek drgających i można go łatwo wyczuć, przesuwając odłączony zespół stożek/cewka w górę i w dół w szczelinie magnetycznej. Cewki te mają zwykle szczelinę, aby uniknąć tworzenia całkowitego zwarcia, co zmniejsza ten efekt, ale to nie do końca działa, prawdopodobnie z powodu prądów wirowych w aluminium. Oprócz problemu z tłumieniem istnieje jeszcze jeden, bardziej podstępny efekt, a mianowicie zwiększone zniekształcenia intermodulacyjne w zakresie tonów średnich, które są wyraźnie słyszalne. Nie miałem jednak jeszcze okazji ich zmierzyć. Może to wynikać z tego, że prądy wirowe w aluminium są sprzęgane przez transformator z żelaznymi nabiegunnikami zespołu magnesów głośnikowych. Żelazo to ma dużą histerezę, co w przypadku przepływu przez nie prądu indukowanego powoduje sprzężenie zniekształconego prądu z prądem cewki. Firma ATC ominęła ten problem (występujący w pewnym stopniu we wszystkich przetwornikach elektromagnetycznych), stosując izolujące elektrycznie pierścienie ze spiekanego żelaza na biegunie środkowym i płycie czołowej. Inną sztuczką, stosowaną przez Seas i Wavecor, jest umieszczenie na biegunie środkowym miedzianych nakładek i pierścieni zwierających. Niższa rezystancja miedzi powoduje odprowadzanie prądów z żelaza o wyższej rezystancji. Ten efekt luźnego sprzężenia zniekształceń wzrasta wraz ze wzrostem częstotliwości, a więc jest boleśniejszy w przypadku głośników nisko-/średniotonowych w systemach dwudrożnych. Nie wydaje się, aby stanowiło to problem w przypadku głośników niskotonowych o częstotliwości poniżej około 200 Hz. W tym przypadku aluminiowe cewki drgające wykazują wysoką zdolność do przenoszenia mocy w systemach typu bass reflex, ponieważ efekt tłumienia ogranicza 'wyskakiwanie", gdy cewka przemieści się zbyt daleko poza szczelinę magnetyczną.



Rysunek 56. Cewka nawinięta na aluminiowym karkasie. Podejrzewam, że powoduje to problemy z indukowaniem się prądów wirowych.

Dobre wieści

Jednym z problemów napotykanych przez domorosłych konstruktorów sprzętu Hi-Fi jest stare porzekadło: „możesz kupić je gotowe w Richer Sounds za połowę ceny zakupu elementów". Mam proste rozwiązanie dla zaniepokojonego konstruktora, którego nie stać na części do monitorów Falcona, a jest nim niezła nadwyżka magazynowa. Została mi ona podarowana przez żonę konstruktora sprzętu Hi-Fi Charlesa Peppera, emerytowanego producenta głośników. Miałem cały garaż pełen tych doskonałych głośników opartych na duńskich jednostkach Vifa. Dla czytelników zachowałem 30 przetworników i zwrotnic, choć większość trafiła do Earworm Records w Yorku. Chętnie dostarczą kompletne głośniki, choć trzeba będzie pomalować ich obudowy. Więcej szczegółów, w tym proste poprawki, które można wykonać, aby ulepszyć te głośniki, w kolejnych artykułach z tej serii.

W następnym odcinku

W pierwszej i drugiej części naszej serii omówiliśmy ogromną ilość materiałów dotyczących LS3/5A. W następnym odcinku zrobimy krótką przerwę, aby przyjrzeć się kilku ogólnym zagadnieniom związanym ze sprzętem głośnikowym (wciąż istotnym dla naszego projektu), zanim powrócimy w czwartej części dalszym omawianiem budowy LS3/5A.■

Jake Rothman

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

REKLAMA

EP.com.pl

eprasa.pl 02fed92324

Pomiary pH wody i gleby, część 2

W pierwszej części artykułu omówiliśmy podstawowe informacje o pomiarach pH.

Elektrochemiczna sonda pH

Najpopularniejszą metodą pomiaru pH jest wykorzystanie sondy, która zanurzona w roztworze, wytwarza napięcie zależne od pH tego roztworu (stężenia jonów wodorowych).

Spróbujmy jej działanie wytłumaczyć w bardzo uproszczony sposób. Najprościej biorąc, ***sonda pH jest specyficzną odmianą... jednorazowej baterii***. Baterii o niewielkim napięciu i o znikomo małej wydajności prądowej.

Zapewne pamiętamy ze szkoły, że bateria jest ogniwem chemicznym, gdzie dwie przewodzące elektrody zanurzone są w elektrolicie, co bywa ilustrowane w najprostszy sposób jak na **rysunku 1a**, gdzie mamy ***elektrolit oraz dwie elektrody z różnych materiałów***, a wartość wytwarzanego napięcia zależy od składu chemicznego elektrolitu i elektrod (ogniwo Volty). Ogólniej biorąc, mamy tu do czynienia z dwoma tak zwanymi ***półogniwami***, jak pokazuje **rysunek 1b**. Każde półogniwo wytwarza napięcie, ale tego napięcia nie można ani wykorzystać, ani zmierzyć, bo mówiąc najprościej, *półogniwo ma tylko jedno wyprowadzenie (biegun)*.

Dopiero dwa półogniwa, połączone przewodzącym tak zwanym *kluczem elektrolitycznym*, pozwalają mierzyć napięcie między dwiema elektrodami dwóch połączonych półogniw.

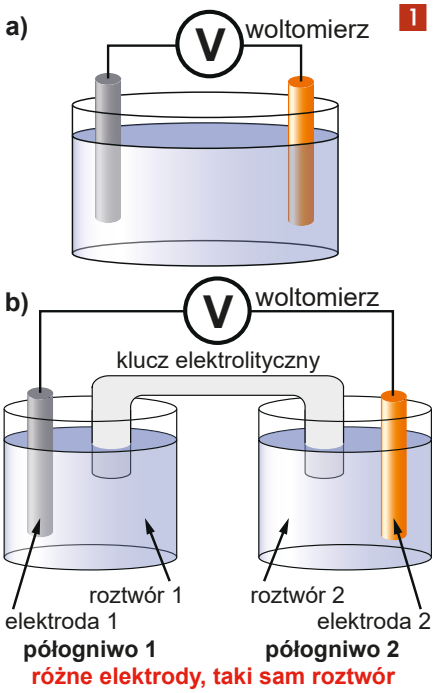
Taki podział na dwa półogniwa połączone przewodzącym prąd kluczem elektrolitycznym ma głęboki sens, bo istnieją też ogniwa z różnymi roztworami. W podręcznikach możemy znaleźć ilustracje jak na **rysunku 2** (ogniwo Daniella), gdzie w półogniwach mamy i różne elektrody, i różne roztwory.

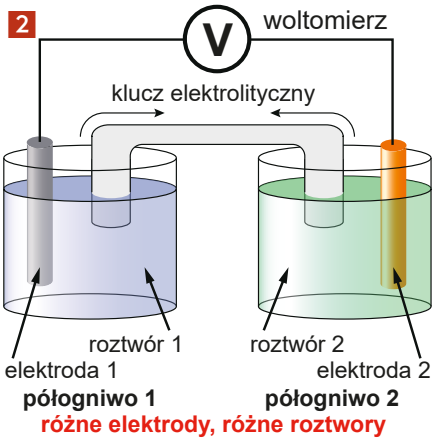
W przypadku typowych baterii, elektrody są wykonane ***z różnych materiałów***, co wydaje się oczywiste. Ale co ciekawe, już dawno temu niemiecki uczony Walther Nernst (urodzony w Wąbrzeźnie) odkrył, że napięcie wytworzy też zespół dwóch półogniw z ***jednakowymi elektrodami***, o ile w obu półogniwach elektrolit będzie miał różne stężenia (aktywności) jonów, co jest zilustrowane na ***rysunku 3***.

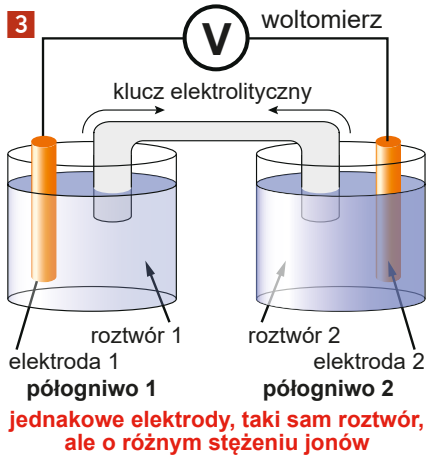
Mamy już pomysł na pomiar. Jesteśmy też o bardzo mały krok od... ***sondy lambda***, mierzącej zawartość tlenu w spalinach, ale nas interesuje teraz pomiar pH. Badana ciecz może być wodnym roztworem najróżniejszych substancji, czyli może zawierać najróżniejsze jony. ***Współczynnik pH jest miarą zawartości w roztworze wodnym dodatnich jonów wodorowych***. Potrzebny jest sposób, który niezależnie od zawartości (mnóstwa) wszelkich innych jonów, zmierzy wyłącznie zawartość (stężenie, aktywność) tylko ***jonów wodorowych***. Najprościej biorąc, w elektrochemicznych sondach pH potrzebną selektywność zapewnia szkło o odpowiednim składzie, z którego zbudowana jest sonda (tu pojawia się nazwisko Zygmunta Klemensiewicza). Można byłoby sobie wyobrażać, że jony wodorowe (protony) są „małe i proste", więc cienkie szkło jest wystarczającym izolatorem, nieprzepuszczającym innych, „większych i skomplikowanych" jonów, ale przepuszczającym „małe i proste" jony wodorowe (w rzeczywistości następuje *nie przenikanie*, tylko *wymiana* jonów szkła sodowo-litowo-wapniowego i roztworów). Pomimo, a raczej dzięki obecności cienkiej warstwy szkła otrzymujemy ogniwo Nernsta, wytwarzające napięcie, zależnie od stężenia jonów wodorowych w badanym roztworze, a „ignorujące" inne jony.

Tego rodzaju mierniki pH są wykorzystywane od lat 30. XX wieku. Na początku wykorzystywano dwie oddzielne elektrody, pomiarową i wzorcową (odniesienia, referencyjną) i to w bardzo niewygodny sposób z wykorzystaniem elektrod platynowych pokrytych platynowym proszkiem i gazowego wodoru, co ilustruje **rysunek 4**. Platynowa elektroda zachowywała się, jakby była wykonana... z wodoru.

Później, z uwagi na koszt, kłopotliwą obsługę i inne czynniki, opracowano inne elektrody, tzw. kalomelową (zawierającą rtęć i chlorek rtęci) i chlorosrebrową (srebro pokryte chlorkiem srebra – Ag/AgCl). Dziś popularne sondy pH wykorzystują z reguły elektrody chlorosrebrowe. Zmiany dotyczyły nie tylko materiałów elektrod. Wcześniej powszechnie wykorzystywano dwie elektrody: pomiarową i referencyjną według **rysunku 5**. Potem dwa półogniwa i dwie elektrody sprytnie połączono w jeden element. Ale współczesna (zespolona, inaczej kombinowana) sonda pH jak najbardziej zawiera też półogniwo referencyjne napełnione roztworem wzorcowym.

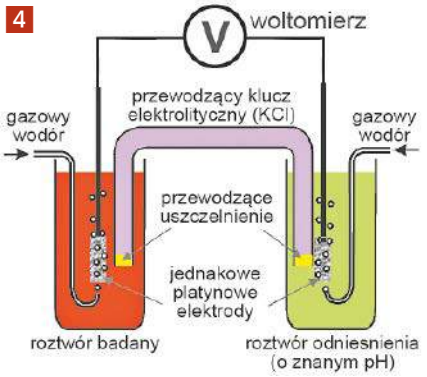






eprasa.pl 02fed92324

4



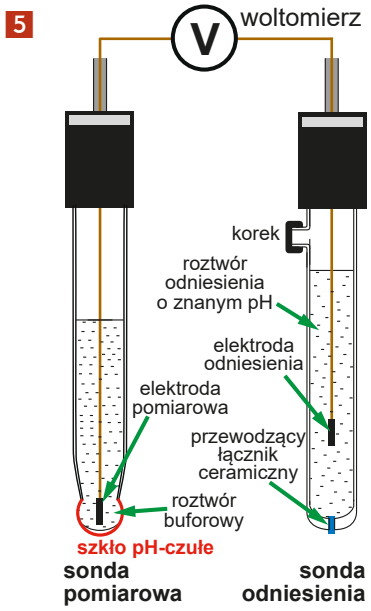
W niektórych droższych sondach możliwa jest wymiana tego roztworu, w innych jest on zamknięty na stałe, niekiedy ma postać żelu. **Rysunek 6** pokazuje przykład budowy współczesnej szklanej sondy pH. Końcówka sondy zostaje zanurzona do roztworu badanego. Połączenie jonowe z elektrodą pomiarową następuje przez cieniutką warstewkę szkła o odpowiednich właściwościach (pH-czułego), natomiast połączenie z elektrodą wzorcową (odniesienia) realizowane jest przez umieszczony w ściance sondy przewodzący prąd łącznik.

Idea jest jak widać bardzo prosta, sprytna realizacja sondy budzi podziw, ale to niestety odwraca uwagę od szczegółów bardzo ważnych w praktyce.

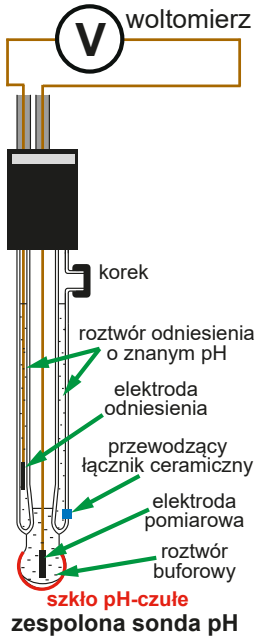
Przyczyny problemów

Szklana sonda pH jest skomplikowanym systemem elektrochemicznym, w którym różnorodne zmiany i zaburzenia mogą spowodować rozmaite błędy. My omawiamy to wszystko w sposób bardzo uproszczony, ale w rzeczywistości w grę wchodzi szereg dodatkowych czynników, przez co wielkość wytworzonego napięcia zależy nie tylko od omówionych podstawowych czynników.

5



6



Problem w tym, że napięcia (różnice potencjałów) wytwarzane są nie tylko na granicy elektrod oraz roztworu badanego i roztworu odniesienia. Napięcia powstają też na styku innych elementów sondy pH. Sygnalizuje to pochodzący z materiałów Yokogawa **rysunek 7**, pokazujący w sposób uproszczony rezystancje i źródła napięć w typowej sondzie pH. Jak widać, napięcie wyjściowe sondy jest złożeniem pięciu napięć. A zalecana rezystancja obciążającą takie źródło napięcia to co najmniej 10^{13} oma, czyli 10 000 gigaomów (10TΩ), co w wielu sytuacjach okaże się nieosiągalne. Z kolei pochodzący z materiałów Finesse **rysunek 8** sygnalizuje obecność w sondzie zespolonej sześciu takich źródeł napięcia, których suma jest napięciem wyjściowym.

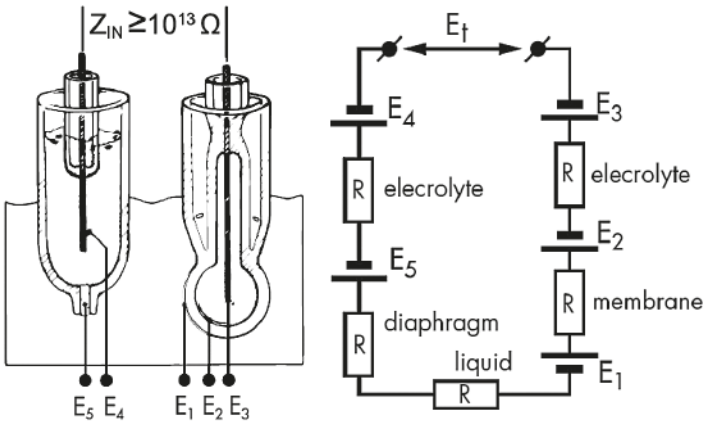
Bardzo ważne znaczenie ma nie tylko samo „jonoprzepuszczalne", a ściślej jonoselektywne szkło półogniwa pomiarowego, ale jego zewnętrzna powierzchnia, zanurzana podczas pomiaru w badanym roztworze. Okazuje się, że podczas pomiaru na tej zewnętrznej powierzchni szkła tworzy się cieniutka (0,1 mikrometra) warstewka żelu, mająca duży wpływ na właściwości sondy. Aby ta warstewka była prawidłowa, konieczne jest właściwe przechowywanie i utrzymywanie w czystości tej zewnętrznej powierzchni czynnej sondy pH. Dlatego niektóre sondy pH wyposażane są w dodatkowy pojemniczek z odpowiednim płynem (roztwór KCl), nakładany na głowicę sondy na czas przechowywania (co widać na fotografii 4 w pierwszej części artykułu).

Bardzo duże znaczenie ma także sposób przeprowadzania pomiarów i utrzymywanie sondy w czystości podczas pomiarów cieczy o różnym składzie, a w szczególności gleby. Zaniedbania w tym zakresie szybko doprowadzą do tego, że sonda przestanie spełniać swoją funkcję!

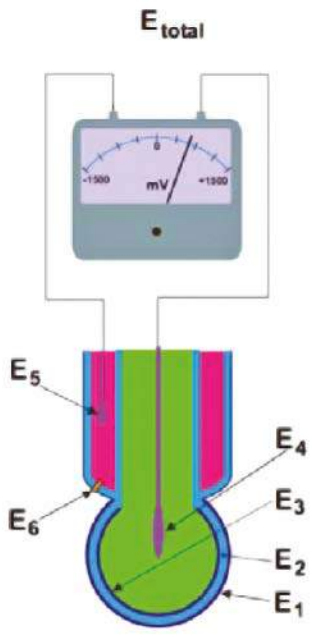
Tu ktoś może zaprotestować, że przecież dostępne są roztwory o wzorcowym pH (przykład na **fotografii 9** z materiałów *Thermo Fisher Scientific*), pozwalające precyzyjnie skalibrować pehametr z dokładnością 0,01pH!

Jak najbardziej! Ale tylko w przypadku, gdy sonda jest „czysta" i gdy wytworzy odpowiednie

7



8



eprasa.pl 02fed92324



9

napięcia. „Zaniedbana" sonda może okazać się bezużyteczna. Sondy pH mają ograniczoną żywotność i starzeją się. Dlatego ***ogromnie ważne jest przestrzeganie zasad przechowywania i pomiarów*** podawanych przez producentów.

Pokrewną kwestią jest jakość, trwałość, powtarzalność i brak wpływu różnych niepożądanych czynników na napięcie wytwarzane przez sondę. Nieprzypadkowo niektóre są śmiesznie tanie, a inne zaskakująco drogie. Jeszcze inną ważną sprawą jest pytanie, co i jak powinniśmy mierzyć i jaką informację niesie napięcie wytwarzane przez sondę. Tą kwestią zajmiemy się w trzeciej części artykułu. ■

Piotr Górecki

REKLAMA

NOWOŚĆ

Naturalnie 1/2022
17,50 zł (w tym 8% VAT)
BESTSELLER ŚWIATOWYCH PORADNIKÓW ZDROWOTNYCH
Żyj lepiej, ŻYJ DŁUŻEJ
JAK ZREDUKOWAĆ STRES i wzmocnić odporność?
CHOROBA ALZHEIMERA Możesz jej uniknąć!
100 SPOSOBÓW, BY DOŻYĆ 100 LAT
Sprawdź, czy grozi Ci cukrzyca
Lecz się dietą! JEDZENIE NA STANY ZAPALNE I WYSOKI POZIOM CHOLESTEROLU
Nietypowe objawy JAK ROZPOZNAĆ UDAR, ZAWAŁ I RAKA JAJNIKA?
Numer 1/2022
cena 17,50 zł (w tym 8% VAT)

Czy długie i szczęśliwe życie to przywilej nielicznych?

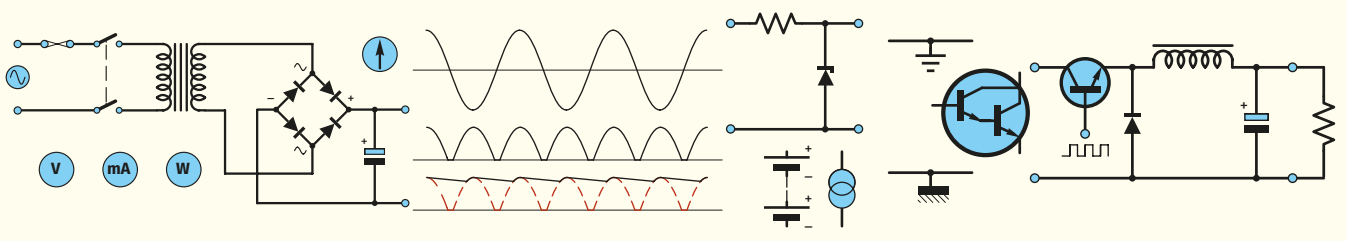
Poradnik „Żyj lepiej, żyj dłużej" to światowy bestseller, który pokazuje, że potrzeba niewiele, aby zadbać o swoje zdrowie.

Na ponad 120 stronach przedstawiamy aktualne wiadomości na temat profilaktyki oraz leczenia najczęstszych schorzeń.

To prawdziwe kompendium praktycznej i sprawdzonej wiedzy.

Przejrzyj i zamów z bezpłatną przesyłką
www.UlubionyKiosk.pl

eprasa.pl 02fed92324



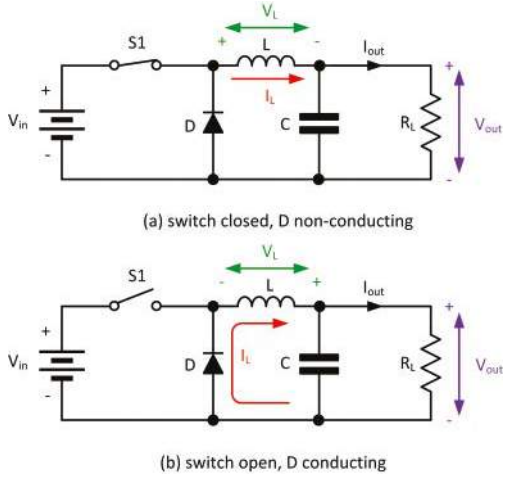
Zasilanie do twojego projektu, część 4. Zasilacze impulsowe

Twój projekt wydaje się być skończony i gotowy do uruchomienia, lecz zadanie nie jest jeszcze wykonane dopóki nie zastosujesz odpowiedniego źródła zasilania. Rozwiązanie tego problemu może być tak proste, jak zastosowanie gotowego zasilacza o odpowiednich parametrach, bądź też tak złożone, jak zbudowanie własnego systemu zasilania z zasilaniem impulsowym, kilkoma wyjściami oraz podtrzymaniem bateryjnym. Nasz kurs ma za zadanie pomóc w rozwiązaniu tej kwestii i dostarczyć wiedzy na temat ważnych aspektów zasilania układów elektronicznych. W czwartej części przedstawiamy zasilacze impulsowe. Działają one na poziomie sprawności znacznie przewyższającym to, co można osiągnąć przy użyciu technik liniowych, które poznaliśmy we wcześniejszych częściach serii, a ponadto oferują kilka innych znaczących korzyści. Między innymi pozwalają zredukować masę i rozmiary układu. Nasz praktyczny projekt będzie miał postać prostej przetwornicy podwyższającej napięcie, która może być używana w połączeniu z trójnóżkowym stabilizatorem napięcia (patrz poprzedni miesiąc) jako podręczne rozszerzenie możliwości prostego akumulatora.

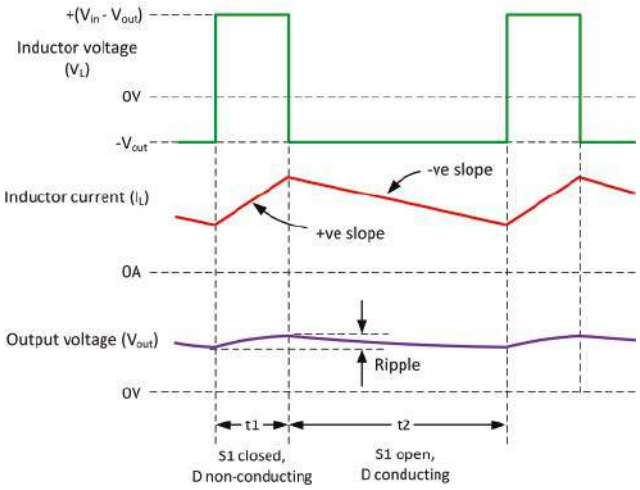
Zasady działania zasilaczy impulsowych

Zasilacze można podzielić na dwa główne typy w zależności od tego, czy wykorzystują konwencjonalne obwody liniowe, czy techniki impulsowe. Stabilizowane zasilacze prądu stałego, które już poznaliśmy, to pierwszy typ, w którym układ stabilizatora pracuje w ciągłym zakresie prądu i napięcia, zgodnie z warunkami wejściowymi i obciążeniem dołączonym w danym momencie. Z kolei zasilacze impulsowe wykorzystują techniki cyfrowe, w których element półprzewodnikowy jest szybko włączany i wyłączany w celu kontrolowania i stabilizacji średniego napięcia dostarczanego do obciążenia. Ten typ zasilacza stabilizowanego jest powszechnie nazywany „zasilaczem impulsowym” (ang. switched-mode power supply) lub w skrócie SMPS. W porównaniu z konwencjonalnymi liniowymi odpowiednikami, zalety zasilaczy SMPS są następujące:

- możliwość pracy w szerokim zakresie napięć wejściowych,
- bardzo wysoka sprawność (typowo 80% lub więcej),
- niewielkie rozmiary, lekkość i zwarta budowa,

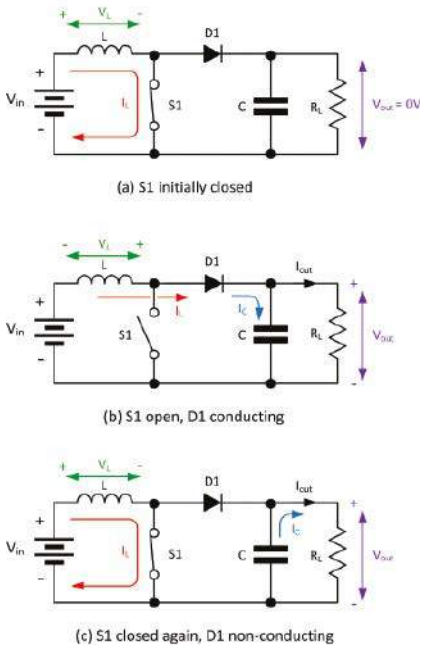


Rysunek 4.1. Zasada działania zasilacza SMPS.



Rysunek 4.2. Przebiegi prądów i napięć w układzie z Rysunek 4.1.

eprasa.pl 02fed92324



Rysunek 4.3. Zasada działania impulsowego przekształtnika podwyższającego (step-up).

- mniejsze straty cieplne (wynikające ze zwiększonej sprawności).

Wady zasilaczy SMPS to:

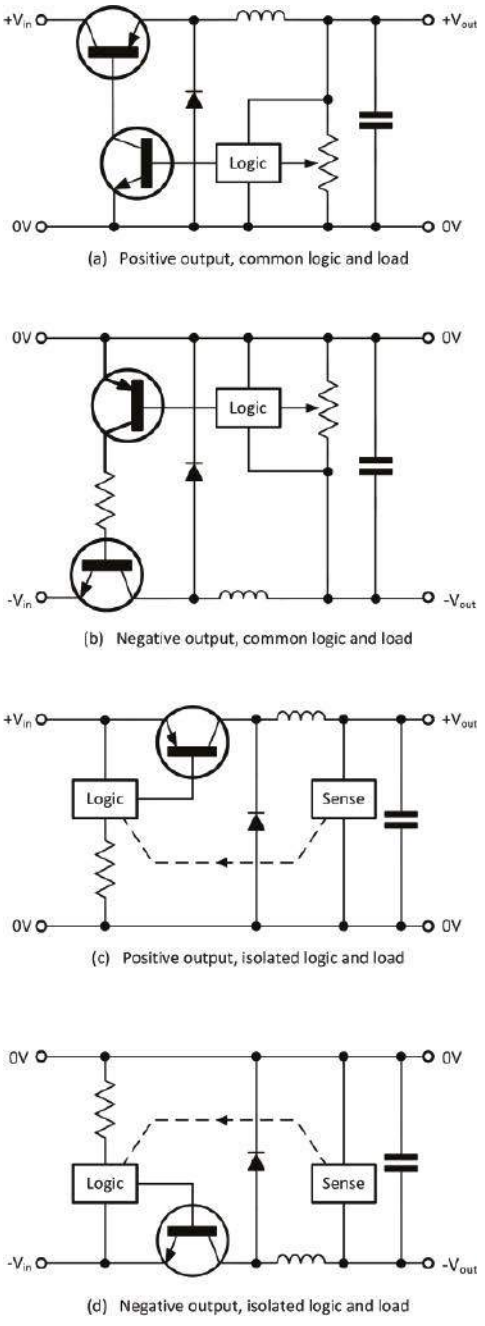
- większa liczba komponentów
- stosunkowo skomplikowany układ
- generowanie znacznych szumów (wynika z przełączania z wysoką częstotliwością).

Terminologia dotycząca zasilaczy SMPS

Główne typy zasilaczy SMPS są zwykle określane jako „buck" (step-down), „boost" (step-up) lub „buck-boost" (step-up/stepdown). Układy typu buck wytwarzają napięcia wyjściowe mniejsze od napięcia wejściowego (ale przy zwiększonym natężeniu prądu), natomiast układy typu boost wytwarzają napięcia wyjściowe większe od napięcia wejściowego (ale przy zmniejszonym natężeniu prądu). Układy typu Buck-boost można skonfigurować w taki sposób, aby zwiększały lub zmniejszały napięcie wejściowe. Zasilacz SMPS zazwyczaj przekształca (tzn. zwiększa lub zmniejsza) napięcie wejściowe, a także stabilizuje napięcie wyjściowe. Te dwie funkcje mogą być oddzielne, ale w praktyce często są one łączone w ramach układu, który po dodaniu prostownika wejściowego i kondensatora magazynującego ładunek zapewnia w miarę stabilne napięcie DC z sieci zasilającej. W tej serii termin „przekształtnik impulsowy" będzie używany do opisu układu, który pobiera prąd DC z wejścia i na wyjściu pojedynczym lub wielokrotnym dostarcza prąd DC o tej samej lub przeciwnej polaryzacji i niższym lub wyższym napięciu. Z drugiej strony, termin „przetwornica" będzie używany do opisu układu, który nie tylko przekształca napięcie stałe, ale także stabilizuje wyjście, wykorzystując kombinację technik impulsowych i technik analogowych.

Przetwornice buck (step-down)

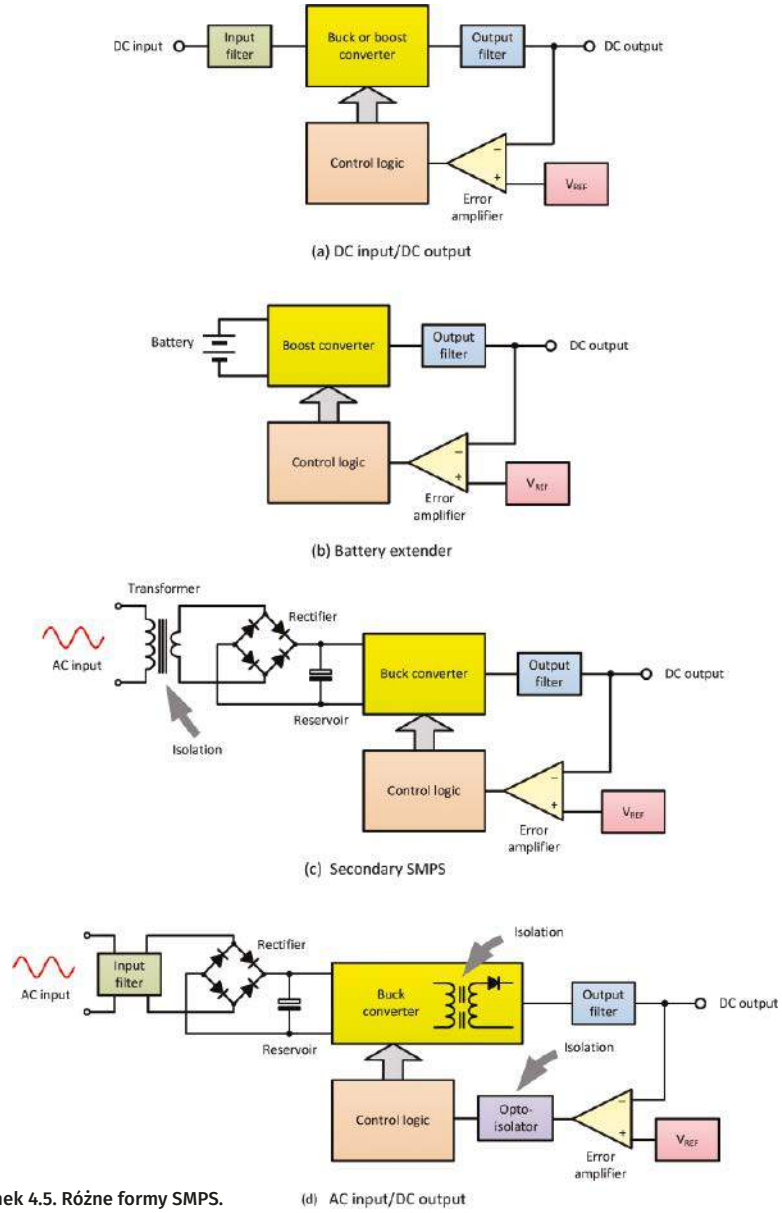
Zasada działania przetwornicy buck (lub step-down) jest pokazana na rysunku 4.1. Gdy S1 jest zamknięty, dioda przełączająca (D) jest spolaryzowana zaporowo, a więc nie przewodzi prądu. Prąd płynący przez cewkę indukcyjną (L) ładuje kondensator (C) oraz dostarcza prąd do obciążenia (R_L), a prąd płynący w cewce (I_L), wytworzy strumień magnetyczny w jej rdzeniu. Gdy S1 zostanie następnie otwarty, strumień magnetyczny w cewce indukcyjnej gwałtownie zanika i na zaciskach cewki indukcyjnej wytwarza się napięcie. Biegunowość indukowanego napięcia jest taka, że jest ono przeciwne do pierwotnego potencjału i powoduje, że prąd nadal płynie w obciążeniu (tzn. zgodnie z ruchem wskazówek zegara wokół obwodu). W tym stanie dioda D zostanie spolaryzowana w kierunku przewodzenia zamykając obwód tworzący drogę powrotną dla prądu. Przebiegi dla obwodu z rysunku 4.1 są pokazane na rysunku 4.2. Napięcie na cewce (V_L) jest na przemian dodatnie i ujemne. Gdy S1 jest zamknięty, napięcie na cewce (od lewej do prawej na rysunku) jest równe $+(V_{in}–V_{out})$ i w tym czasie I_L rośnie z szybkością zależną od stosunku V_L do indukcyjności L. W czasie, gdy S1 jest otwarty, napięcie na cewce jest równe $–V_{out}$ (pomniejszone o niewielki spadek napięcia na przewodzącej D) i I_L maleje. Średni prąd płynący przez cewkę (I_L) jest równy prądowi (I_{out}) dostarczanemu do obciążenia. Należy zauważyć, że na stałe napięcie wyjściowe (V_{out}) nakłada się niewielka ilość napięcia tętnień. To napięcie tętnień można zmniejszyć, stosując stosunkowo dużą wartość kondensatora (C). Aby kontrolować napięcie (V_{out}) dostarczane do obciążenia, należy po prostu regulować stosunek czasu włączenia do czasu wyłączenia przełącznika. Większy stosunek czasu „włączenia" do czasu „wyłączenia" (tj. dłuższy cykl pracy) daje większe napięcie wyjściowe i odwrotnie. W praktycznym zasilaczu impulsowym S1 jest zastąpiony przez półprzewodnikowy element przełączający (np. tranzystor bipolarny lub MOSFET). Taki element musi mieć niską rezystancję „włączania" i wysoką rezystancję „wyłączania" oraz musi być zdolny do przełączania ze stanu „włączania" do stanu „wyłączania" w bardzo krótkim czasie.



Rysunek 4.4. Konfiguracje SMPS typu step-down.

Niezależnie od tego, czy jest to tranzystor bipolarny, czy MOSFET, układem przełączającym steruje ciąg impulsów prostokątnych przyłożonych do jego bazy lub bramki. Zmieniając szerokość impulsów w tym ciągu, można sterować napięciem wyjściowym. W praktycznych zasilaczach SMPS stosuje się zamkniętą pętlę sprzężenia zwrotnego; napięcie wyjściowe jest mierzone i podawane z powrotem na wejście sterujące generatora impulsów. Wynikiem tego jest modulacja szerokości impulsu (PWM) sterującego elementem przełączającym. Modulacja szerokości

eprasa.pl 02fed92324



Rysunek 4.5. Różne formy SMPS.

impulsu może być realizowana za pomocą kilku elementów dyskretnych lub, co jest bardziej typowe, w oparciu o dedykowany układ scalony sterownika impulsowego.

Przetwornice Boost (step-up)

Zasada działania przetwornicy impulsowej typu boost (lub step-up) jest nieco bardziej złożona. Rozważmy układ pokazany na rysunku 4.3. Na początku przełącznik (S1) jest zamknięty, co powoduje powstanie prądu w cewce L. Prąd płynący w cewce (I_L) ponownie przyczynia się do wytworzenia strumienia magnetycznego w jej rdzeniu. Gdy S1 zostanie otwarty, strumień magnetyczny w cewce gwałtownie się zmniejsza i na jej zaciskach powstaje napięcie. Biegunowość indukowanego napięcia jest taka, że jest ono w tym samym kierunku co napięcie wejściowe, a zatem napięcie, które pojawia się na anodzie diody przełączającej jest znacznie większe niż V_{in}. W tym stanie dioda przełączająca (D) jest w stanie przewodzenia, dołączając obwód obciążenia i w konsekwencji ładując kondensator (C) i zasilając obciążenie (R_L). Gdy S1 powróci do pozycji zamkniętej, dioda D powróci do stanu zaporowego i nie będzie przewodziła prądu. Ładunek zgromadzony w kondensatorze powinien być wystarczający do podtrzymania prądu wymaganego przez R_L.

Konfiguracje przetwornic

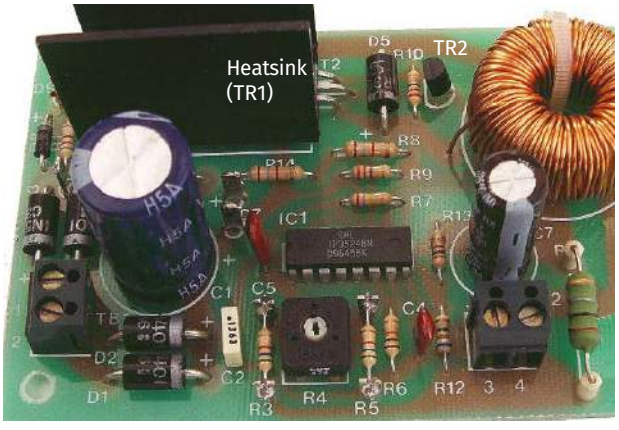
Ponieważ większość zasilaczy SMPS działa z konwencjonalnej sieci prądu przemiennego i wytwarza na wyjściu niskie napięcie DC, przetwornice step-down są znacznie bardziej powszechne niż step-up. Istnieją cztery podstawowe konfiguracje przetwornicy step-down, jak pokazano na rysunku 4.4. Na rysunku 4.4(a) i 4.4(b) układ logiczny (tj. regulator PWM) jest podłączony do jednej strony obciążenia, natomiast na rysunku 4.4(c) i 4.4(d) układ logiczny znajduje się na wyższym potencjale i dlatego musi być odizolowany od obciążenia. Sytuacja jest jeszcze bardziej skomplikowana, gdy element lub elementy przełączające są połączone bezpośrednio z wysokonapięciowym źródłem prądu stałego pochodzącego z podłączonego do sieci obwodu mostka prostowniczego. W takiej konfiguracji konieczne jest zapewnienie bardzo wysokiego stopnia izolacji elektrycznej między wejściem sieciowym, prostownikiem i układami przełączającymi a niskonapięciową stroną zasilacza SMPS. Aby osiągnąć wymagany wysoki stopień izolacji, zwykle stosuje się jeden lub więcej izolatorów optycznych. Potrzebę izolacji i rolę izolatorów optycznych omówimy ponownie w następnym odcinku.

Zastosowania zasilaczy impulsowych

Niezależnie od konfiguracji przetwornicy, zasilacz impulsowy może przybierać różne formy, w zależności od tego, w jaki sposób element przełączający pobiera prąd z wejścia DC oraz czy potrzebna jest izolacja elektryczna między wejściem a wyjściem. Na rysunku 4.5 pokazano jedynie kilka możliwych wariantów.

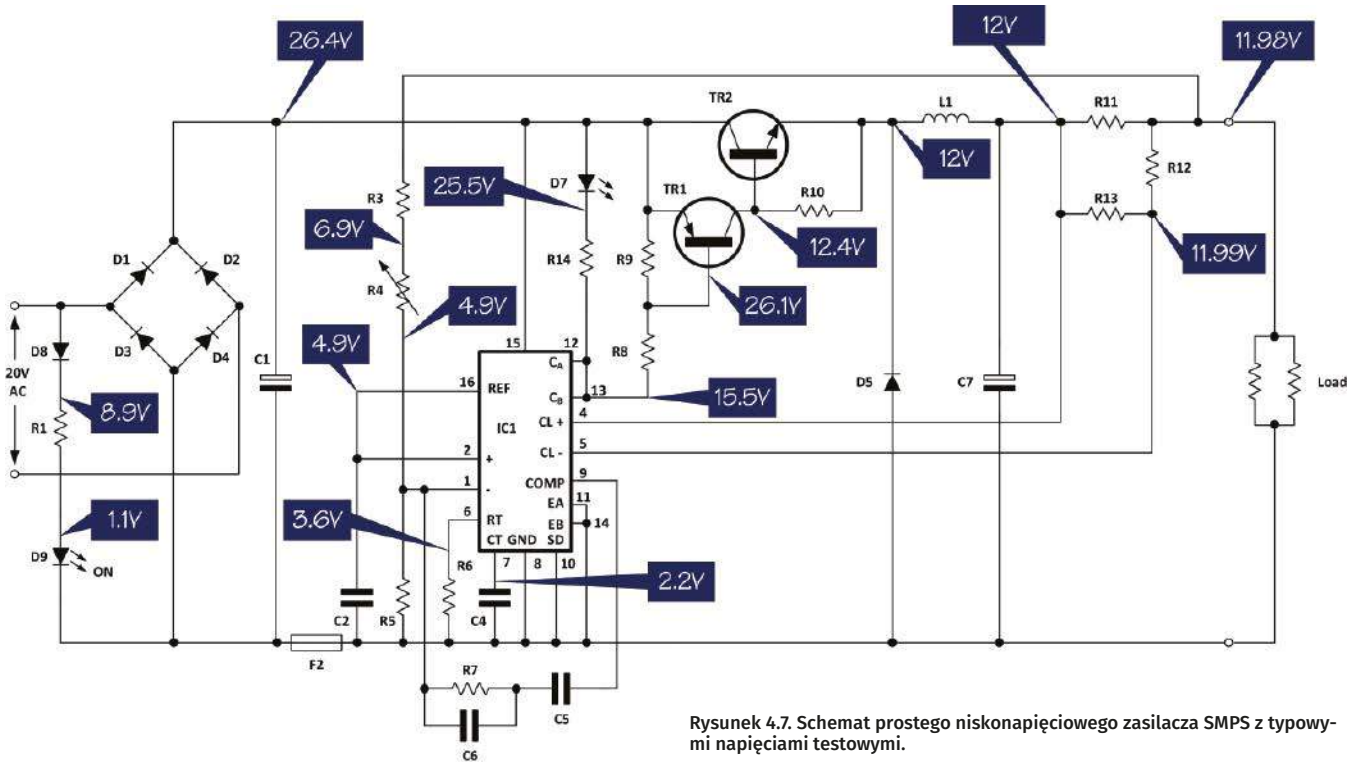
Wejście DC/wyjście DC w konfiguracji buck lub boost

Rysunek 4.5(a) przedstawia typowe zastosowanie zasilacza SMPS z wejściem DC/wyjściem DC. Zapewnia on stałe napięcie DC z nominalnego źródła zasilania pojazdowego 13,5 V. Moduł typu step-up może na przykład wytwarzać stałe napięcie



Rysunek 4.6. Prosty niskonapięciowy SMPS.

eprasa.pl 02fed92324



Rysunek 4.7. Schemat prostego niskonapięciowego zasilacza SMPS z typowymi napięciami testowymi.

24 V z akumulatora pojazdowego o napięciu 13,5 V, podczas gdy moduł SMPS typu step-down może wytwarzać napięcie 4,5 V, 6 V lub 9 V z takiego samego nominalnego napięcia.

Rozszerzenie możliwości akumulatora

Jednym z powszechnych zastosowań zasilaczy SMPS z wejściem DC/wyjściem DC jest rozszerzenie możliwości akumulatora, jak pokazano na rysunku 4.5(b). Urządzenie to wykorzystuje układ przetwornicy step-up i zapewnia niemal stałe napięcie DC na wyjściu przy dużych zmianach napięcia wejściowego. Na przykład jedno z takich urządzeń może pracować z wejściem DC (pochodzącym z konwencjonalnej suchej baterii) o nominalnym napięciu 9 V (ale nawet 3 V, gdy bateria jest wyczerpana), wytwarzając na wyjściu DC napięcie o wartości od 8,5 V do 9 V przy obciążeniu prądem o wartości do 250 mA.

Wejście AC z transformatorem 50 Hz/wyjście DC

Rysunek 4.5(c) przedstawia hybrydę zasilacza SMPS między konwencjonalnym układem transformator/prostownik/stabilizator a prawdziwym układem SMPS bez transformatora 50 Hz. Zaletą tego układu jest to, że transformator 50 Hz zapewnia izolację od zasilania, a stosunkowo niskie napięcie DC pozwala na zastosowanie niskonapięciowych elementów przełączających. Oczywistą wadą tego rozwiązania jest po prostu to, że zasilacz nadal wymaga dużego i kosztownego transformatora.

Układ zasilacza SMPS pokazano na rysunku 4.7, a jego specyfikacja jest następująca:

Zakres napięcia wyjściowego	+12 V (może być skonfigurowany na inne napięcia)
Prąd wyjściowy	2,7 A (maksymalny)
Zakres napięcia wejściowego	+10 V do +35 V DC lub 20 V AC
Stabilizacja od napięcia wejściowego	20 mV (maksymalna)
Stabilizacja od obciążenia	60 mV (maksymalna)
Zwarciowy prąd wyjściowy	3 A (nominalny)
Częstotliwość przełączania	58 kHz (nominalna)

Wejście AC plus prostownik wysokiego napięcia/wyjście DC

Najbardziej rozpowszechniony typ zasilacza SMPS pokazano na rysunku 4.5(d). W tym przypadku wejście sieciowe prądu przemiennego jest prostowane bezpośrednio (tzn. nie ma transformatora sieciowego 50 Hz) za pomocą mostka prostowniczego wraz z kondensatorami magazynującymi o odpowiedniej wartości znamionowej, w celu wytworzenia wysokiego napięcia DC, które jest następnie podawane bezpośrednio na elementy przełączające. Zamiast użycia cewki, energia wysokiej częstotliwości jest sprzęgana za pomocą transformatora ferrytowego wysokiej częstotliwości z jednym lub kilkoma obwodami wtórnymi, z których każdy ma własny układ prostowniczy i wygładzający. Wytworzone na wyjściu napięcie DC jest następnie porównywane z napięciem referencyjnym i różnica tych napięć jest przekazywana z powrotem przez optoizolator do obwodów sterujących PWM, które generują ciąg impulsów sterujących wysokonapięciowymi elementami przełączającymi. Działanie tego układu będzie bardziej zrozumiałe, gdy opiszemy jego typowe obwody w kolejnych odcinkach.

Przykłady zasilaczy SMPS

Na rysunku 4.6 pokazano prosty zasilacz niskonapięciowy SMPS. Wejściem niskiego napięcia może być prąd zmienny lub stały (zauważ, że moduł jest wyposażony w mostek prostowniczy (D1 do D4) i kondensator wygładzający, C1). W większości zastosowań napięcie wejściowe 20 V AC będzie pochodziło z transformatora 50/60 Hz. Napięcie wyjściowe zasilacza wynosi nominalnie 12 V przy prądach obciążenia do 2,7 A. W układzie zastosowano tylko dwa tranzystory (TR1 i TR2) oraz jeden układ scalony (IC1).

Dość łatwo jest zidentyfikować elementy użyte na rysunku 4.6 i rysunku 4.7, które odpowiadają za główne funkcje obwodu:

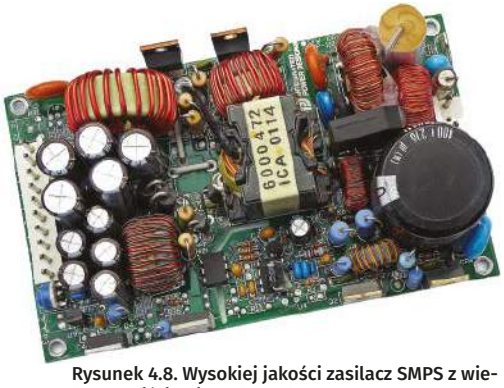
- C4 ustawia podstawową częstotliwość przełączania IC1,
- R3 i R4 wraz z R5 tworzą dzielnik potencjału, który określa napięcie wyjściowe,
- R8 ogranicza prąd bazy tranzystora sterującego TR1,
- R11 wraz z R12 i R13 ustawiają limit prądu wyjściowego,
- TR2 jest elementem przełączającym (zamontowanym na radiatorze),

eprasa.pl 02fed92324

Ważna uwaga dotycząca bezpieczeństwa

Napięcia występujące w zasilaczu impulsowym mogą być śmiertelne. Podczas pracy z zasilaczem SMPS należy unikać kontaktu z metalowymi częściami lub elementami, które mogą znajdować się pod wysokim napięciem. Dotyczy to całego okablowania sieciowego, filtra zakłóceń na wejściu sieciowym, prostownika prądu przemiennego, wysokonapięciowych kondensatorów wygładzających, tranzystorów przełączających i diod. Rozsądnym środkiem ostrożności podczas wykonywania pomiarów na zasilaczu SMPS jest praca tylko jedną ręką (drugą należy trzymać bezpiecznie za plecami lub w kieszeni). Ta prosta praktyka gwarantuje, że nigdy nie znajdziesz się w sytuacji, w której prąd elektryczny mógłby przepłynąć od jednej ręki do drugiej przez serce. W takich okolicznościach porażenie prądem elektrycznym może być śmiertelne.

Większość zasilaczy SMPS wykorzystuje dwa oddzielne połączenia masy. Jedno z nich nie jest odizolowane od sieci zasilającej AC (będziemy je nazywać „nieizolowanym połączeniem wspólnym"). Drugie połączenie wspólne/uziemiające znajduje się po stronie niskiego napięcia w zasilaczu SMPS i jest zwykle połączone z uziemieniem obudowy i nazywamy je „wspólnym połączeniem uziemiającym"). Nie należy nigdy łączyć ze sobą dwóch połączeń wspólnych / uziemiających. Należy również unikać podłączania uziemienia z urządzenia testującego zasilanego z sieci do nieizolowanego połączenia wspólnego w zasilaczu SMPS. Nieprzestrzeganie tego zalecenia może spowodować uszkodzenie sprzętu testowego oraz zasilacza SMPS.



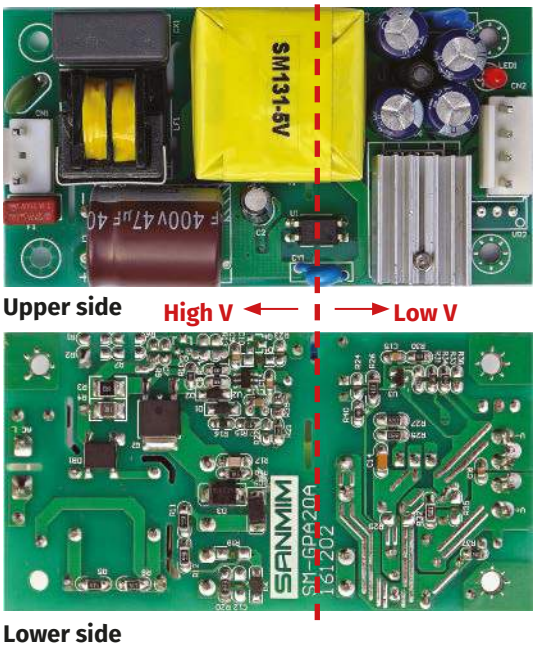
Rysunek 4.8. Wysokiej jakości zasilacz SMPS z wieloma wyjściami prądu stałego.

- LED D7 sygnalizuje, że z obwodu pobierany jest prąd,
- LED D9 sygnalizuje obecność napięcia wejściowego.

Zasilacz SMPS pokazany na rysunku 4.8 jest bardziej złożony. Urządzenie to jest zasilane z sieci i zapewnia wiele wyjść prądu stałego: +5 V przy 12 A, +12 V przy 3 A, +8 V przy 2 A oraz –8 V przy 1 A. Zasilacz jest przystosowany do maksymalnego całkowitego obciążenia 100 W i wykazuje stabilizację obciążenia na poziomie 0,5% dla wyjścia +5 V i 5% dla wyjścia 12 V. Szumy występujące na napięciu +5 V mają maksymalną amplitudę 50 mV. Warto zauważyć, że zasilacz wymaga około 10% minimalnego obciążenia, aby zapewnić właściwą stabilizację pozostałych wyjść. Jest to ważne, ponieważ pomiary SMPS bez obciążenia mogą być często nieco mylące! Sterownik zasilacza SMPS (IC1) ma wewnętrzny stabilizator 5 V, który służy zarówno jako źródło napięcia odniesienia, jak i zasila wewnętrzne obwody sterujące układu. Stabilizowane napięcie 5 V jest również dostępne do wykorzystania przez układy zewnętrzne. Ekonomiczny, podstawowy zasilacz SMPS pokazany na rysunku 4.9 zapewnia pojedyncze stabilizowane napięcie wyjściowe +5 V przy 4 A ze stabilizacją obciążenia lepszą niż 1%. Zasilacz jest przeznaczony do zasilania z sieci 110 V lub 220 V AC, ale można użyć dowolnego napięcia wejściowego z zakresu od 85 V do 264 V AC. Na rysunku 4.9 pokazano obie strony płytki drukowanej, aby można było dostrzec fizyczną separację elementów wysokonapięciowych AC/DC „strony pierwotnej" (po lewej stronie rysunku) od elementów niskonapięciowych DC „strony wtórnej" (po prawej stronie rysunku).

Porównanie technologii liniowej i SMPS

Zanim przejdziemy dalej, bardzo ważne jest zrozumienie różnic między technologią liniową a SMPS. W konwencjonalnym zasilaczu zasilanym z sieci prądu przemiennego o niskiej częstotliwości 50/60 Hz, transformator o laminowanej konstrukcji stalowej pracuje z częstotliwością sieci zasilającej, zapewniając zarówno izolację, jak i możliwość skokowego zwiększania lub zmniejszania napięcia. Napięcie wtórne z transformatora jest następnie podawane do obwodu prostowniczego i wygładzającego, który zasila wejście DC wymagane przez konwencjonalny stabilizator napięcia. Z kolei w zasilaczu impulsowym funkcje izolacji, przetwarzania napięcia i stabilizacji są zasadniczo połączone w tym samym obwodzie. Jednak podczas gdy transformator stosowany w konwencjonalnym zasilaczu jest nieporęczny i drogi, jego odpowiednik w zasilaczu SMPS jest znacznie bardziej kompaktowy i tańszy. Powodem tego jest wysoka częstotliwość przełączania (typowo od 50 kHz do 100 kHz), natomiast znaczny wzrost sprawności wynika głównie z faktu, że urządzenia aktywne wykorzystywane do przełączania prądu w uzwojeniu pierwotnym transformatora pracują w warunkach klasy C, a nie liniowych (klasa A/B). Kolejną ważną cechą jest to, że transformatory i cewki indukcyjne wysokiej częstotliwości stosowane w zasilaczach impulsowych mają rdzenie ferrytowe, a nie stalowe, jak ich odpowiedniki pracujące w sieci. Transformatory i cewki indukcyjne w zasilaczach SMPS mają również mniejszą liczbę zwojów w uzwojeniach niż transformatory sieciowe.



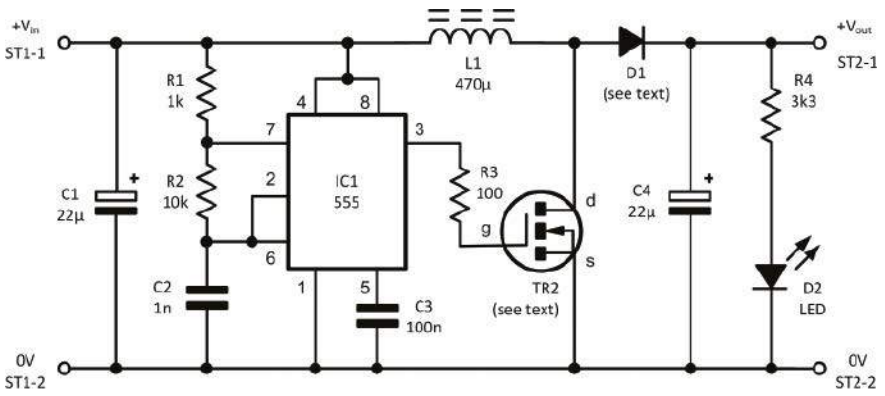
Rysunek 4.9. Ekonomiczny zasilacz SMPS z pojedynczym wyjściem +5 V 4 A. Elementy strony pierwotnej wysokiego napięcia AC/DC znajdują się po lewej stronie, elementy strony wtórnej niskiego napięcia DC znajdują się po prawej stronie.

Dzięki temu są one mniejsze i lżejsze od swoich odpowiedników o niskiej częstotliwości. Konwencjonalne zasilacze stabilizowane utrzymują stałe napięcie, zmieniając swoją „rezystancję", aby sprostać zmianom zapotrzebowania na energię wejściową lub obciążenia. Stabilizator może mieć zatem niską sprawność. W zasilaczu impulsowym do utrzymania napięcia wyjściowego wykorzystuje się natomiast element przełączający (tranzystor wysokiego napięcia) o zmiennym cyklu pracy. Po wyprostowaniu należy usunąć szumy spowodowane szybkim przełączaniem tranzystorów za pomocą jednego lub kilku odpowiednio zaprojektowanych filtrów dolnoprzepustowych. Więcej szczegółów na ten temat zostanie omówionych w dalszej części serii.

eprasa.pl 02fed92324

Projekt praktyczny: konwerter podwyższający napięcie

W tym miesiącu projekt praktyczny ma postać konwertera impulsowego podwyższającego napięcie, zaprojektowanego do użytku w połączeniu ze stabilizatorem napięcia stałego (patrz poprzedni miesiąc). To proste rozszerzenie możliwości akumulatora wytwarza napięcie wyjściowe 12 V z nominalnego napięcia wejściowego 7 V DC (pochodzącego z dwóch ogniw litowo-jonowych). Konwerter podwyższający działa z typową sprawnością do 85% i napięciami wejściowymi od 5 V do 10 V. Maksymalny prąd obciążenia 0,8 A wystarcza do zaspokojenia wymagań wielu różnych urządzeń przenośnych o niskim poborze mocy. Schemat naszej przetwornicy podwyższającej napięcie w pracy impulsowej jest pokazany na rysunku 4.10. Popularny timer (IC1) dostarcza na wyjście sygnał prostokątny o częstotliwości około 70 kHz, który za pośrednictwem R3 steruje bramką tranzystora przełączającego (TR2). Przebieg impulsów fali prostokątnej pojawiający się na drenie TR2 jest prostowany za pomocą szybko przełączającej diody (D1). C4 działa jako kondensator magazynujący ładunek, a R4 i D2 sygnalizują obecność napięcia wyjściowego DC.



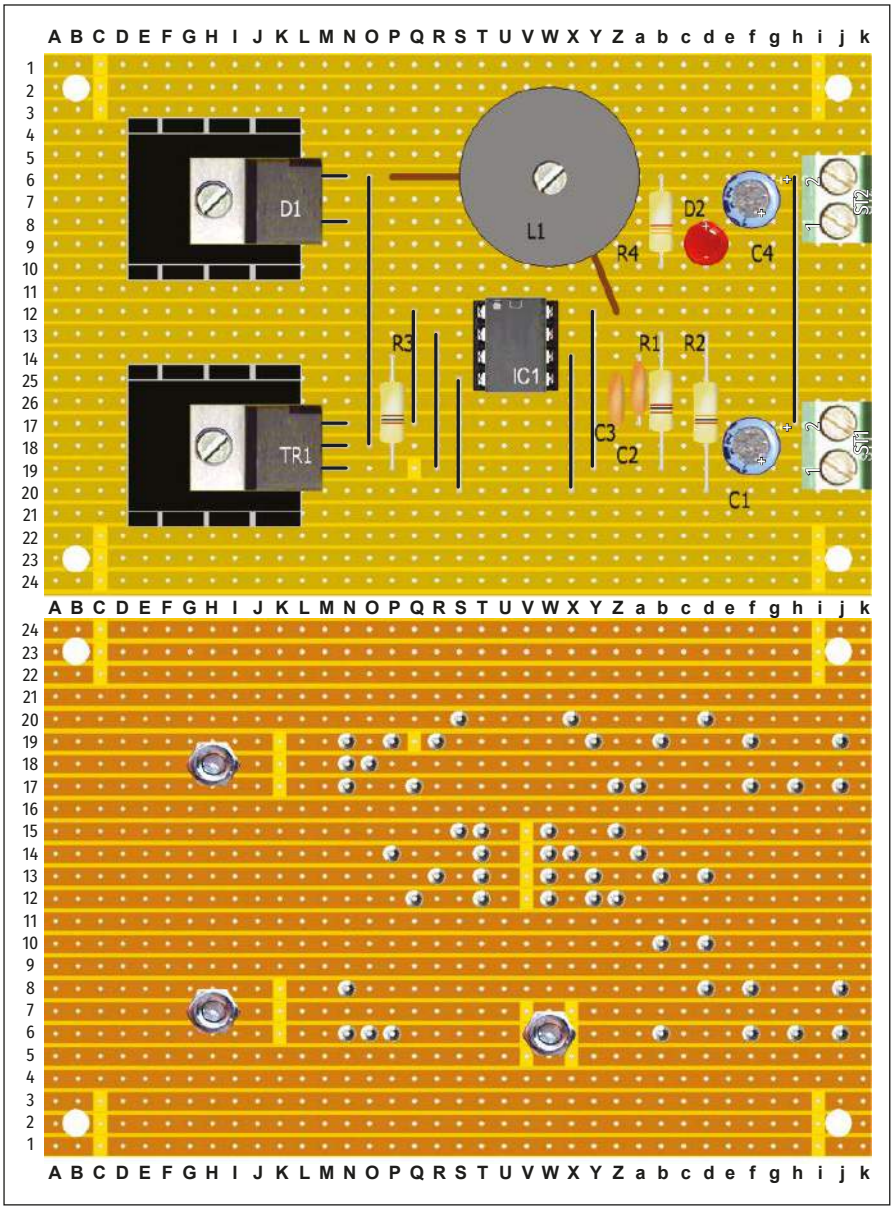
Rysunek 4.10. Schemat impulsowej przetwornicy podwyższającej napięcie.

Potrzebne będą...

- 1× płytka uniwersalna z miedzianymi paskami (24 paski po 37 otworów)
- 2× listwa śrubowa 2-torowa do druku (ST1 i ST1)
- 1× rezystor 1 kΩ (R1)
- 1× rezystor 10 kΩ (R2)
- 1× rezystor 100 Ω (R3)
- 2× kondensator 22 µF 35V (C1 i C4)
- 1× kondensator 1 nF (C2)
- 1× kondensator 100 nF (C3)
- 1× cewka indukcyjna 470 µH z rdzeniem ferrytowym (L1) (patrz tekst)
- 1× 8-pinowy timer 555 w obudowie DIL
- 1× RFP30N06LE (TR1) (patrz tekst)
- 1× BYW29 (D1) (patrz tekst)
- 1× czerwona dioda LED
- 2× mały radiator TO220 (patrz tekst)
- 4× podstawka i wkręty montażowe
- 1× 8-pinowe gniazdo DIL

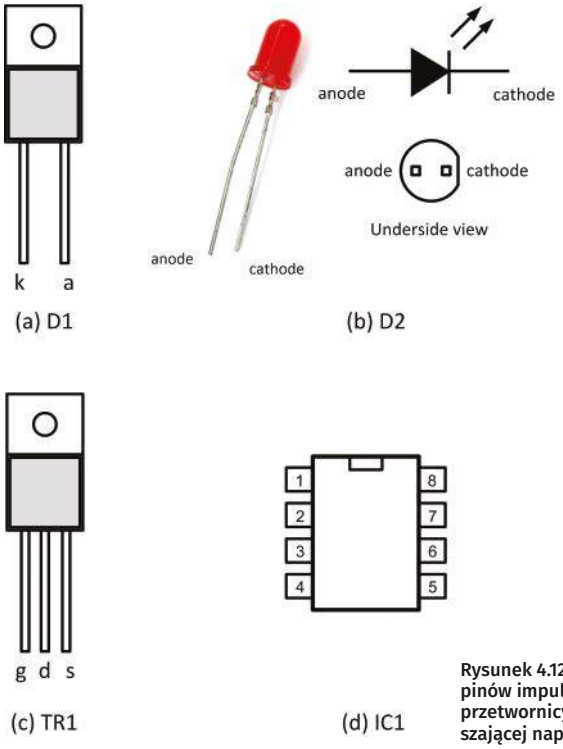
Budowa

Układ impulsowej przetwornicy podwyższającej napięcie jest pokazany na rysunku 4.11. Zwróć uwagę, że jest 29 przerw między ścieżkami i siedem zworek. Wyprowadzenia pinów półprzewodników pokazano na rysunku 4.12. Dwa radiatory TO220 powinny mieć współczynnik sprawności 9,1°C/W lub lepszy. Ponadto, aby poprawić odprowadzanie ciepła, dwa półprzewodniki mocy (TR1 i D1) są zamontowane bezpośrednio na swoich radiatorach. Nie powinny się one stykać z obudową ani z żadnymi innymi częściami składowymi. Jak zawsze, po zakończeniu montażu warto przeprowadzić dokładną inspekcję płytki drukowanej, szczególnie sprawdzając okablowanie poza płytką oraz połączenia z ST1 i ST2. Jako TR1 i D1 zastosowaliśmy

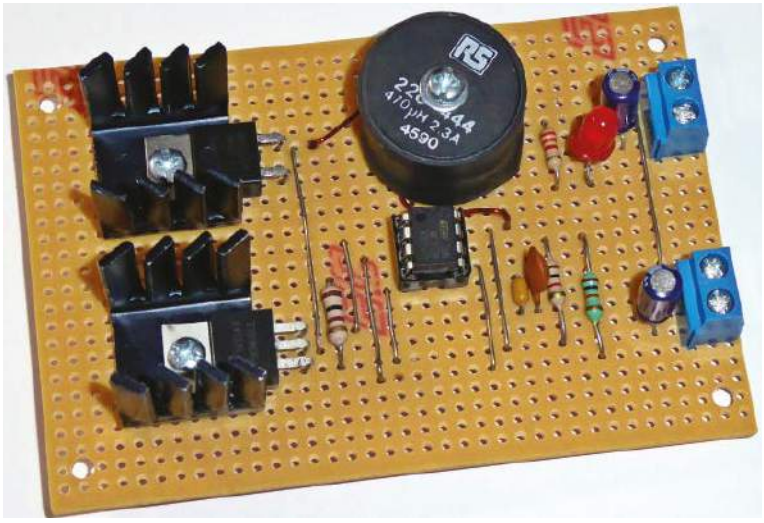


Rysunek 4.11. (po lewej) Układ płytki drukowanej impulsowej przetwornicy podwyższającej napięcie.

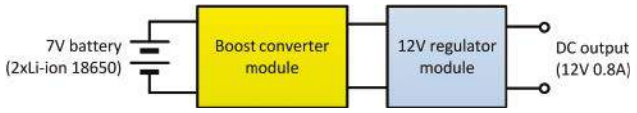
eprasa.pl 02fed92324



Rysunek 4.12. Opis pinów impulsowej przetwornicy podwyższającej napięcie.



Rysunek 4.13. Gotowy układ boostera.



Rysunek 4.14. Zastosowanie przetwornicy impulsowej w prostym rozszerzeniu możliwości akumulatora 12 V 0,8 A.

elementy o bardzo typowych parametrach znamionowych. Oba te elementy są dość powszechne, ale dostępnych jest wiele podobnych elementów półprzewodnikowych, które można zastosować zamiast nich. Na przykład TR1 może być dowolnym tranzystorem przełączającym MOSFET z kanałem N, o maksymalnym napięciu znamionowym większym niż 50 V i rezystancji włączenia mniejszej niż 0,1 Ω (należy pamiętać, że końcówka drenu tego elementu jest podłączona bezpośrednio do płytki montażowej, a zatem będzie miała taki sam potencjał jak radiator, gdy nie są założone podkładki izolacyjne). D1 jest ultraszybką diodą prostowniczą zaprojektowaną specjalnie do użytku w szerokim zakresie konstrukcji zasilaczy SMPS, ale można użyć dowolnego podobnego elementu, pod warunkiem że jest on przystosowany do pracy z prądem o natężeniu co najmniej 5 A i napięciu większym niż 50 V. Wreszcie cewka indukcyjna z rdzeniem ferrytowym użyta w przetwornicy musi być obciążalna prądem znamionowym 2 A i mieć rezystancję stałoprądową mniejszą niż 0,3 Ω. Elementy ferrytowe zostaną omówione w jednym z kolejnych artykułów.

Rozszerzenie możliwości akumulatora

Nasza przetwornica podwyższająca napięcie nie posiada regulacji napięcia ze sprzężeniem zwrotnym, a jej napięcie wyjściowe może się wahać od około 18 V w warunkach braku obciążenia do około 12,5 V przy obciążeniu 1 A. W niektórych zastosowaniach może to być nieistotne; jednak tam, gdzie wymagane jest stałe napięcie wyjściowe, można łatwo dodać prosty, trójnóżkowy stabilizator napięcia w celu utrzymania stałego napięcia wyjściowego pod obciążeniem. Mając to na uwadze, przetwornica może stanowić podstawę prostego, ale skutecznego rozszerzenia możliwości akumulatora, zgodnie ze schematem pokazanym na rysunku 4.14. Taki układ może utrzymywać napięcie wyjściowe 12 V (przy prądzie obciążenia do około 0,8 A), gdy zasilacz impulsowy jest zasilany z dwóch szeregowo połączonych akumulatorów litowo-jonowych (np. dwóch ogniw 18650 o nominalnym napięciu wyjściowym 3,7 V na ogniwo).

W następnym odcinku

W następnym odcinku niniejszej serii zajmiemy się bardziej szczegółowo sterownikami impulsowymi, a nasz projekt praktyczny będzie polegał na wykonaniu zasilacza SMPS, który zapewni stabilizację napięcia wyjściowego. ■

Mike Tooley

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

REKLAMA

Raspberry Pi 400

RASP0015
530zł

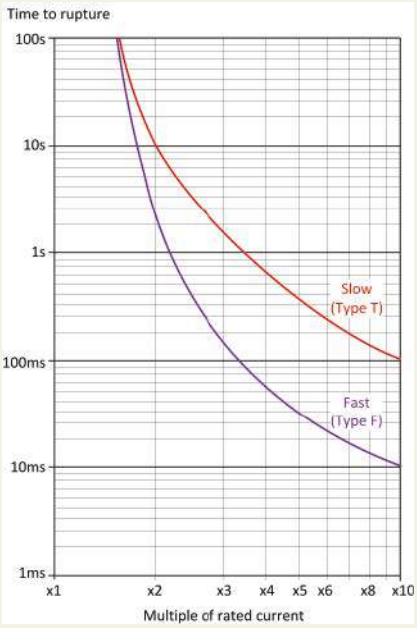
Raspberry Pi 400 to potężny, łatwy w użyciu komputer wbudowany w zgrabną i przenośną klawiaturę
Wyposażony w czterordzeniowy 64-bitowy procesor, 4 GB pamięci RAM, sieć bezprzewodową,
2 wyjścia micro HDMI (możliwa praca z dwoma wyświetlaczami i odtwarzanie wideo 4K), 2 porty USB 3.0, port USB 2.0 a także 40-pinowe złącze GPIO.
W zestawie: komputer z amerykańskim układem klawiatury, kabel micro HDMI, mysz,
zasilacz, karta SD z fabrycznie załadowanym systemem operacyjnym Raspberry Pi, oficjalny przewodnik dla początkujących w formie drukowanej publikacji (w języku angielskim)



AVT SPV Sp. z o.o. • 03-197 Warszawa • ul. Leszczynowa 11 • tel. 22 257 84 51 • handlowy@avt.pl • sklep.avt.pl

eprasa.pl 02fed92324

Zrób to dobrze! Wybór i dopasowanie bezpieczników



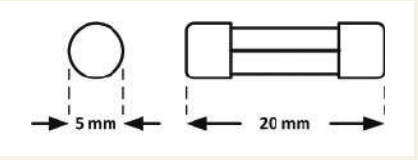
Rysunek 4.15. Typowe charakterystyki pracy dla dwóch popularnych typów bezpieczników. Typ F jest typem „quickblow" – szybko działającym, podczas gdy typ T jest bezpiecznikiem zwłocznym o powolnym działaniu. Są one używane w zupełnie różnych zastosowaniach!

W zeszłym miesiącu pokazaliśmy, jak bezpiecznie podłączyć sprzęt do sieci prądu przemiennego. W tym miesiącu wyjaśniamy, jaką rolę pełnią bezpieczniki i jak można je wykorzystać do zapewnienia ochrony zarówno zasilania prądem przemiennym, jak i obciążenia, do którego to zasilanie jest podłączone. Jeśli zastosowałeś się do rad podanych w poprzednim miesiącu, masz już pewną ochronę zasilania prądem przemiennym w postaci bezpiecznika zamontowanego w złączu wtykowym, które stanowi część standardowego przewodu sieciowego IEC. Wartość znamionowa tego elementu wynosi zwykle 5 A i nigdy nie należy go zastępować bezpiecznikiem 13 A. W kolejnych odcinkach tej serii zajmiemy się tym tematem bardziej szczegółowo, ale na razie skoncentrujemy się na dodatkowym zabezpieczeniu, które powinno być zastosowane na wejściu do sieci prądu przemiennego w postaci bezpiecznika sprzętowego. Powinien on być umieszczony w samym urządzeniu, a jego typ i wartość znamionowa powinny być starannie dobrane. Przy wyborze bezpiecznika sprzętowego należy wziąć pod uwagę kilka czynników, w tym nominalny prąd roboczy, napięcie robocze (oraz czy jest to prąd stały czy zmienny), temperaturę otoczenia, prąd przeciążeniowy oraz czas, po którym bezpiecznik musi się otworzyć. Ponadto istotne może być uwzględnienie maksymalnego prądu uszkodzeniowego, charakteru prądu obciążenia oraz tego, czy jest ono podatne na duże wartości prądu rozruchowego lub przerywane przepięcia przejściowe. Należy pamiętać, że prąd znamionowy bezpiecznika to taki, przy którym bezpiecznik może stale pracować. Należy pamiętać, że czas działania bezpieczników jest określony – nie działają one natychmiast! Można oczekiwać, że większość bezpieczników otworzy się w ciągu dwóch minut przy prądzie wynoszącym 200% prądu znamionowego, ale już 125% prądu znamionowego wytrzyma przez znacznie dłuższy czas. Typowe charakterystyki działania dwóch różnych typów bezpieczników pokazano na rysunku 4.15. Przy doborze i montażu bezpiecznika sprzętowego należy przestrzegać czterech zasadniczych środków ostrożności, które zapewnią bezpieczeństwo użytkownikowi i jego sprzętowi:

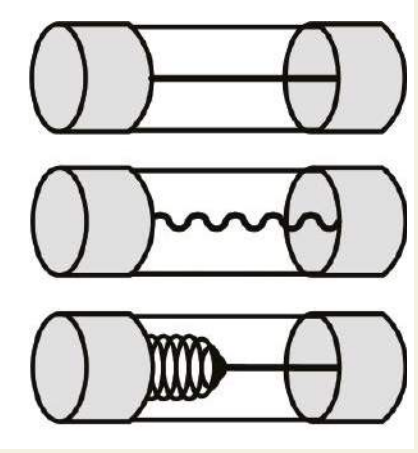
1. Należy używać tylko standardowych bezpieczników 20 mm w obudowie szklanej (patrz rysunek 4.16). Powinny one być umieszczone w izolowanej oprawce bezpiecznikowej, najlepiej zamontowanej na panelu, aby umożliwić łatwy montaż i wymianę. Gniazdo bezpiecznika powinno być wyraźnie oznaczone wymaganą wartością znamionową bezpiecznika.
2. Należy wybrać bezpiecznik o odpowiedniej wartości znamionowej, biorąc pod uwagę napięcie robocze i prąd znamionowy. Dla urządzeń zasilanych z sieci napięcie robocze powinno wynosić 250 V, a prąd znamionowy (I_R) należy dobrać według zależności:

$$I_R = \frac{\text{Maksymalny oczekiwany prąd obciążenia}}{0{,}75}$$

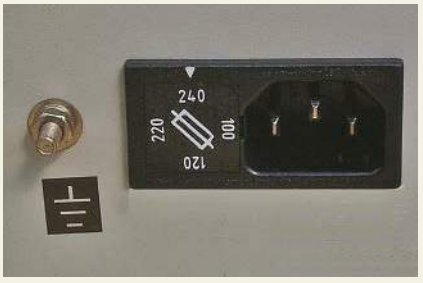
   Wybrana wartość znamionowa bezpiecznika powinna odpowiadać kolejnemu wyższemu dostępnemu prądowi. Tak więc, na przykład, jeśli maksymalne spodziewane obciążenie wynosi 0,3 A, prąd znamionowy będzie wynosił 0,4 A i odpowiedni będzie bezpiecznik oznaczony jako 0,5 A (500 mA). Należy pamiętać, że bezpieczniki są zwykle przeznaczone do pracy w temperaturze 25°C. W przypadku pracy w wysokich lub niskich temperaturach może być konieczne wybranie bezpiecznika o innej wartości znamionowej (temat omówimy szerzej w kolejnych odcinkach serii).
3. Należy wybrać bezpiecznik o wymaganej charakterystyce pod względem szybkości działania. W przypadku, gdy prąd obciążenia jest stały i nie występuje znaczny prąd rozruchowy przy włączaniu wyłącznika, należy wybrać bezpiecznik typu „quickblow" lub „fast" (typ F). Natomiast w przypadku dużego prądu rozruchowego przy włączaniu (np. gdy stosowane są duże wartości kondensatorów magazynujących) należy wybrać bezpiecznik typu „slow-blow" lub „slow" (typ T). Należy pamiętać, że istnieje kilka innych kategorii bezpieczników (w tym rzadziej spotykany typ M). Do tematu wrócimy. Wygląd różnych typów bezpieczników pokazano na rysunku 4.17.
4. Bezpieczniki należy podłączać zgodnie z rysunkiem 3.28 z poprzedniego odcinka. Jeżeli zamontowany jest tylko jeden bezpiecznik sprzętowy, powinien on być podłączony do zacisku sieciowego pod napięciem (nigdy do zacisku neutralnego).



Rysunek 4.16. Standardowy szybko działający bezpiecznik 20 mm (wartość znamionowa bezpiecznika jest zwykle na nim oznaczona)



Rysunek 4.17. Wygląd trzech różnych typów bezpieczników 20 mm. Od góry: Typ F i FF; Typ M; Typ T i TT).



Rysunek 4.18. Bezpiecznikowy selektor sieciowy łączy wybór napięcia sieciowego ze standardową oprawką bezpiecznikową 20 mm i złączem sieciowym IEC (wymagana jest większa wartość prądu znamionowego do pracy przy napięciu 110/120 V). Zauważ zewnętrzny port uziemienia, który umożliwia połączenie z innymi urządzeniami.

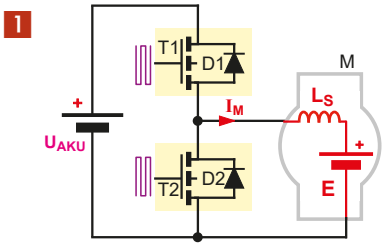
eprasa.pl 02fed92324

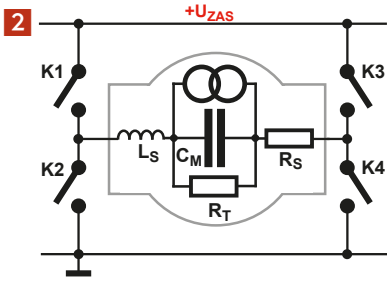
Silniki prądu stałego, część 16

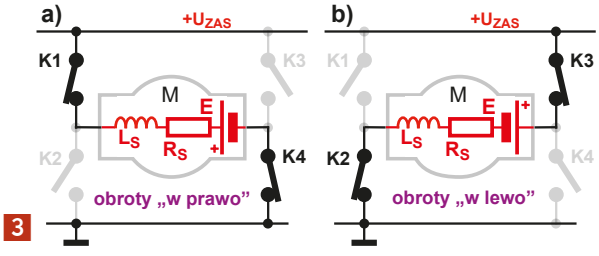
W poprzednim odcinku okazało się, że dwa MOSFET-y według rysunku 1 odpowiednio sterowane pozwalają zrealizować zarówno płynne napędzanie silnika, jak i płynne hamowanie. Do pełni szczęścia brakuje nam jeszcze możliwości elektronicznej zmiany kierunku obrotów bez użycia przekaźnika, o czym wspomnieliśmy w siódmej części niniejszego cyklu.

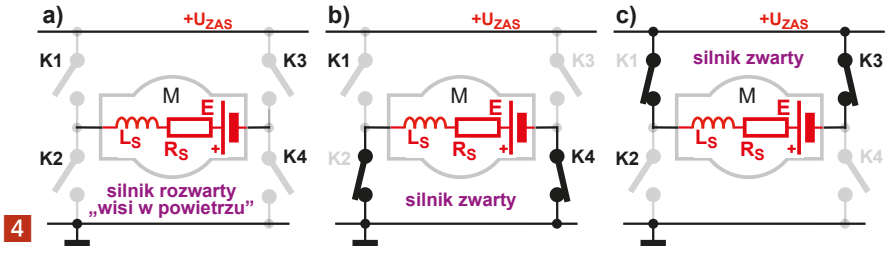
Dwukierunkowy sterownik mostkowy (H bridge) można zrealizować według idei z **rysunku 2**.

Niestety, sterowniki mostkowe budzą szereg wątpliwości. Nic dziwnego, już schemat zastępczy silnika wskazuje, że sterowanie nie jest takie proste. Ale wątpliwości po części wynikają też z faktu, że dwa takie sterowniki mostkowe H bardzo często stosowane są do napędzania silników krokowych, a dla nowoczesnych silników BLDC potrzebne są mostki nie z czterema, tylko z sześcioma kluczami. Wtedy trzeba koniecznie uwzględnić dodatkowe okoliczności i właściwości. I właśnie opisy mostków związane z silnikami krokowymi i BLDC straszą nie tylko początkujących. W przypadku klasycznych silników komutatorowych DC z magnesami trwałymi (PMDC) licznymi dodatkowymi informacjami po prostu nie trzeba się przejmować. Trzeba jednak dokładniej rozumieć sposób pracy mostka i wyjaśnić przynajmniej główne wątpliwości.









Mostek H (H bridge)

Gdyby chodziło tylko o pracę bez regulacji przy napięciu stałym oraz zmianę obrotów, interesowałyby nas głównie dwa stany, pokazane na **rysunku 3**.

Koniecznie trzeba też wspomnieć o kolejnych możliwościach. W przypadku z **rysunku 4a** wszystkie tranzystory są zatkane, silnik „wisi w powietrzu" – nie jest ani zasilany, ani hamowany. W dwóch równorzędnych przypadkach z **rysunków 4b** i **4c** zaciski silnika są zwarte przez dwa klucze – w praktyce MOSFET-y, co jak już wiemy, przy dłuższym zwarciu oznacza hamowanie, bo napięcie wytwarzane przez wirującą „prądnicę" powoduje wtedy przepływ prądu „hamującego". Taka sytuacja niezbędna jest też przy sterowaniu impulsowym, żeby w przerwach impulsów napędzających stworzyć obwód dla prądu indukcyjności L_S.

Gdy chcemy regulować impulsowo i prędkość silnika, i hamowanie, sprawa się komplikuje. *Po pierwsze* wskutek tego, że silnik jest jednocześnie prądnicą, a w rozpędzonym wirniku zmagazynowana jest znaczna porcja energii mechanicznej, co na schemacie zastępczym z rysunku 2 reprezentuje duża „zastępcza pojemność mechaniczna" C_M. *Po drugie* z powodu energii magazynowanej w indukcyjności silnika L_S. Aby się nie zaplątać, musimy omówić kilka aspektów zagadnienia.

Realizacje

W roli czterech kluczy mostka mogą pracować różne tranzystory, na przykład bipolarne PNP i NPN. Zamiast pojedynczych tranzystorów bipolarnych mogą być wykorzystane darlingtony. Obecnie wykorzystywane są przede wszystkim MOSFET-y między innymi z uwagi na stratę napięcia na przewodzących tranzystorach mniejszą niż w przypadku bipolarnych oraz wbudowane struktury diodowe. Podstawowe konfiguracje spotykane w praktyce pokazane są na **rysunku 5**.

W przypadku wysokich napięć zasilających wykorzystywane bywają mostki, zawierające tranzystory IGBT, czyli tranzystory bipolarne, ale sterowane napięciowo jak MOSFET-y. W mostkach z tranzystorami bipolarnymi i IGBT niezbędne są dodatkowo cztery diody, zaznaczone kolorem szarym na rysunkach 5a, 5b.

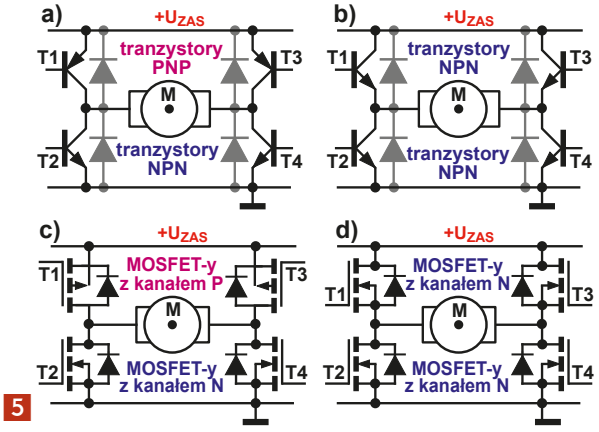
Rodzaj i typ użytych tranzystorów decyduje o stratach i sposobie sterowania. Tranzystory bipolarne mają znaczne napięcie nasycenia U_{CEsat}, co przy małych napięciach zasilania znacząco zmniejsza napięcie na silniku. Przy niskich napięciach zdecydowanie lepsze są mostki z MOSFET-ami.

Łatwiejsze jest sterowanie mostkami z tranzystorami komplementarnymi według rysunków 5a, 5c. Jednak dziś najczęściej wykorzystywane są mostki według rysunku 5d, choć do otwarcia górnych tranzystorów T1, T3 wymagane jest napięcie bramki wyższe niż napięcie zasilania $+U_{ZAS}$.

Oprócz tego, trzeba też koniecznie wspomnieć o jeszcze jednej różnicy. Mianowicie jeżeli tranzystor MOSFET zostanie otwarty, to prąd może przezeń jednakowo dobrze płynąć w obu kierunkach, co na przykładzie MOSFET-a z kanałem N, otwieranego dodatnim napięciem bramki względem źródła, pokazuje **rysunek 6**.

Jest to bowiem tranzystor unipolarny, gdzie w strukturze na drodze prądu nie ma złącza diodowego, tylko kanał z nośnikami

eprasa.pl 02fed92324



5

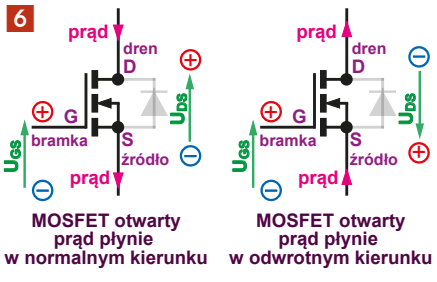
prądu jednego rodzaju. A otwarty kanał zachowuje się jak rezystor o małej wartości R_{DSon}. Przez tranzystory bipolarne, IGBT i darlingtony prąd może płynąć tylko w jednym kierunku. Nie przekreśla to wprawdzie możliwości wykorzystania mostków z tranzystorami bipolarnymi według rysunku 4b lub 4c, ale prąd wtedy będzie płynął też przez jedną z diod z rysunku 5a, 5b, co oznacza większe straty niż w wersji z tranzystorami MOSFET.

Mostek H i PWM

Jeżeli chcemy wykorzystać regulację impulsową, w mostku mamy różne możliwości. Na początek rozważmy płynną regulację obrotów „w prawo" według rysunku 3a za pomocą mostka z tranzystorami bipolarnymi według rysunku 5b.

Aby płynnie regulować obroty, możemy przykładowo na stałe włączyć „prawy-dolny" tranzystor T4, a prędkość obrotową regulować wypełnieniem impulsów sterujących tranzystorem T1. Wtedy, jak pokazuje **rysunek 7a**, konieczna jest dioda oznaczona D2, żeby prąd indukcyjności L_S silnika mógł płynąć w momentach, gdy „górny" tranzystor T1 jest zatkany.

Nie ma sensu włączać tranzystora T2, ponieważ przez bipolarny tranzystor prąd nie popłynie „w niewłaściwym kierunku", a w chwilach przerw między impulsami napięcie na kolektorze T2 jest ujemne względem masy (około 0,7V – tyle, ile wynosi napięcie przewodzenia diody D2, co pokazuje **rysunek 7b**.



Jest natomiast sens włączania na przemian z T1 tranzystora T2, jeżeli jest to MOSFET, jak pokazuje **rysunek 7c**. Wtedy otrzymujemy przetwornicę synchroniczną. MOSFET T2 przejmie prąd diody i wystąpi na nim napięcie znacznie niższe niż na diodzie, co oznacza mniejsze straty.

Regulacje obrotów moglibyśmy też uzyskać, na stałe włączając T1 i według **rysunku 8** podając impulsy na T4. Wtedy z kolei niezbędna jest dioda D3. I znów nie ma sensu włączać na czas przerw tranzystora bipolarnego T3, bo nie przejmie on prądu diody D3.

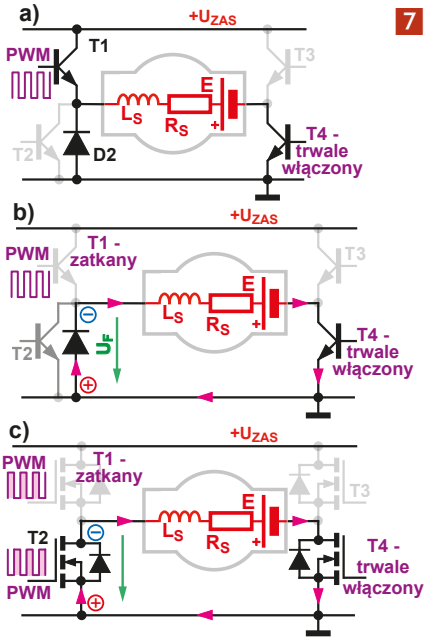
Analogicznie mamy dwie możliwości przy regulacji obrotów „w lewo". W praktyce w tego rodzaju mostkach z czterema tranzystorami bipolarnymi zawsze występują też cztery diody według rysunku 5a, 5b.

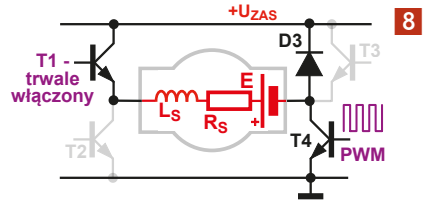
Obecnie przytłaczająca większość scalonych mostków i sterowników mostkowych zawiera tranzystory MOSFET, które z natury mają wbudowane takie diody, więc dodatkowe diody nie są konieczne. Może się wydawać, że przy zastosowaniu MOSFET-ów i naprzemiennym włączaniu dwóch z nich, jak pokazuje rysunek 7c, uzyskujemy przetwornicę synchroniczną, a ich wbudowane w struktury diody w ogóle nie będą wykorzystane. Otóż one też są niezbędne, choć pracują tylko w króciutkich chwilach. W rzadkich przypadkach miałoby sens włączenie szybkich diod Schottky'ego, do czego jeszcze wrócimy.

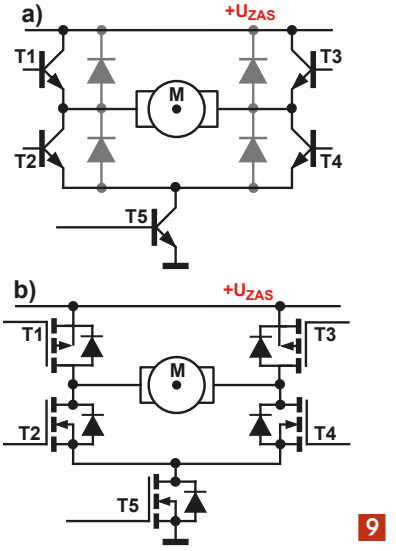
Należy podkreślić, że także mostki z tranzystorami bipolarnymi i czterema diodami pozwalają realizować płynnie i napęd, i hamowanie, natomiast wersje z MOSFET-ami są o tyle lepsze, że pozwalają zrealizować to z nieco większą sprawnością, jeżeli pary MOSFET-ów zostaną wykorzystane do realizacji przetwornicy synchronicznej. Wersji synchronicznej nie można zrealizować z tranzystorami bipolarnymi (IGBT i darlingtonami), ponieważ w nich prąd nie może płynąć „w odwrotnym kierunku", a w otwartych unipolarnych MOSFET-ach jest to możliwe.

Jak pokazał rysunek 5, w mostku najczęściej pracują albo dwie pary tranzystorów komplementarnych, bipolarnych, albo MOSFET-ów, albo cztery jednakowe tranzystory, albo bipoarne NPN, albo częściej MOSFET-y N, co komplikuje obwody sterowania, bowiem utrudnia sterowanie „górnymi" MOSFET-ami.

Istnieją też rozwiązania z pięcioma tranzystorami według **rysunku 9**.







Wszystkie te informacje mogą stworzyć wrażenie, że realizacja mostkowego sterownika silnika jest bardzo trudnym zadaniem. Owszem, ale problem rozwiązuje użycie sterowników scalonych, zwłaszcza tych nowszych, których wykorzystanie okazuje się dziecinnie łatwe.

W następnym odcinku nadal będziemy zajmować się sterownikami mostkowymi, w tym także scalonymi. ■

Piotr Górecki

eprasa.pl 02fed92324

Silniki indukcyjne, część 1

Prezentowany artykuł powstał w związku z zadaniem głównym Szkoły Konstruktorów 302 i budową przeznaczonej na taras wanny kąpielowej, gdzie pracuje pompa wody JA-50 oraz grzałka przepływowa 3kW.



Zaskakująco duża wydajność pompy wystarczy do realizacji jednopunktowego hydromasażu. Podczas wstępnego nagrzewania woda w wannie powinna krążyć w obiegu zamkniętym, ale wydajność pompy powinna być dużo niższa od maksymalnej. Pompa napędzana jest 370-watowym jednofazowym silnikiem indukcyjnym z kondensatorem i zaszła potrzeba znacznego zmniejszenia jego obrotów.

Niektórzy są pewni, że w takich silnikach nie można znacząco zmniejszyć obrotów inaczej niż za pomocą falownika. Inni są równie mocno przekonani, że do dużej nawet redukcji obrotów wystarczy prościutki regulator z triakiem. A prawda, jak to zwykle bywa, leży gdzieś pośrodku. Przyjrzymy się temu bliżej.

Mówimy o silnikach indukcyjnych z kondensatorem, które zasilane są jednofazowym napięciem zmiennym 230 V 50 Hz. Nie mają one komutatora, co jest ogromną zaletą, bowiem trwałość zależy tylko od łożysk. Brak komutatora poważnie utrudnia jednak regulację prędkości, która jest wyznaczona przez częstotliwość przebiegu zasilającego. Dla większości elektroników zagadką jest też rola kondensatora. Wyjaśnienia warto zacząć od tego, że silnik jednofazowy jest odmianą silnika trójfazowego.

Silnik trójfazowy

Zasada działania trójfazowego silnika indukcyjnego (**fotografia 1** z Wikipedii) jest zaskakująco prosta.

W korpusie (stojanie) ma on trzy uzwojenia zasilane z trzech faz sieci. Nietrudno zaakceptować wniosek, że prądy płynące przez trzy uzwojenia wytwarzają zmienne pole magnetyczne, które wiruje z częstotliwością 50 Hz, czyli 3000 obrotów na minutę (50 Hz * 60 sekund). W tym wirującym polu umieszczony jest wirnik – rotor. W nowoczesnych silnikach BLDC wirnik jest magnesem i wirujące pole po prostu obraca ten magnes. W silnikach indukcyjnych w wirniku nie ma magnesów. Jest drugie uzwojenie, ale zwykle nie jest zrobione z drutu, tylko ma kształt klatki (**rysunek 2**), stąd nazwa: *silnik klatkowy*.

Wirujące pole w tym uzwojeniu wirnika może indukować (stąd nazwa: ***silnik indukcyjny***) napięcia, co spowoduje przepływ prądów. Uzwojenie klatkowe ma małą rezystancję, więc prądy w uzwojeniu wirnika będą duże. Silnik przypomina transformator z obrotowym uzwojeniem wtórnym, które jest zwarte.

A tak na marginesie: słowo „zwarcie" dla wielu jest synonimem dużych strat, a wręcz katastrofy. Niesłusznie – gdyby nie było rezystancji, zwarcie oznaczałoby po prostu ogromny prąd wtórny, ale bez żadnych strat. Problemem jest energia i moc strat, a nie zwarcie i wielkość prądu.

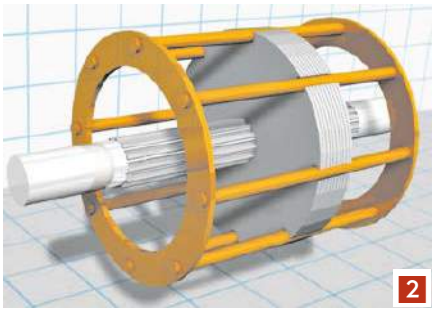
W każdym razie w wirniku silnika indukcyjnego mogą indukować się duże prądy. To oznacza, że prądy płynące w wirniku wytworzą własne pole magnetyczne, które będzie jakoś reagować z polem wytwarzanym przez stojan. Wirnik stanie się nie tyle magnesem, co elektromagnesem.

Znów łatwo zaakceptować wniosek, że w silniku trójfazowym wirujące pole wytwarzane przez uzwojenia stojana spowoduje obrót wirnika, analogicznie jak w silniku BLDC z wirującym magnesem.

Owszem, z grubsza biorąc tak, ale występuje tu poważna różnica. Otóż gdyby wirnik był magnesem trwałym albo elektromagnesem wytwarzającym stałe pole magnetyczne, wirnik obracałby się dokładnie z częstotliwością wirowania pola stojana. I tak jest w tak zwanych *silnikach synchronicznych*, których nie będziemy omawiać: ich obroty są idealnie zsynchronizowane z prędkością wirowania pola stojana.

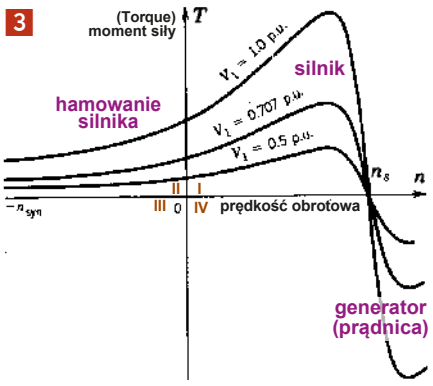
W silnikach indukcyjnych jest inaczej. Zasadniczo siły działają tak, żeby wirnik obracał się tak samo, jak wiruje pole wytwarzane przez trzy uzwojenia stojana. Tylko tu pojawia sie poważny problem: otóż gdy prędkość wirowania wirnika jest idealnie zgodna z prędkością wirowania pola stojana, wtedy z uwagi na idealną zgodność w wirniku nie indukują się napięcia i nie płyną prądy.

Aby w wirniku pojawiły się napięcia i prądy, jego prędkość obrotowa musi być inna niż prędkość wirowania pola stojana.



eprasa.pl 02fed92324

3



Gdy silnik indukcyjny nie jest obciążony (bieg jałowy), opory wirowania są malutkie (teoretycznie tylko tarcie w łożyskach), więc wystarczy odrobinę mniejsza prędkość wirnika, co da malutkie napięcie, malutkie prądy i malutką siłę (moment obrotowy), potrzebne do przezwyciężenia oporu tarcia łożysk. Nieobciążony silnik indukcyjny będzie miał prędkość obrotową odrobinę tylko mniejszą od prędkości wirowania pola stojana.

Silnik indukcyjny jest ***silnikiem asynchronicznym***, bowiem w praktyce nie może pracować z synchroniczną prędkością wirowania pola, bo wtedy siła (moment) spada do zera.

Jeżeli silnik jest obciążony mechanicznie, zwalnia nieco więcej, co daje większe napięcia w wirniku, większe prądy i większą siłę (moment). Ze wzrostem obciążenia zmniejsza się więc nieco prędkość obrotowa.

Podobne na pozór zjawisko występuje w popularnych silnikach komutatorowych z magnesem (PMDC) – tam przyczyną jest spadek napięcia na rezystancji wirnika, a kluczową sprawą jest siła elektromotoryczna (BEMF, Back EMF), czyli napięcie stałe wytwarzane przez wirnik-prądnicę.

W silnikach indukcyjnych prądu zmiennego jest inaczej. Nie ma napięcia stałego BEMF. Siła (moment obrotowy) zależy od napięć i prądów w wirniku, a te zależą od różnicy prędkości wirnika i pola stojana. Ta różnica to ***poślizg***. Tylko na pierwszy rzut oka wygląda to podobnie jak w silniku prądu stałego PMDC. Przy prądzie zmiennym w grę wchodzą dodatkowe czynniki, a zależność siły (momentu) od poślizgu jest w miarę liniowa tylko przy prędkościach wirnika bliskich synchronicznej. Przy dużym poślizgu ujawniają się dodatkowe problemy, a to powoduje, że siła (moment) jest wtedy mniejsza (a straty w postaci ciepła – większe). Silnik indukcyjny maksymalny moment wytwarza przy niedużym poślizgu. Ilustruje to **rysunek 3,** który przedstawia tylko zależność prędkości obrotowej i momentu siły dla trzech wartości napięcia zasilania, a nie pokazuje innych aspektów, takich jak pobór prądu czy moc strat.

Na marginesie: w pierwszej ćwiartce układu współrzędnych mamy pracę w roli silnika – napędu. Gdyby wirnik zasilanego silnika obracać w przeciwnym kierunku, wytwarzałby on siłę hamującą – co przedstawia druga ćwiartka. Natomiast w czwartej ćwiartce mamy sytuację, gdy prędkość wirnika silnika indukcyjnego jest większa od prędkości wirowania pola stojana. Wtedy staje się on prądnicą prądu zmiennego, zamieniającą energię mechaniczną na elektryczną. Jest to łatwe do zrozumienia w przypadku silnika prądu stałego PMDC, ale tu wydaje się bardzo dziwne z uwagi na przebiegi zmienne. Warto rozszerzyć horyzonty, bo przyda się to także przy analizie silników jednofazowych.

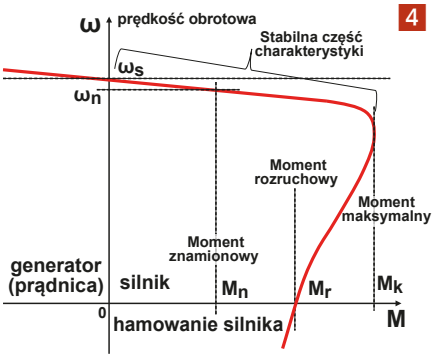
Charakterystyka silnika może mieć zamienione osie i wtedy wygląda jak na **rysunku 4**. Gdy silnik jest zatrzymany i zostanie zasilony, to wytworzy się – momenty (rozruchowy) w wartości Mr. Gdy wirnik zacznie się obracać, siła (moment) rośnie do jakiejś wartości maksymalnej Mk przy znacznej prędkości obrotowej. Przy dalszym wzroście obrotów siła (moment) zmniejsza się do zera przy prędkości synchronicznej (ωs). Okazuje się, że nominalne obciążenie silnika to praca z prędkością nominalną ωn, tylko o kilka procent mniejszą od prędkości synchronicznej (ωs). Wytwarzany wtedy moment siły (Mn) jest dużo mniejszy od maksymalnego. W takich warunkach silnik indukcyjny ma optymalne parametry, w tym sprawność.

Rozważmy teraz przypadek idealny, czyli silnik indukcyjny prądu zmiennego, w którym nie występują żadne straty, ani w uzwojeniach (zerowa rezystancja uzwojeń), ani w materiałach magnetycznych (bezstratne materiały ferromagnetyczne). Otóż w takim idealnym silniku uzwojenia stojana miałyby jakąś indukcyjność, a więc także jakąś reaktancję X_L. Sinusoidalne napięcie zasilające spowodowałoby przepływ przez te indukcyjności prądu zmiennego $I=U_{ZAS}/X_L$, być może o dużej wartości, jeżeli indukcyjność uzwojeń byłaby mała. Tak, płynąłby duży prąd, ale wcale nie oznaczałoby to strat energii. Bez rezystancji strat, prąd przemienny na przemian przenosiłby porcję energii z sieci do cewki, a potem z powrotem z cewki do sieci. Nastąpiłoby pulsowanie energii, ale bez strat.

Prąd uzwojeń stojana wytworzyłby wirujące pole magnetyczne, które spowodowałoby rozkręcenie się wirnika do prędkości praktycznie równej prędkości wirowania pola. Jeżeli i w wirniku nie byłoby strat elektrycznych ani mechanicznych (tarcie), to...

...***idealny silnik nie pobierałby z sieci mocy czynnej***. Owszem płynąłby sinusoidalny prąd, a między indukcyjnością silnika i siecią pulsowałaby porcja energii. Ten prąd wytwarza pole magnetyczne i umożliwia pracę

4



silnika indukcyjnego. Prąd w idealnych uzwojeniach byłby przesunięty względem napięcia idealnie o 90 stopni, a więc byłaby to oscylująca **moc bierna**. Gdyby taki idealny silnik obciążyć mechanicznie, to dopiero wtedy zacząłby on pobierać z sieci **moc czynną**, którą zamieniłby na energię mechaniczną. Moc czynna występuje wtedy, gdy w rezystancji prąd jest w fazie z napięciem. Na schemacie zastępczym takiego idealnego silnika pojawiłaby się rezystancja, reprezentująca zamianę energii elektrycznej na mechaniczną. W nieidealnym silniku na schemacie zastępczym na pewno pojawi się też rezystancja strat w elementach silnika.

Dla nas jest teraz istotne, że obciążenie mechaniczne idealnego silnika oznaczałoby nie tylko zmianę wartości prądu, ale przede wszystkim zmianę fazy na mniejszą od 90 stopni. Analogicznie przy zwiększeniu prędkości obrotowej i pracy w roli prądnicy: energia czynna byłaby przekazywana do sieci, co oznaczałoby zmianę fazy prądu i przesunięcie między prądem i napięciem stałoby się... większe niż 90 stopni. Na schemacie zastępczym pojawiłaby się... ujemna rezystancja.

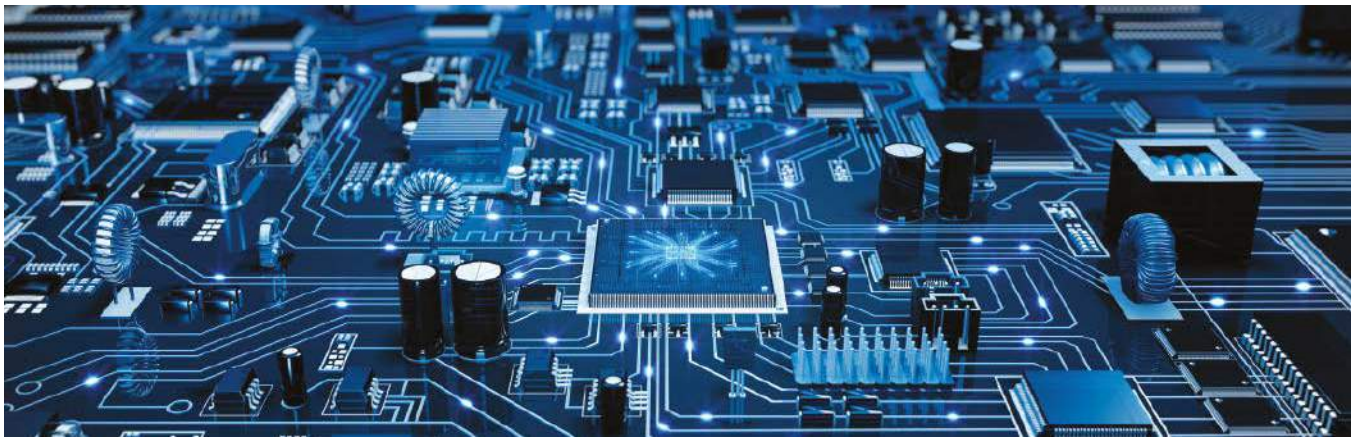
To w sumie ciekawostka. Nas najbardziej interesuje praca w I ćwiartce i możliwość regulacji prędkości takiego silnika. Będziemy to analizować w drugiej części artykułu. ■

Piotr Górecki

REKLAMA



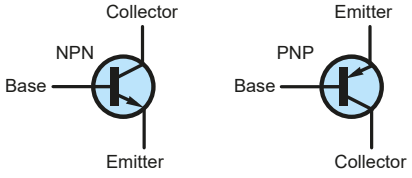
eprasa.pl 02fed92324



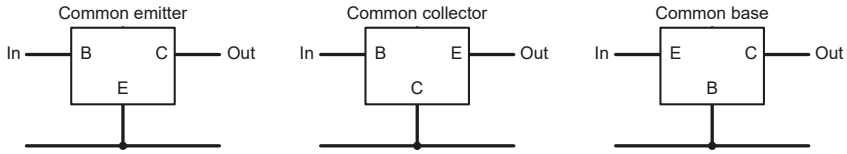
Zrozumieć tranzystory bipolarne, część 1

Naszą serię rozpoczniemy od przyjrzenia się trzem konfiguracjom tranzystorów bipolarnych – o wspólnym emiterze, bazie i kolektorze. Są one trzema sposobami wykorzystania tranzystorów w układach, a wzmacniacze i inne konstrukcje są oparte na tych konfiguracjach.

Niedawno na forum EEWeb pojawiło się pytanie o pewien układ, bez podania powodu zainteresowania nim. Zamieszczony schemat wyglądał jak przykład z podręcznika lub z ćwiczeń dla studentów. W dyskusji, która się wywiązała, zwrócono uwagę na to, że układ zawierał trzy tranzystory w różnych konfiguracjach. Niestety użytkownik, który zadał to pytanie, zamieścił także wiele innych, nieco przypadkowych pytań, co sprawiało wrażenie, że próbował po prostu skupić uwagą forumowiczów swoimi zapytaniami. Mimo to, temat konfiguracji tranzystorów jest ważny i pojawiał się już wcześniej na EEWeb. Na przykład w dużo wcześniejszym poście Vaishnavi Ramalingam pyta, dlaczego preferowana jest konfiguracja ze wspólnym emiterem. Jak zauważył w odpowiedzi Olin Lathrop, „preferowana" nie jest tu właściwym określeniem. Wybór konfiguracji tranzystora zależy od jego przydatności do zadania, które ma wykonać układ. Konfiguracja ze wspólnym emiterem jest odpowiednia dla podstawowych wzmacniaczy napięcia i dlatego jest bardzo powszechnie stosowana, co może sprawiać wrażenie „preferowanej". Układy więc ze wspólnym emiterem to prawdopodobnie te, które zna większość ludzi, następne byłyby układy ze wspólnym kolektorem, a na końcu układy ze wspólną bazą. Aby ocenić różnice między różnymi konfiguracjami warto najpierw zapoznać się z podstawami działania tranzystorów, ich charakterystykami oraz sposobem modelowania do analiz i symulacji. Chociaż koncepcje dotyczące szczegółowej analizy układów mogą być dość skomplikowane, mogą one również dostarczyć pewnych spostrzeżeń bez konieczności przebrnięcia przez strony matematycznych równań. W tym artykule przyjrzymy się wybranym zagadnieniom z podstaw działania tranzystorów bipolarnych, z pewnymi odniesieniami do ich pracy w różnych konfiguracjach.



Rysunek 1. Tranzystory bipolarne NPN i PNP.

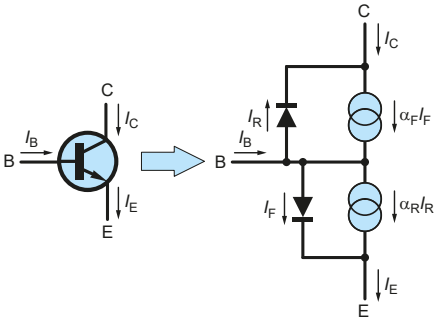


Rysunek 2. Trzy podstawowe konfiguracje tranzystorów – dotyczą one zarówno tranzystorów NPN, jak i PNP. Rzeczywiste układy wymagają dodatkowych elementów.

Podstawy tranzystorów

Jak wielu czytelników wie, tranzystor bipolarny występuje w dwóch podstawowych typach: NPN i PNP (patrz rysunek 1). Nazwy te odnoszą się do struktury materiałów półprzewodnikowych, które tworzą ten element. W tranzystorze NPN kolektor i emiter tworzone są przez materiał półprzewodnikowy typu N, bazę zaś typu P (baza jest środkową częścią tej sekwencji). Złącze pomiędzy materiałami P i N tworzy diodę, która przewodzi prąd tylko w jednym kierunku. Gdyby tranzystor był po prostu dwiema diodami, przewodzenie między kolektorem a emiterem byłoby niewielkie, ponieważ na drodze prądu znajdowałoby się złącze NP, a zaraz za nim PN. Jednakże baza jest bardzo cienka, co wpływa na zachowanie elementu. W rezultacie mały prąd między bazą a emiterem jest w stanie sterować znacznie większym prądem między kolektorem a emiterem. Podstawowe rodzaje konfiguracji tranzystorów są przedstawione na rysunku 2. Widzimy tu schematyczne przedstawienie konfiguracji tranzystorów jako wzmacniaczy z wejściem (do bazy lub emitera), wyjściem (z kolektora lub emitera) i połączeniem wspólnym lub referencyjnym (nominalnie masa lub uziemienie). Ten punkt

eprasa.pl 02fed92324



Rysunek 3. Pełna wersja klasycznego modelu tranzystora Ebersa-Molla. Często stosowane są uproszczone interpretacje.

wspólny (którym może być dowolna z trzech końcówek) daje nazwę każdej z konfiguracji. Na rysunku 2 nie pokazano polaryzacji elementów, więc ma on zastosowanie zarówno dla tranzystorów NPN jak i PNP. Jednak aby stworzyć użyteczny układ potrzebujemy dodatkowych elementów w celu dołączenia tranzystora do źródła zasilania i obciążenia oraz ustalenia poprawnych warunków pracy (co nazywamy polaryzacją tranzystora).

Wejścia i wyjścia

Wejście układów na rysunku 2 można traktować jako napięcie lub prąd – to, które z nich są wygodniejsze lub najbardziej odpowiednie, zależy od konkretnego zastosowania lub tego, co chcemy zrobić. Wyjście tranzystora bipolarnego jest zasadniczo prądowe, ale w razie potrzeby można je łatwo przekształcić w napięcie przepuszczając prąd przez rezystor. Jeśli zarówno wejście, jak i wyjście potraktujemy jako prąd, będziemy rozważać tranzystor jako wzmacniacz prądowy, w którym to przypadku wzmocnienie jest wartością liczbową – bez jednostek. Najbardziej znanym wzmocnieniem (prądowym) związanym z tranzystorem jest stosunek prądu kolektora do prądu bazy (symbol β), przy czym zasadą jest, że prąd kolektora jest około 100 razy większy od prądu bazy. Dla układu o wspólnej bazie, relacja ta występuje między emiterem i kolektorem. Te dwa prądy są zwykle bardzo podobne, więc wzmocnienie prądowe jest bliskie jedności. Widzimy więc, że charakterystyki każdej z konfiguracji są różne. Może Ci się wydawać, że układ ze wspólnym emiterem brzmi lepiej, ponieważ wzmocnienie prądowe jest większe, ale to tylko jedna z wielu właściwości, które należy wziąć pod uwagę przy podejmowaniu decyzji, którą konfigurację zastosować. Inne ważne parametry to, między innymi, impedancja wejściowa i wyjściowa oraz szerokość pasma.

Transkonduktancja

Jeżeli przyjmiemy, że wejście jest napięciem, a nie prądem, to wzmocnienie (wyjście/wejście) ma postać prąd/napięcie (amplituda prądu sygnału wyjściowego podzielona przez amplitudę napięcia sygnału wejściowego). Z prawa Ohma wiemy, że napięcie/prąd to rezystancja. Odwrotnością rezystancji jest konduktancja, więc wzmocnienie w postaci prąd/napięcie jest formą konduktancji – nazywamy je „konduktancją wzajemną" lub „transkonduktancją", ponieważ mamy tu do czynienia z relacją wejście-wyjście. Jej symbolem jest g_m. Dla wejścia napięcia baza-emiter i wyjścia prądu kolektora typowe wartości g_m wynoszą od kilkudziesięciu do kilkuset milisiemensów (mS). Zakres ten wynika z faktu, że transkonduktancja tranzystora zmienia się wraz z prądem kolektora, podobnie zresztą jak wiele innych parametrów tranzystora. To prowadzi nas do polaryzacji – ustawienia podstawowych prądów i napięć roboczych tranzystora, wokół których występują wszelkie zmiany sygnału. Wiadomo, że tranzystory bipolarne wymagają pewnego napięcia baza-emiter, zanim się „włączą" i będą mogły pracować jako wzmacniacze. Ustawienie tego napięcia jest podstawowym wymogiem polaryzacji, ale nie jest to całość zagadnienia – możemy wybrać z szerokiego zakresu możliwych prądów pracy tranzystora w stanie bezsygnałowym (zerowy prąd lub napięcie sygnału wejściowego). Wybór ten będzie miał wpływ na parametry tranzystora (takie jak wzmocnienie), a także na charakterystykę całego układu (np. pobór mocy). W kartach katalogowych tranzystorów często znajdują się wykresy pokazujące, jak różne parametry zmieniają się w zależności od prądu kolektora, a przybliżoną wartość niektórych parametrów można znaleźć za pomocą prostych wzorów. Na przykład, transkonduktancję tranzystora wyznacza się z prądu kolektora (I_C) za pomocą wzoru

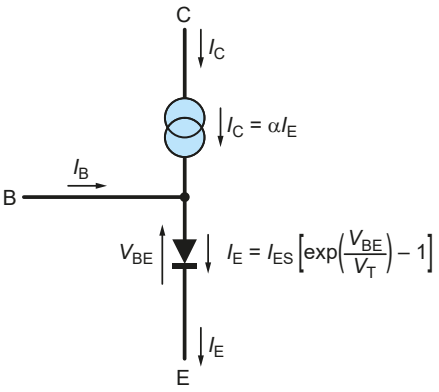
$$g_m = \frac{I_C}{V_T},$$

gdzie V_T jest napięciem termicznym, które często pojawia się w równaniach półprzewodników. V_T zależy od stałych fizycznych (ładunek elektronu i stała Boltzmanna) oraz od temperatury. W temperaturze pokojowej (20°C) ma ono wartość około 25 mV.

Od Redakcji EdW: Wzór $g_m = \frac{I_C}{V_T}$ wynika z różniczkowania wykładniczej zależności prądu I_C od napięcia V_{BE}. Wystarczy wyznaczyć $\frac{dI_C}{dV_{BE}}$ korzystając ze wzorów na rysunku 4.

Model Ebersa-Molla

W poprzednim odcinku omówiliśmy modelowanie wzmacniaczy operacyjnych dla potrzeb symulacji SPICE. Równie często używamy układów zastępczych, aby przedstawić zachowanie złożonych elementów. Powszechnie stosowany model tranzystora bipolarnego jest



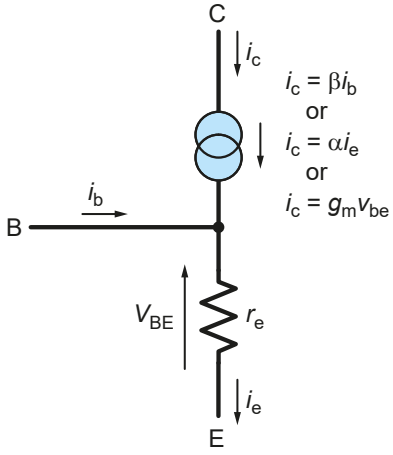
Rysunek 4. Uproszczony model tranzystora pracującego w zakresie aktywnym normalnym.

pokazany na rysunku 3. Nazywa się go „modelem Ebersa-Molla" od nazwisk Jewella Jamesa Ebersa i Johna Louisa Molla, którzy opublikowali go w 1954 roku. Widzimy tu dwie diody, które odnoszą się do omówionych wcześniej złączy PN. Są też dwa źródła prądowe, których prądy zależą od prądów diod – na przykład prąd ze źródła kolektorowego, $\alpha_F I_F$ zależy od prądu w diodzie bazowo-emiterowej I_F. Układ ten wygląda na skomplikowany, a jego pełna postać ma kilka dość złożonych równań, ale możemy go nieco uprościć.

Zakresy aktywne

W typowym wzmacniaczu dioda baza-emiter tranzystora jest spolaryzowana w kierunku przewodzenia, a złącze baza-kolektor jest spolaryzowane w kierunku zaporowym. Kiedy tranzystor pracuje w ten sposób, mówi się, że jest w „zakresie aktywnym normalnym" (oznaczany jako F). Rysunek 3 jest symetryczny, więc można odwrócić tę sytuację (złącze baza-kolektor przewodzi, baza-emiter nie przewodzi), co nazywamy „zakresem aktywnym inwersyjnym" (oznaczanym jako R). Tranzystory nie są zbudowane symetrycznie, więc zakres aktywny normalny jest z założenia zakresem, który daje optymalną wydajność wzmacniacza, a zakres aktywny inwersyjny jest rzadko stosowany. Jeśli oba złącza przewodzą, tranzystor jest w zakresie nasycenia – taka sytuacja występuje głównie w układach przełączających. Jeśli żadne ze złącz nie przewodzi, tranzystor jest zatkany, co również jest wykorzystywane w układach przełączających. Nasza dyskusja dotyczy układów wzmacniaczy, więc zasadniczo będziemy się zajmować tylko zakresem aktywnym normalnym. W tym zakresie pracy I_R jest bliski zeru, a w konsekwencji również źródło prądowe $\alpha_R I_R$. W związku z tym dioda „wsteczna" i źródło prądowe mają niewielki wpływ i możemy uprościć układ z rysunku 3, usuwając je, co w konsekwencji daje nam układ z rysunku 4. Tutaj widzimy bazę-emiter jako

eprasa.pl 02fed92324

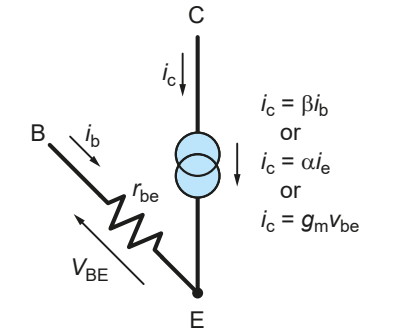


Rysunek 5. Małosygnałowy (zlinearyzowany) model tranzystora z rysunku 4.

diodę spolaryzowaną w kierunku przewodzenia, a prąd kolektora wynosi αI_E – czyli α razy prąd diody (α zwykle wynosi około 0,99). Aby mieć pełen obraz sytuacji, musimy znać prąd diody. Możemy go znaleźć na podstawie napięcia na diodzie (napięcie baza-emiter, V_{BE}), wykorzystując równanie – zależność między napięciem na diodzie a prądem przez nią płynącym (w tym przypadku I_E):

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

V_T jest tu wspomnianym już napięciem termicznym. I_{ES} to prąd nasycenia diody (lub złącza baza-emiter) – parametr specyficzny dla danej diody lub tranzystora. Wstawiając typowe wartości do powyższego równania, otrzymamy dobrze znany wymóg, że napięcie baza-emiter musi wynosić około 0,6 V do 0,7 V, aby tranzystor mógł przewodzić przy typowych poziomach prądu kolektora (powiedzmy w zakresie mA) i mógł obsługiwać sygnały o typowych poziomach dla normalnych zastosowań. Być może zastanawiasz się, dlaczego model tranzystora z rysunku 4 nie uwzględnia chyba najbardziej znanego parametru tranzystora, czyli wspomnianego wcześniej wzmocnienia prądowego β. Odpowiedź jest taka, że oba te parametry α i β są ze sobą ściśle powiązane, więc



Rysunek 6. Model małosygnałowy tranzystora z r_{be} zamiast r_e.

możemy używać jednego z nich. Z rysunku 4 wynika, że:

$$I_E = I_C + I_B$$

Jest to prawo prądowe Kirchhoffa, a wiemy również, że:

$$I_C = \alpha I_E$$

W związku z tym:

$$\frac{I_C}{\alpha} = I_C + I_B$$

Z tego i przy odrobinie algebry otrzymujemy:

$$I_C = \frac{\alpha I_B}{(1-\alpha)}$$

Ale wiemy też, że:

$$I_C = \beta I_B$$

Więc $\beta = \frac{\alpha}{(1-\alpha)}$. Dla typowej wartości α=0,99 otrzymujemy

$$\beta = \frac{0{,}99}{(1-0{,}99)} = 99$$

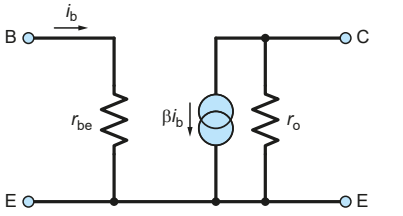
co zgadza się z regułą, że wartość β wynosi około 100.

Bardziej zaawansowane modele tranzystorów

Modele takie jak na rysunkach 3 i 4 można przekształcić tak, aby wykorzystywały inne parametry. Mówiąc bardziej ogólnie, istnieją różne formy modeli tranzystorów i ich warianty, które wykorzystują różne zestawy parametrów. Konwersja między różnymi parametrami może być prosta – jak we wcześniej omówionym przypadku α i β – ale z pewnością może prowadzić też do nieporozumień. Omawialiśmy uproszczenie modelu Ebersa-Molla – prostota jest dobra do obliczeń ręcznych i zrozumienia podstawowych zasad działania układu, ale oczywiście w pewnych sytuacjach wymagana jest duża dokładność, na przykład w modelach używanych w symulatorach. Model Ebersa-Molla nie obejmuje wszystkiego, w szczególności faktu, że wartość β zmienia się wraz z prądem kolektora. Fakt ten ujmuje zaś bardziej wszechstronny model Gummela-Poona i jego warianty (zawsze są jakieś warianty), który jest szeroko stosowany w symulatorach typu SPICE. Model Gummela-Poona został opublikowany przez HK Gummela i HC Poona w 1970 r.

Modele małosygnałowe

Modele omówione powyżej są nazywane modelami stałoprądowymi lub „wielkosygnałowymi". Obejmują one cały zakres możliwych prądów i napięć w tranzystorze. Jednak ich złożoność i nieliniowe równania, na których



Rysunek 7. Rysunek 6 przerysowany do czytelniejszego schematu z dodaną rezystancją wyjściową (r_o).

się opierają, sprawiają, że trudno je stosować w niektórych obliczeniach i symulacjach. Alternatywą jest model „małosygnałowy". Zajmuje się on jedynie sygnałem zmiennym o małej amplitudzie, a nie całością prądu i napięcia stałego. Modele stałoprądowe stosuje się do ustalania warunków brzegowych i punktów pracy. Modele małosygnałowe zaś są używane do analizy właściwości związanych z sygnałem, takich jak wzmocnienie wzmacniacza, impedancja wejściowa i wyjściowa oraz charakterystyka częstotliwościowa.

Rezystancja dynamiczna emitera

Po ustaleniu punktu pracy możemy rozważyć sygnał (sygnał, który wzmacniamy), który powoduje jedynie niewielkie zmiany prądu kolektora wokół punktu pracy. Przykładowo zmiany rzędu kilku miliamperów lub mniejsze, a nie w zakresie od mikroamperów do setek miliamperów lub szerszym, który może być objęty przez tranzystor w różnych punktach pracy. Przy takim ograniczeniu zależność między napięciem baza-emiter a prądem jest w przybliżeniu liniowa. Innymi słowy, w całym zakresie zależność prąd-napięcie jest krzywą wykładniczą, ale jeśli weźmiemy pod uwagę tylko mały zakres, to tę część krzywej można przybliżyć do linii prostej. Prostoliniowa zależność prądowo-napięciowa jest zależnością rezystora – zatem diodę z rysunku 4 można uprościć do rezystora (rezystancja emitera r_e), jeśli weźmiemy pod uwagę tylko sygnał zmienny o małej amplitudzie. Na tej podstawie na rysunku 5 pokazano małosygnałową wersję układu z rysunku 4. Rezystancja r_e jest tu czasami nazywana „rezystancją dynamiczną emitera", aby podkreślić fakt, że jej wartość zmienia się wraz z warunkami polaryzacji tranzystora. W temperaturze pokojowej r_e wynosi około $25/I_E$, przy czym I_E jest wyrażone w miliamperach (mA).

Od Redakcji EdW: skąd się wzięło $R_e = \frac{25}{I_E}$? Otóż wystarczy wyznaczyć $\frac{\alpha I_E}{\alpha V_{BE}}$ ze wzoru na I_E i podstawić V_T=25 mV, a uzyskamy $1/r_e$.

eprasa.pl 02fed92324

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

Analiza małosygnałowa

Prąd sygnału w kolektorze (i_c) możemy wyrazić za pomocą α, β lub g_m. Konkretne wartości tych wzmocnień będą zależały od stałego prądu kolektora I_C, jak to zostało omówione wcześniej. Należy zwrócić uwagę na konwencję stosowania symboli pisanych dużymi literami dla wartości polaryzacji i symboli pisanych małymi literami dla wartości sygnałów. Jak już wiemy, wartości małosygnałowe odnoszą się tylko do małych zmian prądu lub napięcia wokół punktu pracy. Na przykład, jeśli prąd kolektora był ustawiony na 10 mA i zmieniał się od 9,9 do 10,1 mA przy obecnym sygnale, to i_c wynosiłby 0,1 mA (wartość szczytowa), a I_C – 10 mA. Układ na rysunku 5 można przekształcić do innej postaci – różne struktury modelu ułatwiają analizę różnych typów układów. Z prawa Ohma wynika, że wartość v_{be} jest dana przez:

$$v_{be} = i_e r_e$$

Ale z prawa Kirchhoffa wynika:

$$i_e = i_c + i_b$$

A wiemy już, że:

$$i_c = \beta i_b$$

Zatem:

$$i_e = \beta i_b + i_b = (1+\beta) i_b$$

Podstawiając to do równania v_{be}, otrzymujemy:

$$v_{be} = (1+\beta) i_b r_e$$

Możemy rozważyć tylko prąd bazy płynący przez rezystor (nazwijmy go r_{be}) między bazą a emiterem, wtedy z prawa Ohma mamy:

$$v_{be} = r_{be} i_b$$

Porównując to z poprzednim równaniem dla v_{be}, otrzymujemy:

$$r_{be} = (1+\beta) r_e$$

Możemy więc zmienić model na taki, jak na rysunku 6. Modele małosygnałowe tranzystorów są zwykle rysowane w układzie pokazanym na rysunku 7, ale z wieloma wariantami uwzględnionych elementów. Na rysunku 7 pokazano źródło prądowe z $i_C=\beta i_b$, ale można też użyć w postaci g_m. Modele na rysunkach 5 i 6 sugerują, że tranzystor może działać jako idealne źródło prądowe, co w rzeczywistości nie jest prawdą. Aby uwzględnić ten fakt, można dodać rezystor wyjściowy (r_O), jak pokazano na rysunku 7. Modele hybrydowe (hybrid-pi i macierzowy-h) są dobrze znanymi modelami małosygnałowymi tranzystorów, które przyjmują ogólną postać pokazaną na rysunku 7. My dodaliśmy tylko r_O, ale do modelu można dodać także inne elementy, aby uwzględnić interesujące nas charakterystyki. Na przykład można dodać kondensatory, aby modelować zachowanie tranzystorów przy wysokich częstotliwościach. W następnej części tego cyklu artykułów przyjrzymy się kilku praktycznym układom wzmacniaczy. Modele omówione do tej pory mogą się w tym momencie wydawać nieco abstrakcyjne, ale wykorzystamy je do zrozumienia charakterystyk tych praktycznych układów. ■

Ian Bell

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

REKLAMA



Inteligentne urządzenie SOS, które uruchamia alarm i wysyła lokalizację



Celem tego projektu jest opracowanie noszonego na ciele urządzenia bezpieczeństwa i alarmowego, które może być łatwo obsługiwane, zwłaszcza przez dzieci i osoby starsze, gdy znajdą się w niebezpieczeństwie. Może się to przydać, ponieważ na świecie stale rośnie liczba przestępstw.

Osoby starsze mieszkające samotnie są narażone na sytuacje paniki ze względów bezpieczeństwa, a czasem ze względu na stan zdrowia. Urządzenie to może wysyłać wezwanie SOS i w razie potrzeby jednocześnie podnosić alarm.

Najczęściej używanym do tego celu urządzeniem jest przycisk SOS. Jest to dyskretne urządzenie, które umożliwia użytkownikowi wysłanie alarmu SOS w celu szybkiego wezwania pomocy od zaufanej osoby za pomocą sieci GSM, GPS lub GPRS. Jest on stosowany przede wszystkim w alarmach antyagresyjnych w sklepach jubilerskich, bankach i małych firmach, a także do ochrony osobistej.

W tym projekcie zamierzamy zbudować własną, ekonomiczną wersję przycisku SOS, który jest dyskretny i wykorzystuje najlepsze w swojej klasie moduły GSM-GPS wraz z brzęczykiem o wysokim natężeniu dźwięku. Jego interfejs sprzętowy na płytce drukowanej jest pokazany na rysunku 1.

Poniżej opisano komponenty wykorzystane w projekcie oraz ich funkcje.

SIM800L to miniaturowy moduł komórkowy umożliwiający transmisję GPRS (wysyłanie i odbieranie), wysyłanie wiadomości SMS oraz wykonywanie połączeń głosowych. Jest to niedrogie urządzenie o niewielkich rozmiarach i czteropasmowej częstotliwości. Moduł jest doskonałym rozwiązaniem dla każdego projektu, który wymaga łączności dalekiego zasięgu.

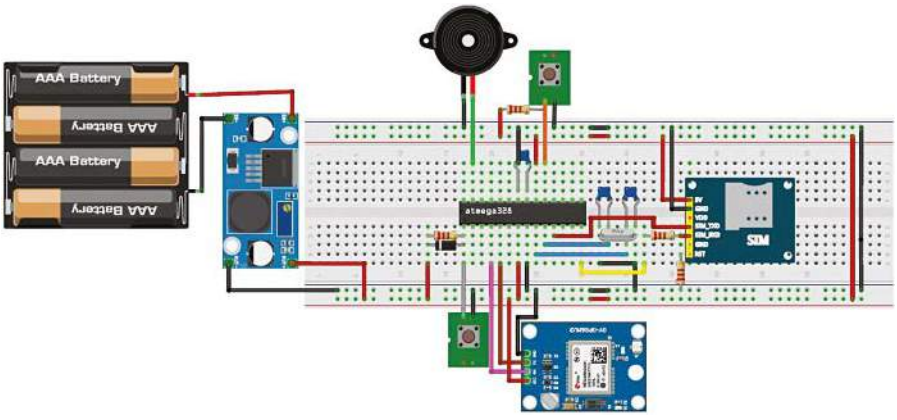
Szczegóły pinów modułu SIM800L pokazano na rysunku 2.

Przekształtnik buck (obniżający napięcie) to konwerter mocy prądu stałego na prąd stały, który obniża napięcie (jednocześnie zwiększając prąd) od wejścia (zasilania) do wyjścia (obciążenia). Przetwornica DC-DC typu step-down zasadniczo przekształca wyższe napięcie wejściowe na niższe napięcie wyjściowe, „rozdrabniając" je poprzez szybkie przełączanie mocy wyjściowej. Moduł przekształtnika buck jest pokazany na rysunku 3.

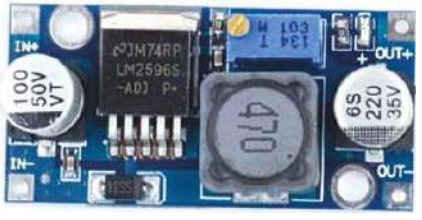
Moduł GPS Neo-5M to dobrze działający kompletny odbiornik GPS z wbudowaną anteną ceramiczną 25×25×4 mm, która zapewnia możliwości wyszukiwania satelitów. Dzięki wskaźnikom zasilania i sygnału można monitorować stan modułu. Moduł GPS jest przedstawiony na rysunku 4.

ATmega328P jest mikrokontrolerem używanym w płytce Arduino. Po wgraniu kodu do tego mikrokontrolera za pomocą płytki Arduino można go podłączyć i wykorzystać w prototypie na płytce drukowanej.

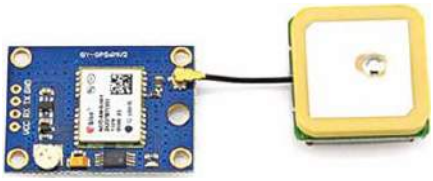
Jak pokazano na schemacie blokowym (rysunek 5), w urządzeniu znajdują się również inne elementy, takie jak przyciski (SW1 i SW2), moduł GPS, moduł GSM i zasilacz.



Rysunek 1. Interfejs sprzętowy na płytce prototypowej (breadboard)



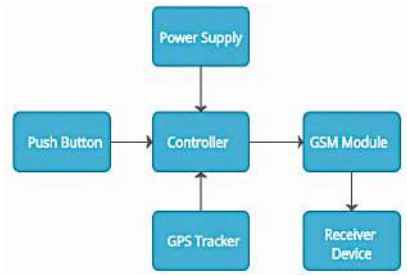
Rysunek 3. Przekształtnik buck



Rysunek 4. Moduł GPS Neo-6M



Rysunek 2. Szczegółowe informacje o stykach SIM800L



Rysunek 5. Schemat blokowy

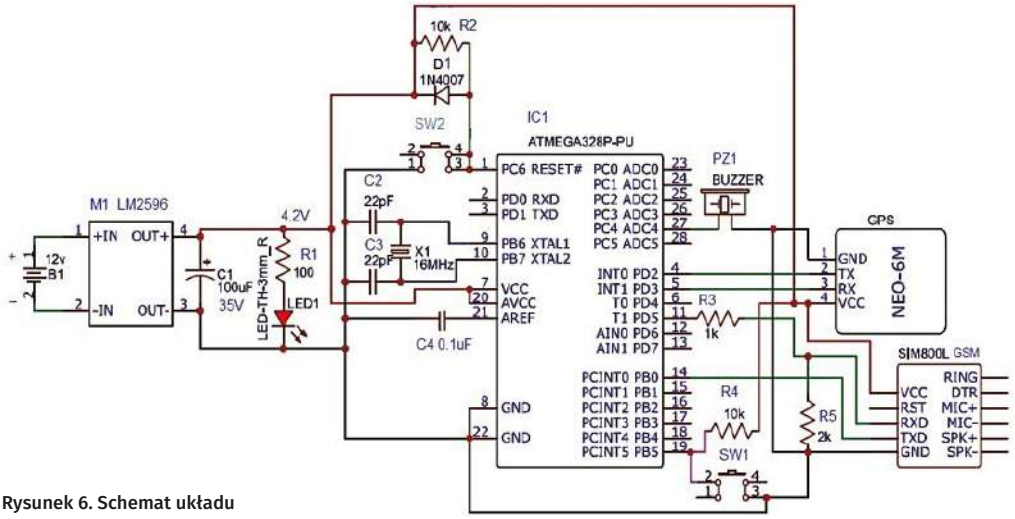
eprasa.pl 02fed92324

Schemat ideowy projektu jest pokazany na rysunku 6. Sercem projektu jest oczywiście mikrokontroler.

Po każdym naciśnięciu przycisku SW1 przez osobę dzwoniącą mikrokontroler przekazuje informacje o osobie dzwoniącej, takie jak jej lokalizacja i SMS alarmowy, na numer zarejestrowany w module GSM. W rezultacie telefon komórkowy odbiorcy odbiera komunikat SOS osoby dzwoniącej.

Jak pokazano na schemacie, przycisk SW2 służy do resetowania układu (gdy w programie jest coś nie tak). Dioda LED1 służy do sygnalizowania obecności zasilania w obwodzie. Układ może być zasilany napięciem 4,2 V z modułu konwertera LM2596.

Na rysunku 7 przedstawiono widok 3D prototypu wygenerowanego przez program, a na rysunku 8 – prototyp autorski.



Rysunek 6. Schemat układu

Oprogramowanie

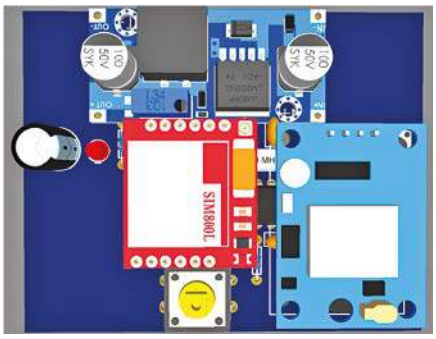
Arduino IDE 1.8.15 służy do napisania, skompilowania i wgrania kodu (smart_SOS_final.ino) na płytkę Arduino. Kod wymaga pliku nagłówkowego TinyGPS++.h. Plik nagłówkowy można pobrać z witryny http://arduiniana.org/libraries/ tinygpsplus/

Przed wysłaniem kodu należy wprowadzić prawidłowy numer telefonu w kodzie.

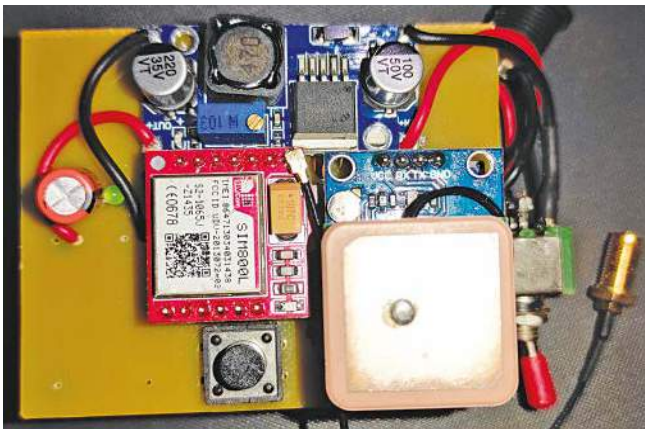
String number = „xxxxxxxxxx"; gdzie „xxxxxxxxxx" to numer telefonu, pod którym odbiorca ma odebrać wiadomość SOS w swoim telefonie komórkowym.

Montaż i testowanie

EasyEDA to bezpłatne narzędzie internetowe EDA (electronic design automation), które umożliwia projektowanie schematów oraz układów płytek drukowanych. Po zakończeniu tworzenia schematu na platformie EasyEDA należy wybrać opcję Design → Convert schematic to PCB. Dopasujmy wszystkie elementy układu w jak najmniejszej przestrzeni. Następnie wybierzmy Route → Auto route (pl. Ścieżki → Automatyczne ułożenie ścieżek).



Rysunek 7. Widok 3D prototypu



Rysunek 8. Autorski prototyp na płytce drukowanej

EasyEDA może generować wizualizacje 2D i 3D płytki drukowanej. Aby je uzyskać, wybierzmy odpowiednio Widok 2D i Widok 3D. Widok 3D jest przedstawiony na rysunku 7.

Zmontujmy układ na płytce drukowanej. Włóżmy kartę SIM do gniazda w module GSM. Po naciśnięciu przycisku SW1 system GSM dzwoni na numer telefonu komórkowego wprowadzony wcześniej w kodzie programu i włącza brzęczyk. Dźwięk brzęczyka służy do ostrzegania osób znajdujących się w pobliżu.

Po nawiązaniu połączenia system GPS uzyskuje współrzędne szerokości, długości i wysokości geograficznej, a tym samym dokładną lokalizację rozmówcy. Łącze do tej lokalizacji jest wysyłane na telefon komórkowy odbiorcy wraz z nagraną wiadomością SMS. Po otwarciu odebranego łącza odbiorca poznaje na mapie Google dokładną lokalizację rozmówcy. ■

Kamlesh Vasoya

Ten artykuł był wcześniej opublikowany na łamach „EFY", maj 2022 (efymag.com)

Kod źródłowy tego projektu jest dostępny do pobrania ze strony https://bit.ly/3aI0bhF

Wykaz elementów:

Półprzewodniki:
IC1 – mikrokontroler ATmega328P-PU
M1 – moduł przekształtnika buck LM2596
LED1 – LED 3 mm
D1 – dioda 1N4007
GSM – Moduł GSM SIM800L
GPS – moduł GPS Neo-6M

Rezystory: (wszystkie 1/4-watowe, ±5% węglowe):
R1: 100 Ω
R2, R4: 10 kΩ
R3: 1 kΩ
R5: 2 kΩ

Kondensatory:
C1: kondensator elektrolityczny 100 µF, 35 V
C2, C3: 22 pF ceramiczny
C4: 0, 1 µF ceramiczny

Pozostałe:
X1: oscylator kwarcowy 16 MHz
SW1, SW2: przełącznik przyciskowy
B1: akumulator 12 V lub adapter na prąd stały 12 V
PZ1: brzęczyk piezoelektryczny

eprasa.pl 02fed92324

Rozpylacz wody skroplonej **do klimatyzatorów**

S.C. Dwivedi

Świat staje się coraz gorętszy z powodu globalnego ocieplenia, a klimatyzatory stają się koniecznością, aby utrzymać chłód w domu i miejscach pracy. Jednak z czasem trudnym staje się zapewnienie właściwego drenażu wody skondensowanej z powietrza przez klimatyzatory. Nierzadko, w przypadku braku odpowiedniego drenażu, skroploną wodę zbiera się do wiader i co pewien czas wylewa. Niniejszy projekt ma na celu rozwiązanie tego problemu.

Prezentowany system może być zainstalowany na wylocie wody z klimatyzatora, który powinien znajdować się poza klimatyzowanym pomieszczeniem. Zastosowany ultradźwiękowy rozpylacz zamienia skroploną wodę zbierającą się w małej wanience klimatyzatora na małe cząsteczki aerozolu wykorzystując energię mechaniczną wytwarzaną przez fale ultradźwiękowe.

Układ i działanie

Schemat ideowy rozpylacza skroplonej wody przedstawiono na rysunku 1. Zbudowany jest on z transformatora X1 obniżającego napięcie z sieci do 15 V, mostka prostowniczego BR1, stabilizatora napięcia 12 V na układzie 7812 (IC1), płytki Arduino Uno Board1, dwóch 5 mm diod LED – LED1 i LED2, tranzystora 2N2222 (T1), przekaźnika 12 V (RL1), tarczy rozpylacza ultradźwiękowego L1 oraz czujnika poziomu wody SEN18.

Arduino Uno. Płytka Arduino Uno jest podłączona do czujnika poziomu wody SEN18, który sprawdza poziom wody i przekazuje sygnał do Arduino. Program Arduino porównuje sygnał z wartością zadaną w programie. Jeśli poziom wody jest powyżej wartości zadanej, przekaźnik RL1 jest włączany przez pin 13 Arduino i rozpylacz ultradźwiękowy jest włączany. Program wyłącza rozpylacz ultradźwiękowy poprzez odłączenie napięcia w przekaźniku, gdy poziom wody osiągnie wartość poniżej wartości zadanej.

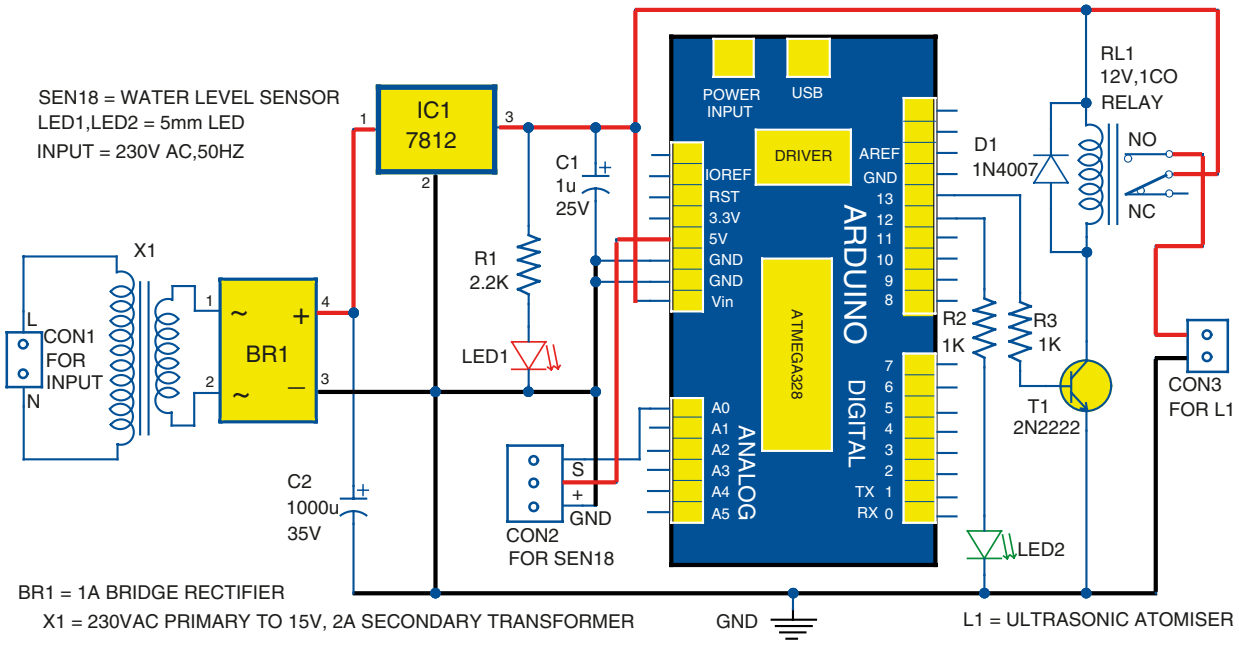
Zasilanie. Zasilacz dostarcza prąd do układu oraz do sterownika przekaźnika służącego do włączania rozpylacza ultradźwiękowego. Składa się z transformatora X1 zmniejszającego napięcie sieci do 15 V, 2 A X1, mostka prostowniczego BR1, kondensatora 1 µF (C1) i kondensatora 1000 µF (C2), stabilizatora napięcia 12 V (7812), rezystora 2,2 kΩ (R1) oraz diody LED1. Transformator X1 redukuje napięcie wejściowe 230 V AC do 15 V AC, które jest przekształcane na DC przez BR1 i filtrowane przez kondensatory w celu uzyskania stabilizowanego zasilania 12 V DC przez IC 7812.

Czujnik poziomu wody SEN18. Posiada dziesięć odsłoniętych ścieżek przewodzących, z których pięć naprzemiennie pełni rolę ścieżek zasilających, a pozostałe pięć ścieżek sensorycznych. Kiedy czujnik jest zanurzony pionowo w wodzie, wszystkie ścieżki zostają zmostkowane z powodu przewodności wody i czujnik działa jak zwykły rezystor. Wartość tego opornika zmienia się wraz ze zmianami poziomu wody. Czujnik może być zasilany napięciem stałym 3,3 V lub 5 V, w zależności od dostępnego napięcia zasilania.

Ultradźwiękowy rozpylacz. Posiada przetwornik piezoelektryczny, który przekształca sygnał elektryczny wysokiej częstotliwości na oscylacje mechaniczne. Oscylacje te tworzą w wodzie małe fale, które przekształcają się w mikrokropelki, które pokonują napięcie powierzchniowe wody i stają się parą wodną.

Oprogramowanie

Zainstaluj w swoim komputerze Arduino IDE i wgraj program Ultrasonic_Atomizer.ino. W programie, piny cyfrowe Arduino 12 i 13 są zdefiniowane jako wyjścia, a jego pin



Rysunek 1. Schemat układu rozpylacza wody skondensowanej

eprasa.pl 02fed92324

Kod źródłowy tego projektu jest dostępny do pobrania ze strony https://bit.ly/3Ms9wbC

Wykaz elementów:

Półprzewodniki:
Board1: płytka Arduino Uno
IC1: stabilizator napięcia 7812 12 V
BR1: mostek prostowniczy 1 A
D1: dioda prostownicza 1N4007
T1: tranzystor NPN 2N2222
LED1, LED2: diody LED 5 mm
Rezystory: (wszystkie 0,25 W, ±5%, węglowe):
R1: 2,2 kΩ
R2, R3: 1 kΩ
Kondensatory:
C1: 1 µF, 25 V, elektrolityczny
C2: 1000 µF, 35 V, elektrolityczny
Pozostałe:
CON1: złącze 2-pinowe
RL1: przekaźnik SPDT 12 V
L1: rozpylacz ultradźwiękowy (113 kHz)
SEN18: czujnik poziomu wody
X1: transformator, uzwojenie pierwotne 230 V AC na wtórne 15 V, 2 A
Płytka uniwersalna
Przewody połączeniowe

analogowy A0 jest zdefiniowany jako wejście. Główne funkcje kodu Arduino są wyjaśnione poniżej.

pinMode(). Konfiguruje określony pin tak, aby zachowywał się albo jako wejście albo jako wyjście. Zobacz opis pinów cyfrowych, aby poznać ich funkcjonalność. Mogą one być również użyte jako piny PWM.

digitalWrite(). Jeśli pin został skonfigurowany jako wyjście za pomocą pinMode(), jego napięcie zostanie ustawione na odpowiednią wartość: 5 V (lub 3,3 V na płytkach 3,3 V) dla stanu wysokiego, 0 V (masa) dla stanu niskiego.

Serial. Służy do komunikacji pomiędzy płytką Arduino a komputerem lub innymi urządzeniami. Wszystkie płytki Arduino mają co najmniej jeden port szeregowy (znany również jako UART lub USART), a niektóre mają ich kilka.

begin(). Ustawia szybkość transmisji danych w bitach na sekundę (bod) dla szeregowej transmisji danych. Do komunikacji z komputerem użyj jednej z tych szybkości: 300, 600, 1200, 2400, 4800, 9600, 14400, 19200, 28800, 38400, 57600 lub 115200. Można jednak określić inne szybkości, na przykład do komunikacji przez piny 0 i 1 z komponentem, który wymaga określonej szybkości transmisji.

analogRead(). Odczytuje wartość z podanego pinu analogowego. Płytka Arduino zawiera wielokanałowy, 10-bitowy przetwornik analogowo-cyfrowy. Odwzorowuje on napięcia wejściowe z przedziału od 0 do napięcia roboczego (5 V lub 3,3 V) na wartości całkowite z przedziału od 0 do 1023.

println(). Wysyła dane do portu szeregowego jako czytelny dla człowieka tekst ASCII, po którym następuje znak powrotu karetki.

delay(). Służy do wstrzymania działania programu na czas (w milisekundach) podany jako parametr.

Budowa i testowanie

Zmontuj układ na płytce testowej lub uniwersalnej zgodnie z rysunkiem 1. Podłącz napięcie 230 V AC do uzwojenia pierwotnego transformatora X1.

Jak pokazano na rysunku 1, pin sygnałowy 'S' czujnika poziomu wody SEN18 jest połączony z pinem analogowym A0 płytki Arduino Uno, a jego piny 'GND' i '+' są połączone odpowiednio z pinami masy i 5 V. Ten czujnik poziomu wody będzie wykrywał poziom wody w pojemniku na wodę, do którego zbierana jest woda z małej tacki klimatyzatora.

Przekaźnik SPDT RL1 użyty po stronie wyjściowej jest wyzwalany poprzez rezystor R3, pin 13 Arduino Uno, tranzystor przełączający T1, wraz z diodą D1. Dioda LED2 jest połączona jako dioda sygnalizacyjna z pinem 12 Arduino Uno za pomocą rezystora R2 w celu sygnalizacji stanu włączenia/wyłączenia rozpylacza ultradźwiękowego L1. Rozpylacz ultradźwiękowy jest podłączony jako obciążenie do zacisku normalnie otwartego (NO) i wspólnego zacisku C przekaźnika RL1 z szeregowym podłączeniem źródła zasilania 12 V DC.

Jest kilka rzeczy, którymi należy się zająć przy tej konfiguracji. Czujnik poziomu wody ma być umieszczony pionowo w pojemniku, w którym będzie gromadzić się skroplona woda odprowadzana z jednostki wewnętrznej. A dysk ultradźwiękowy rozpylacza ma być umieszczony wewnątrz tego pojemnika na jego dnie.

Po zakończeniu instalacji należy skalibrować czujnik poziomu wody w zależności od potrzeb. Można to zrobić wykonując poniższe kroki. Najpierw należy wgrać do Arduino program Calibration.ino, a następnie włączyć zasilanie układu.

Krok 1. Wlej wodę do pojemnika na wodę i sprawdź poziom początkowy.

Krok 2. Sprawdź poziom na monitorze szeregowym i zanotuj poziom pełnego i niskiego progu. W tym projekcie 650 jest poziomem progowym użytym podczas testowania.

Po kalibracji, wgraj kod Ultrasonic_Atomizer.ino na płytkę Arduino. Po wykonaniu całej konfiguracji włączamy zasilanie. Czujnik poziomu wody będzie wykrywał poziom wody w pojemniku.

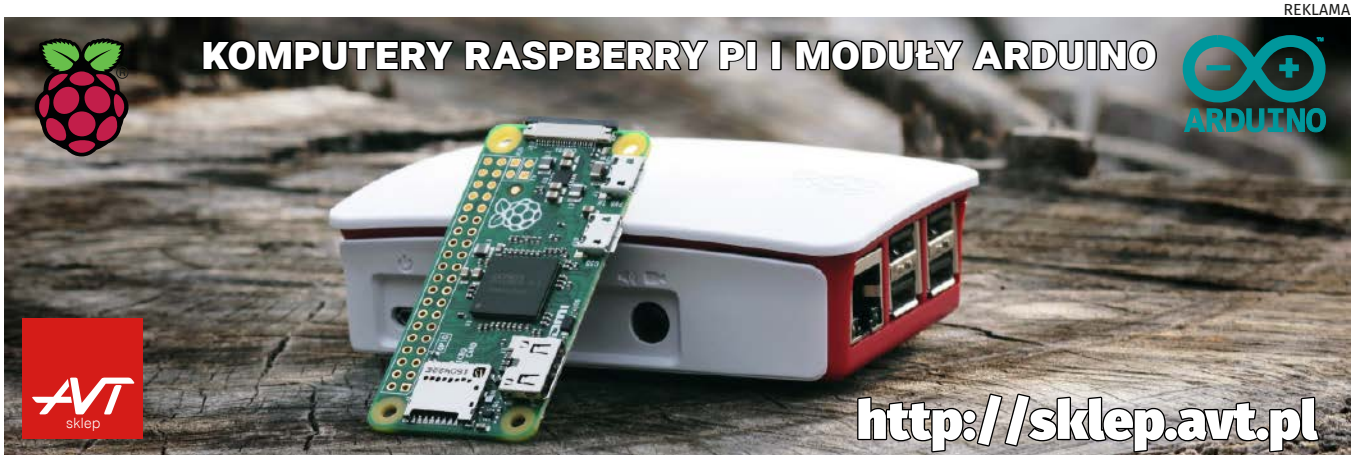
Gdy czujnik wykryje pełny poziom wody, Arduino poprzez program poda wysoki sygnał na cyfrowe piny I/O 12 i 13. Spowoduje to załączenie przekaźnika RL1. Dzięki temu ultradźwiękowy rozpylacz podłączony do tego przekaźnika zostanie włączony i zacznie rozpylać wodę. Gdy poziom wody spadnie poniżej ustawionej wartości, automatycznie zostanie wysłany niski sygnał do wyjścia cyfrowego 13 Arduino poprzez program. To spowoduje wyłączenie przekaźnika RL1 i odłączenie zasilania rozpylacza ultradźwiękowego L1, zatrzymując rozpylanie wody.

W ten sposób możemy rozpylać wodę z klimatyzatora i wyeliminować opróżnianie pojemników pełnych wody. ■

Tej Vijaykumar Patel

Ten artykuł był wcześniej opublikowany na łamach „EFY", sierpień 2021 (efymag.com)

REKLAMA



eprasa.pl 02fed92324

Prosty dozownik płynów dla zakładów rozlewniczych



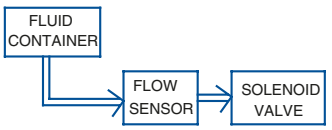
Zautomatyzowane maszyny do napełniania płynami są używane w rozlewniach takich produktów jak oleje, mleko i napoje. Jednak maszyny te są drogie i niedostępne dla większości małych rozlewni. Poniższy prosty dozownik uwalnia litr płynu za każdym razem, gdy przycisk jest wciśnięty.

Schemat blokowy dozownika pokazano na rysunku 1.

Układ i działanie

Schemat ideowy prostego dozownika cieczy pokazany na rysunku 2 zawiera stabilizator napięcia 5 V, 7805 (IC1), mikrokontroler ATtiny85A AVR (MCU) (IC2), czujnik przepływu cieczy YF-S201, dwukolorową diodę LED BICO1 o wspólnej katodzie, zawór elektromagnetyczny normalnie zamknięty oraz tranzystor BD139 NPN (T1). Mikrokontroler AVR ATtiny85A jest mózgiem układu, który steruje wcześniej zdefiniowaną ilością wypływającej cieczy. Czujnik przepływu podłączony jest do złącza J1, a zawór elektromagnetyczny do złącza J2. W trybie gotowości dwukolorowa dioda LED świeci się na czerwono, a zawór jest odłączony od zasilania. Po każdym naciśnięciu przycisku S1 zawór zostaje wzbudzony i ciecz jest uwalniana z zaworu elektromagnetycznego. Dwukolorowa dioda LED miga na zielono, sygnalizując w ten sposób, że trwa napełnianie zbiornika cieczą. Gdy przepływ cieczy osiągnie zdefiniowaną ilość, zawór zostaje odłączony od zasilania przez jednostkę MCU.

Dwukolorowa dioda LED świeci na czerwono, kiedy wskazuje, że proces napełniania został zakończony. Ten cykl powtarza się za każdym razem, gdy naciśniemy przycisk. Przycisk S2 służy do ręcznego resetowania MCU.



Rysunek 1. Schemat blokowy dozownika cieczy

Czujnik przepływu

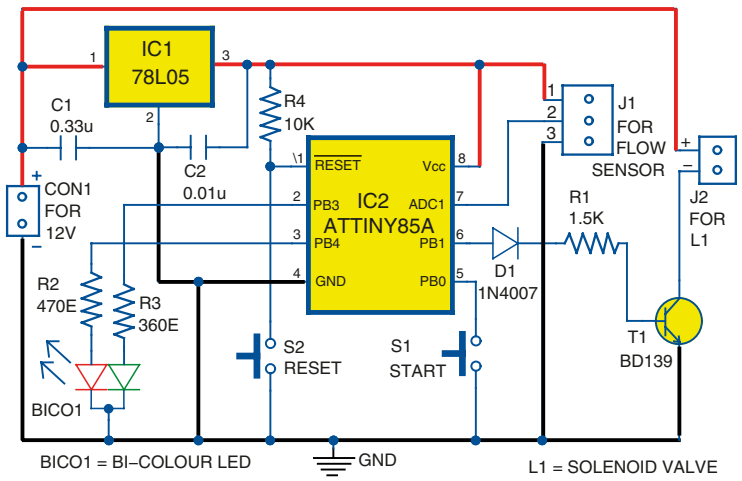
Czujnik przepływu posiada wirnik wraz z czujnikiem hallotronowym w linii przepływu cieczy. Gdy ciecz przepływa przez czujnik, wirnik obraca się. Powoduje to wysłanie impulsu do czujnika Halla. W ten sposób szybkość przepływu (Q) może być mierzona w następujący sposób:

Szybkość przepływu (Q) w litrach/min= Częstotliwość impulsów wyjściowych/7,5.

Chcemy uzyskać ilość w litrach, a nie natężenie przepływu w litrach na minutę. Przekształcając powyższe równanie na litry, otrzymujemy:

Liczba litrów=Liczba impulsów wyjściowych/450.

Oznacza to, że potrzeba 450 impulsów, aby jeden litr cieczy przepłynął przez czujnik przepływu.



Rysunek 2. Schemat ideowy dozownika cieczy

Wykaz elementów:

Półprzewodniki:
IC1: 78L05, stabilizator napięcia 5 V
IC2: mikrokontroler ATtiny85A
T1: tranzystor npn BD139
D1: dioda prostownicza 1N4007
BICO1: 3-pinowa, dwukolorowa dioda LED o wspólnej katodzie

Rezystory: (wszystkie węglowe 0,25 W, ±5%)
R1: 1,5 kΩ
R3: 360 Ω
R2: 470 Ω
R4: 10 kΩ

Kondensatory:
C1: ceramiczny 0,33 µF
C2: ceramiczny 0,01 µF

Pozostałe:
CON1: 2-pinowe złącze zaciskowe
J1: złącze 3-pinowe
J2: 2-pinowe złącze zaciskowe
L1: zawór elektromagnetyczny 12 V normalnie zamknięty
S1, S2: przyciski
F1: czujnik przepływu wody YF-S201
Zasilacz 12 V

Kod oprogramowania

Kod źródłowy został opracowany przy użyciu Arduino IDE. Domyślnie Arduino IDE nie obsługuje mikrokontrolera ATtiny85. Dlatego też musimy dodać płytkę ATtiny do Arduino IDE w następujący sposób:

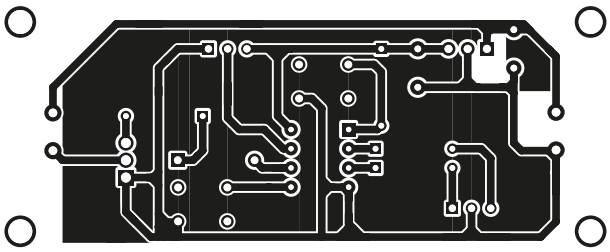
Otwieramy File → Preferences i kopiujemy poniższy link w Additional Boards Manager URL: https://bit.ly/3MX1zeW. Po wykonaniu tych czynności, otwórz Tools → Board → Board Manager. Po otwarciu menadżera płytek, przewiń listę w dół i znajdź ‚attiny' autorstwa Davis A. Mellisa. Kliknij na nią i zainstaluj ją. Po zainstalowaniu programu, ATtiny pojawi się w menu Boards. Teraz wybierz ATtiny25/45/85 w Tools → Board. Następnie wybierz ATtiny85 w Tools → Processor i wybierz

Tabela 1. Połączenia pomiędzy ATtiny85 a płytką Arduino podczas programowania

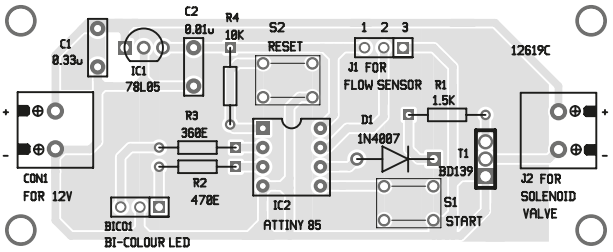
Piny ATtiny85A	Piny płytki Arduino Uno
Vcc (pin 8)	5 V
GND (pin 4)	GND
Pin 7	13
Pin 6	12
Pin 5	11
Reset (pin 1)	10

Kod źródłowy tego projektu jest dostępny do pobrania ze strony https://bit.ly/3Jax96H

eprasa.pl 02fed92324



Rysunek 3. Płytka drukowana dozownika cieczy – wielkość rzeczywista



Rysunek 4. Rozmieszczenie elementów na płytce drukowanej

8 MHz (wewnętrznie) w Tools → Clock. W kolejnym kroku należy uczynić Arduino Uno programatorem ISP. W tym celu weź swoje Arduino Uno, podłącz je do komputera i otwórz Arduino IDE. Upewnij się, że wybrałeś Arduino/Genuino Uno jako swoją płytkę i otwórz szkic ArduinoISP z opcji File → Examples. Wgraj szkic ArduinoISP do swojego Arduino Uno. Twoje Arduino Uno jest teraz programatorem ISP. Domyślnie ATtiny85 pracuje z częstotliwością 1 MHz. Aby uruchomić go z częstotliwością 8 MHz, wybierz opcję Tools → Burn Bootloader. Upewnij się, że płytka Arduino Uno jest zaprogramowana jako ISP i jest połączona z ATtiny85 poprzez piny ISP zgodnie z tabelą 1. Wgraj kod źródłowy „Simple_Liquid_Dispenser.ino" używając tej samej płytki Arduino zaprogramowanej jako ISP.

Budowa i testowanie

Płytka drukowana dla prostego dozownika cieczy jest pokazana na rysunku 3, a rozmieszczenie elementów na rysunku 4. Po zmontowaniu układu na płytce drukowanej, należy umieścić go w odpowiedniej plastikowej obudowie. Zainstaluj czujnik przepływu i zawór elektromagnetyczny zgodnie z wymaganiami. ■

A. Samiuddhin

Ten artykuł był wcześniej opublikowany na łamach „EFY", październik 2021 (efymag.com)

Od redakcji EdW. Zalecamy dodać diodę przepięciową na zaciskach zaworu. Rozwiązanie nie zapewnia wysokiej precyzji odmierzania ilości cieczy, ze względu na niewielką dokładność miernika przepływu i brak programowej kompensacji błędów pomiaru przepływu.

Zautomatyzowana lampa biurkowa oparta o IoT



Zróbmy lampę biurkową opartą na technologii IoT, której działanie polega na tym, że gdy dana osoba usiądzie na krześle, lampa automatycznie się włącza, a gdy wstanie, automatycznie się wyłącza.

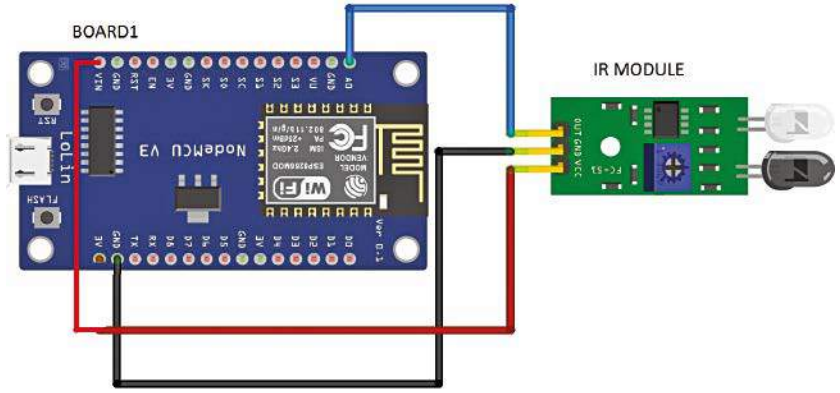
Ma również funkcję alarmu pory snu, która informuje o tym, że czas już spać, wyłączając się automatycznie i wysyłając na telefon komórkowy powiadomienie „Czas na sen". Można również ręcznie sterować włączaniem i wyłączaniem lampy za pomocą aplikacji Blynk w smartfonie.

Układ i działanie

Sercem tego projektu są dwie płytki NodeMCU ESP8266, Board1 i Board2, oraz moduł czujnika podczerwieni. Board1 (płytka1) z czujnikiem podczerwieni służy jako nadajnik do przesyłania przez sieć komórkową sygnałów odbieranych przez czujnik, zamocowany na krześle. Board2 (płytka2) z lampą służy jako odbiornik sygnałów.

Czujnik podczerwieni podłączony do pierwszej płytki sprawdza, czy osoba siedzi na krześle, czy nie. Gdy osoba siada na krześle, stan czujnika podczerwieni staje się wysoki. Czujnik podczerwieni zawsze przesyła do odbiornika dane w czasie rzeczywistym.

Gdy tylko stan stanie się wysoki, dane z czujnika są przetwarzane przez pierwszy moduł NodeMCU, który wysyła je do smartfona i do drugiego modułu NodeMCU w odbiorniku w celu włączenia lampy. Gdy użytkownik

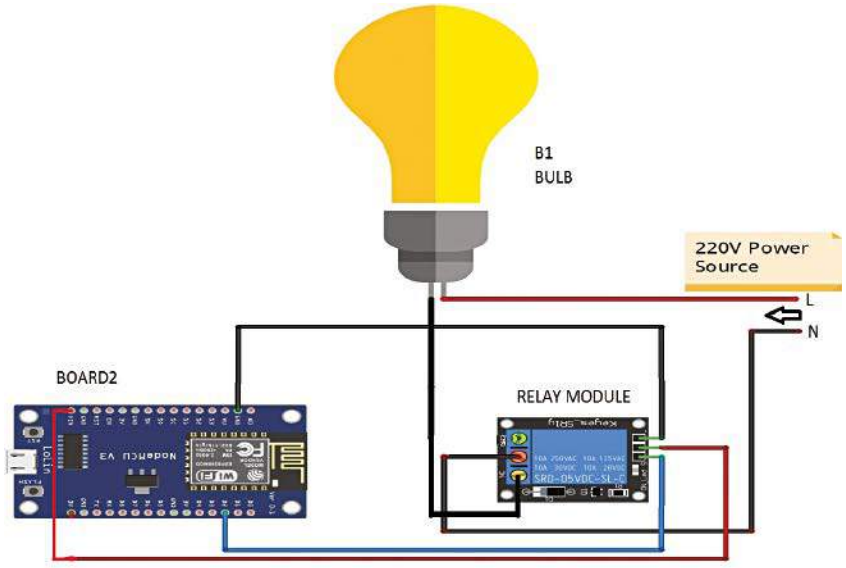


Rysunek 1. Schemat połączeń nadajnika z modułem czujnika podczerwieni

Tabela 1. Połączenia czujnika podczerwieni z NodeMCU

Pin modułu czujnika podczerwieni	Pin NodeMCU (Board1)
GND	GND
VCC	VIN
OUT	AO

eprasa.pl 02fed92324



Rysunek 2. Schemat połączeń odbiornika z modułem przekaźnika i lampą



Rysunek 3. Wybór płytki

wstaje z krzesła, dane z nadajnika są przesyłane do odbiornika w celu wyłączenia lampy.

Alarm pory snu jest ustawiany przez użytkownika w smartfonie za pomocą aplikacji Blynk. Ten ustawiony czas jest wysyłany do Board2 w celu wyłączenia lampy. Obie płytki NodeMCU są podłączone do sieci Wi-Fi lub hotspotu udostępnionego w telefonie komórkowym. Schemat połączeń nadajnika z czujnikiem podczerwieni jest pokazany na rysunku 1, a połączenia między stykami w tabeli 1. Schemat połączeń odbiornika z lampą pokazano na rysunku 2, a połączenia styków podano w tabeli 2.

Lampa prądu przemiennego ma przewody: fazowy (L) i neutralny (N). Podłączmy przewód neutralny między stykiem normalnie zamkniętym (NC) a stykiem wspólnym modułu przekaźnika.

Oprogramowanie

W projekcie wykorzystano Arduino IDE (zintegrowane środowisko programistyczne) oraz aplikację Blynk.

Arduino IDE. Arduino IDE to program służący do pisania kodu Arduino. Jest on dostępny w postaci pliku do pobrania na stronie internetowej Arduino. Płytka Arduino to fizyczna płytka, na której jest przechowywany i wykonywany wgrany do niej kod programu. Pakiet oprogramowania i płytka razem są określane jako Arduino.

Blynk. Platforma IoT firmy Blynk oferuje pełen pakiet oprogramowania, który umożliwia prototypowanie, wdrażanie i zdalne zarządzanie podłączonymi urządzeniami elektronicznymi w dowolnej skali – od małych projektów IoT po miliony komercyjnych podłączonych produktów.



Rysunek 4. Opracowany przez autora nadajnik z czujnikiem podczerwieni zamocowany na krześle

Konfiguracja sprzętu i oprogramowania

Podłączmy NodeMCU do komputera. Otwórzmy kod Arduino transmitter_IR.ino z Arduino IDE i wybierzmy właściwą płytkę oraz port COM z Arduino IDE. Wybierzmy płytkę NodeMCU 1.0 (moduł ESP-12E), jak pokazano na rysunku 3. Opracowany przez autora nadajnik czujnika podczerwieni jest zamocowany na krześle, jak pokazano na rysunku 4, a układ odbiornika jest połączony z płytką drukowaną, jak pokazano na rysunku 5.

Zanim przejdziemy dalej, upewnijmy się, że w Arduino IDE mamy zainstalowane następujące biblioteki:

- biblioteka Blynk,
- Blynk simple library,
- biblioteka Wi-Fi ESP8266.

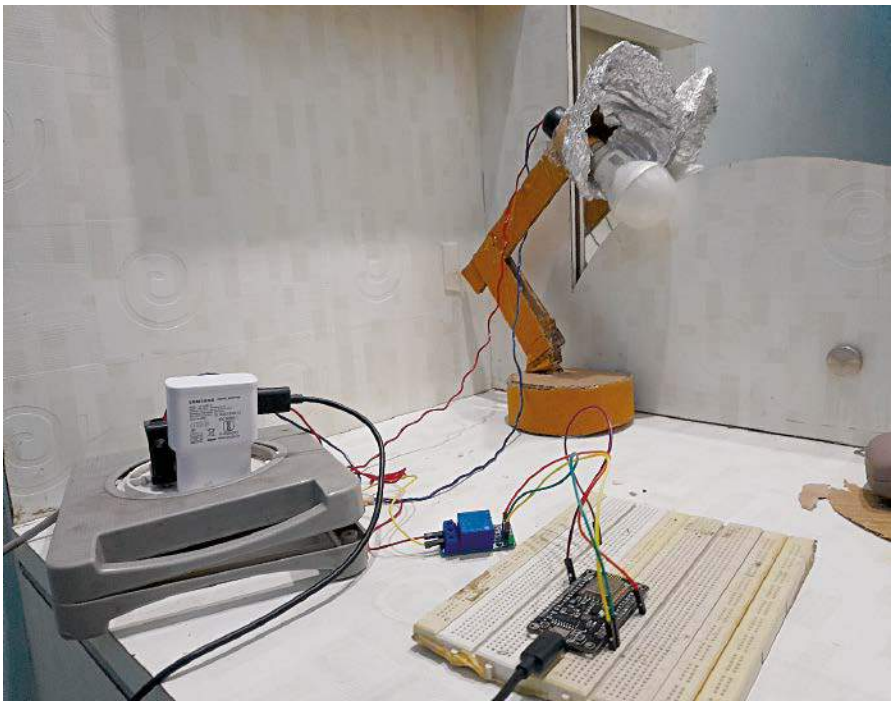
Przed przesłaniem kodu transmitter_IR.ino do Board1 należy umieścić w kodzie własny identyfikator SSID, hasło i token autoryzacyjny, a następnie skompilować go. Podobnie, należy umieścić te informacje w kodzie odbiornika receiver_ lamp.ino w Board2. Token autoryzacyjny jest

Tabela 2. Połączenia modułu przekaźnikowego z NodeMCU

Piny modułu przekaźnika	Pin NodeMCU (Board2)
VCC	VIN
GND	GND
OUT	D2

eprasa.pl 02fed92324

Kod źródłowy tego projektu jest dostępny do pobrania ze strony https://bit.ly/3OExNfQ



Rysunek 5. Opracowany przez autora układ odbiornika połączony na płytce testowej (breadboard)

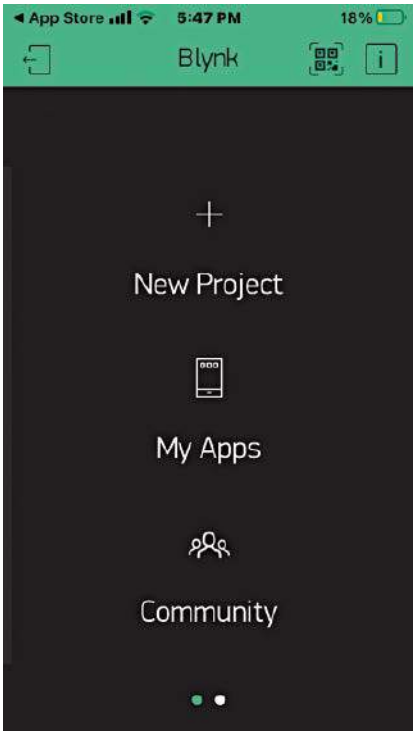
generowany przez aplikację Blynk, co zostało wyjaśnione poniżej.

Konfiguracja aplikacji Blynk

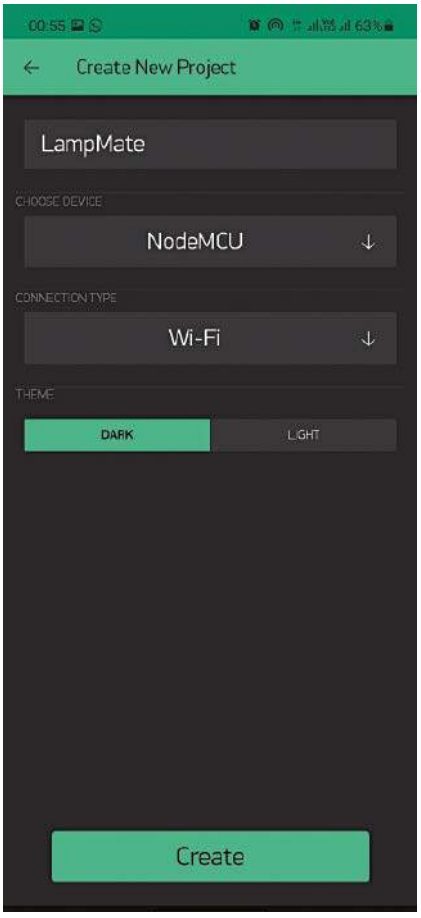
1. Pobierzmy aplikację Blynk na swój smartfon ze Sklepu Play lub App Store.
2. Zalogujmy się, jeśli mamy konto na portalu Blynk lub po prostu załóżmy nowe konto, jak pokazano na rysunku 6.
3. Wybierzmy opcję New Project (Nowy projekt), jak pokazano na rysunku 7.
4. Pojawi się ekran „Create New Project" (Utwórz nowy projekt), jak pokazano na rysunku 8. Nadajmy nazwę projektu, na przykład LampMate, i wybierzmy urządzenie NodeMCU. Pojawi się kolejna opcja z pytaniem o Łączność. Ustawmy ją jako Wi-Fi i kliknijmy przycisk Utwórz.
5. Teraz pojawi się wyskakujące okienko, jak pokazano na rysunku 9. Token uwierzytelniający zostanie wysłany na zarejestrowany adres email. Wygenerowany token jest wykorzystywany w kodach Arduino do połączenia NodeMCU z Internetem.
6. Kliknijmy ikonę + (plus) w prawym górnym rogu ekranu, jak pokazano na rysunku 10.



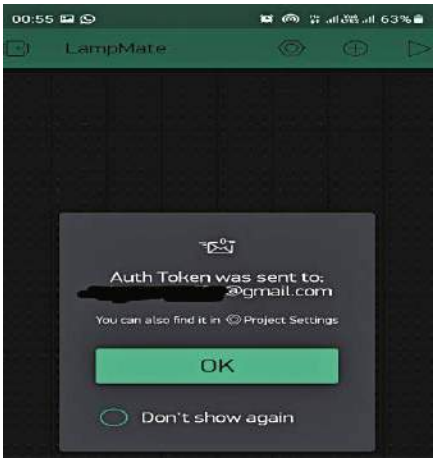
Rysunek 6. Tworzenie nowego konta



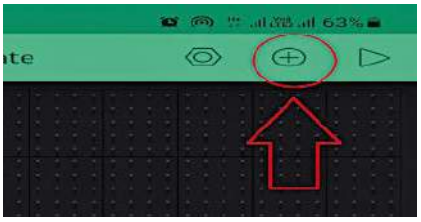
Rysunek 7. Wybieranie opcji Nowy projekt



Rysunek 8. Okno tworzenia nowego projektu

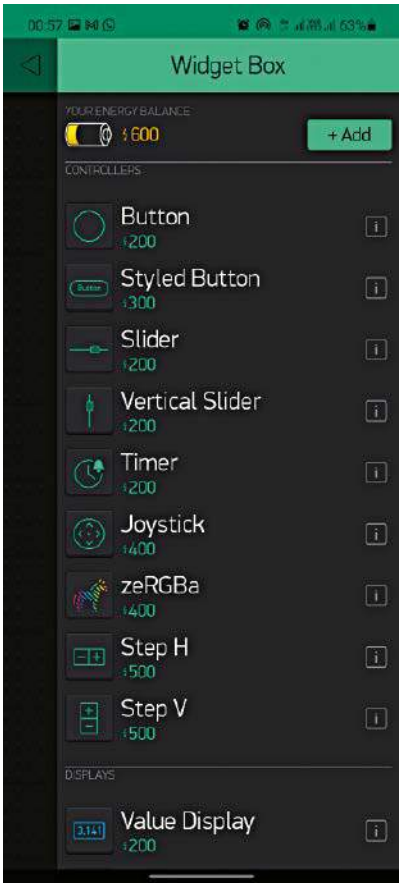


Rysunek 9. Okno powiadamiania o tokenie autoryzacji



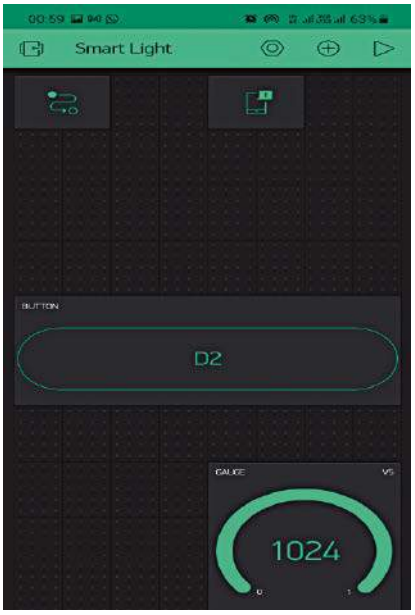
Rysunek 10. Kliknięcie ikony + (plus)

eprasa.pl 02fed92324

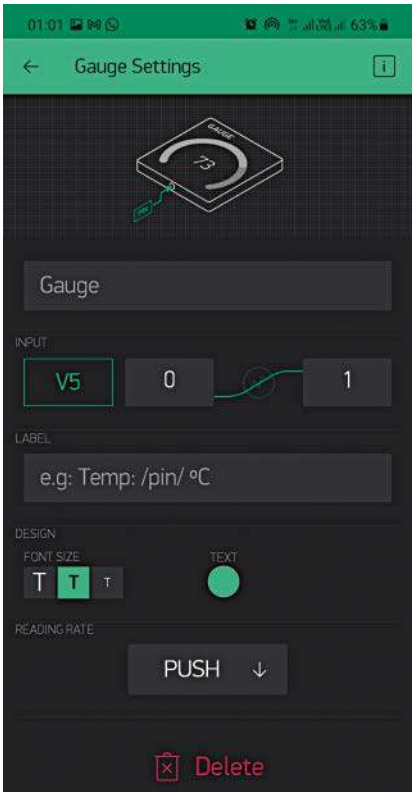


Rysunek 11. Okno widżetów

7. Wyświetli się okno widżetów, jak pokazano na rysunku 11. Dodajmy wszystkie niezbędne widżety, takie jak Button, Gauge, Notification (Przycisk, Wskaźnik, Powiadomienie) i Eventor.
8. Ułóżmy widżety w pożądany sposób, jak pokazano na rysunku 12.

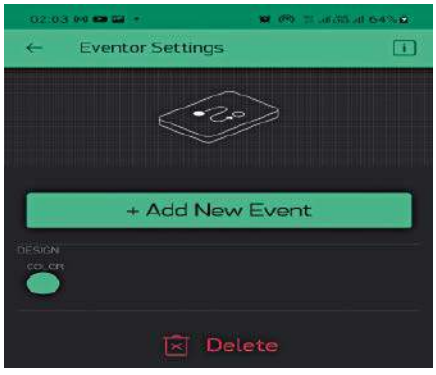


Rysunek 12. Widżety rozmieszczone w panelu sterowania

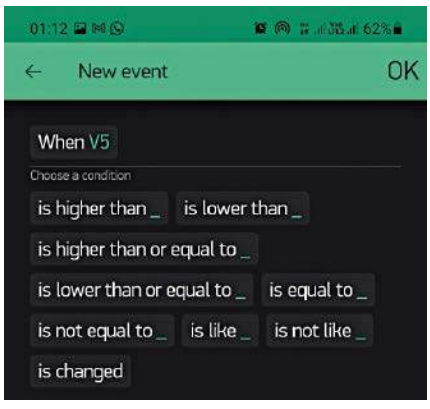


Rysunek 13. Ustawienia widżetu Gauge

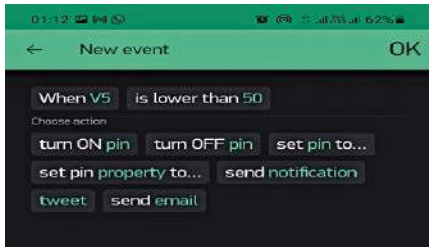
9. Aby odczytać wartości z czujnika podczerwieni, potrzebny jest widżet Gauge. W tym celu kliknijmy na Gauge i wybierzmy pin cyfrowy V5 z opcji INPUT (Wejście), jak pokazano na rysunku 13.
10. Po wykonaniu wszystkich powyższych czynności, kliknijmy przycisk Play znajdujący się w prawym górnym rogu panelu sterowania. Następnie sprawdźmy maksymalne i minimalne odczyty czujnika na widżecie Gauge, umieszczając dłoń przed czujnikiem podczerwieni. W tym przypadku wartość maksymalna jest ustawiona na 1024, a minimalna na 40.
11. Kliknijmy przycisk Eventor, aby dodać nowe zdarzenie, klikając przycisk +Add New Event (Dodaj nowe zdarzenie), jak pokazano na rysunku 14.
12. Aby skonfigurować nowe zdarzenia, wykonajmy poniższe kroki.
13. Pojawi się opcja ustawienia wartości Vpin. Kliknijmy na nią i wybierzmy opcję V5, a następnie kliknijmy przycisk OK, jak pokazano na rysunku 15.
14. Pojawi się kolejny ekran, na którym można wybrać wyższe i niższe warunki dla danych wejściowych z czujnika. Wybierzmy te wartości zgodnie z odczytami generowanymi przez czujnik podczerwieni. Dolną wartość można wybrać jako 40 lub nieco powyżej tej wartości. W tym przypadku dolną wartością jest 50, jak pokazano na rysunku 16.
15. Teraz zostanie wyświetlona prośba o podjęcie działań. Wybierzmy polecenie „Turn off D2” (Wyłącz D2), aby włączyć lampę, i kliknijmy przycisk OK, jak pokazano na rysunku 17. Dzieje się tak dlatego, że moduł przekaźnika jest podłączony do styku D2 modułu NodeMCU (Board2).



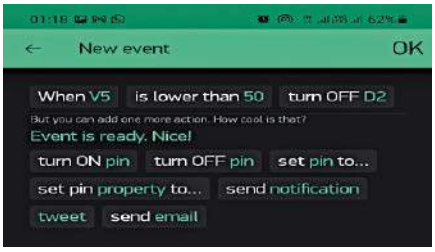
Rysunek 14. Okno ustawień Eventora



Rysunek 15. Okno nowego zdarzenia

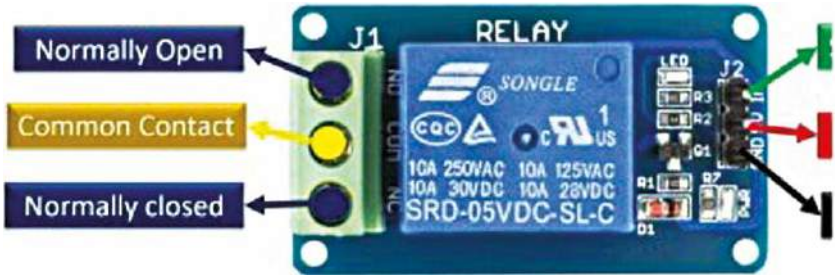


Rysunek 16. Wybieranie niższej wartości równej 50

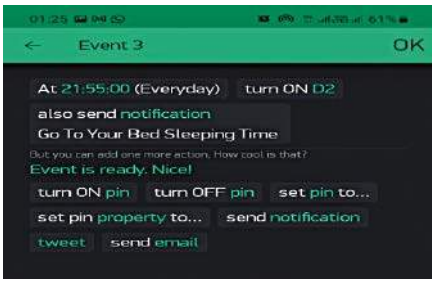


Rysunek 17. Ustawianie pinu cyfrowego D2 jako wyłączonego

eprasa.pl 02fed92324



Rysunek 18. Szczegóły pinów modułu przekaźnikowego



Rysunek 19. Włączanie styku cyfrowego D2



Rysunek 20. Wybieranie godziny i dnia tygodnia



Rysunek 21. Ustawianie przycisku do przełączania trybu pracy

Szczegółowe informacje na temat styków modułu przekaźnika przedstawiono na rysunku 18. **Uwaga:** moduł przekaźnikowy działa jak włącznik/wyłącznik. Jak widać z rozkładu wyprowadzeń, są to trzy piny: NC (normalnie zamknięty), NO (normalnie otwarty) i COM (wspólny). Lampa jest podłączona do gniazda NC, więc po podłączeniu zasilania lampa włącza się automatycznie. Z tego powodu wysłanie polecenia włączania powoduje wyłączenie lampy, a wysłanie polecenia wyłączania powoduje jej włączenie).

16. Postępujmy tak samo jak w poprzednim kroku, ale tutaj musimy wydać polecenie „Turn on D2” (Włącz D2), jak pokazano na rysunku 19. To polecenie spowoduje wyłączenie lampy. Należy pamiętać, że warunek ten należy wybrać zgodnie z odczytami z czujnika podczerwieni. W tym przykładzie maksymalny odczyt wynosi 1024. Zatem gdy wartość V5 będzie równa 1024, lampa zostanie wyłączona.
17. Aby ustawić alarm pory snu, kliknijmy opcję Godzina w menu + Dodaj nowe zdarzenie (Time, +Add New Event). Następnie wybierzmy dzień tygodnia, czas (czas rozpoczęcia włączania lampy lub czas do wyłączenie lampy na czas snu) oraz strefę czasową. Następnie kliknij przycisk „Set the time” (Ustaw czas), jak pokazano na rysunku 20.
18. Zostanie wyświetlona prośba o podjęcie działań. Wybierzmy opcję „Turn on D2” (Włącz D2) i wybierzmy powiadomienie, a następnie ustawmy tekst, na przykład „Go to bed, it’s time to sleep” (Idź spać, czas na sen), po czym kliknijmy przycisk OK.
19. Kliknijmy przycisk (Button), aby skonfigurować jego ustawienia. Wybierzmy OUPUT jako D2, zastąpmy „1” przez „0”, a „0” przez „1” i zmieńmy tryb pracy z Push na Switch, jak pokazano na rysunku 21.

Następnie podłączmy płytki Board1 i Board2 do zasilania. Kliknijmy ikonę Play; aplikacja Blynk automatycznie połączy się z płytkami NodeMCU. Lampę można włączyć, dotykając przycisk D2 w aplikacji Blynk lub siadając na krześle. To wszystko. Możemy działać! ■

Rohan Barnwal

Ten artykuł był wcześniej opublikowany na łamach „EFY”, październik 2021 (efymag.com)

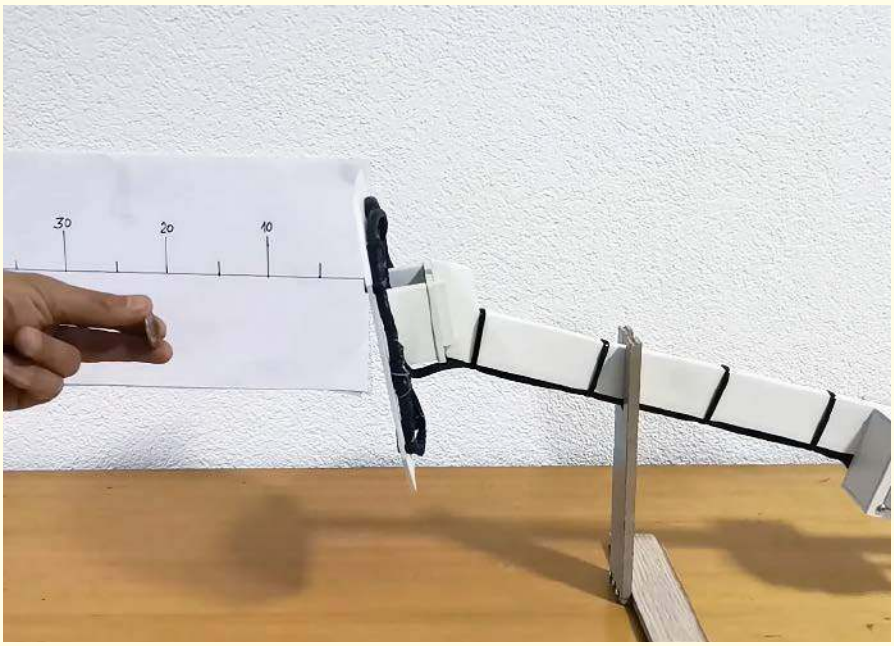
REKLAMA

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



eprasa.pl 02fed92324

Przedstawiamy początkowe fragmenty czterech 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.



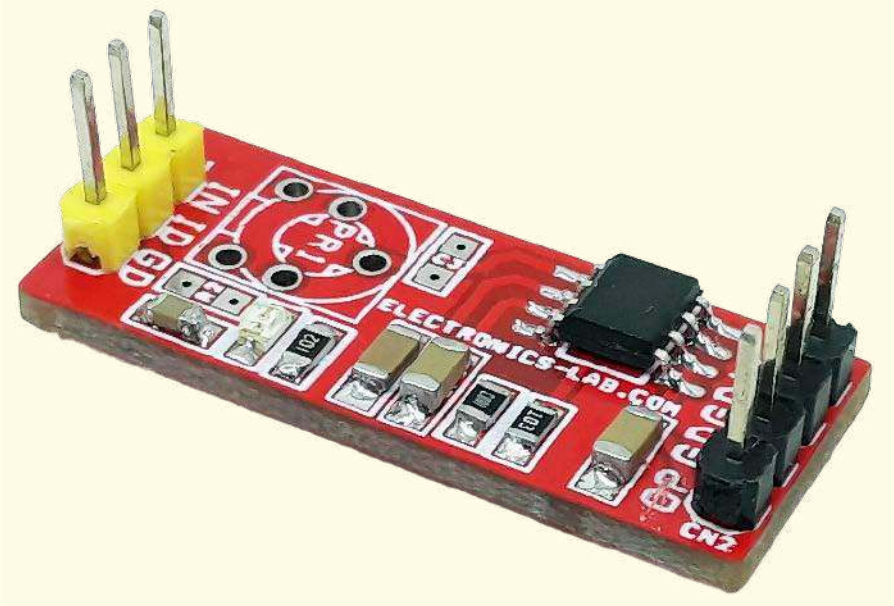
Super prosty czuły wykrywacz metali

Niezwykle prosty wykrywacz metali, do którego wykonania wystarczy jeden tani układ scalony TL084.

Oto kontynuacja niezwykle prostego wykrywacza metali, którego wykonanie wymaga tylko jednego taniego układu scalonego. Projekt został zaprezentowany w magazynie „Everyday Practical Electronics" przez Thomasa Scarborough w czerwcu 2006 r. Mimo prostoty, wyniki są niewiarygodnie dobre.

Urządzenie charakteryzuje się doskonałą stabilnością i czułością, dzięki czemu np. mała metalowa moneta może zostać wykryta z odległości 15 cm, a większy metalowy przedmiot z odległości ponad 50 cm.

Dokończenie artykułu na stronie:
https://bit.ly/3xJxlpT



Przetwornik częstotliwości na napięcie (tachometr)

Przedstawiony układ to przetwornik częstotliwości na napięcie, który może być wykorzystywany w wielu zastosowaniach.

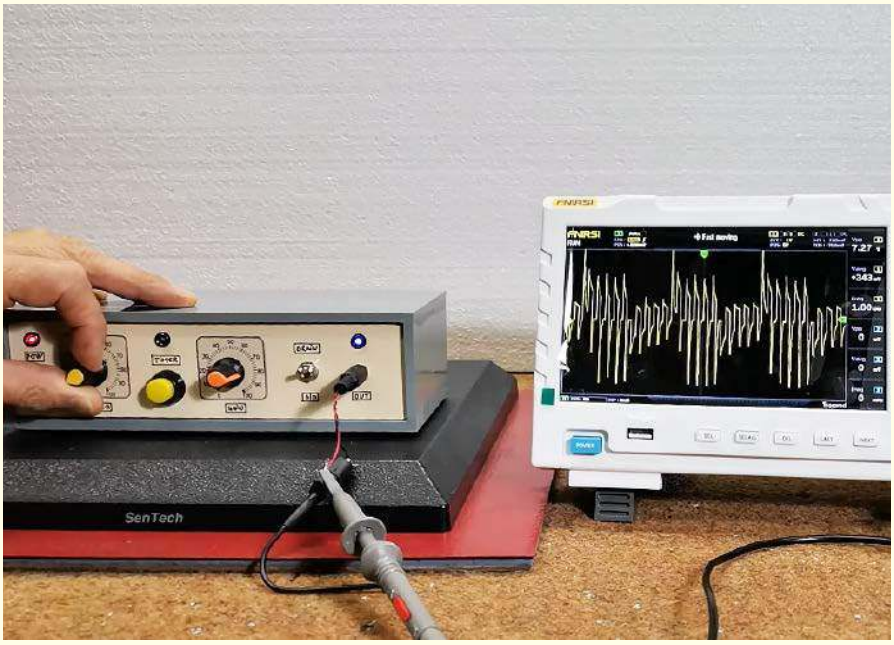
Zasadniczo jest to kondycjoner sygnału dla czujnika magnetycznego o zmiennej reluktancji stosowanego w silnikach lub maszynach do wykrywania prędkości obrotowej poprzez wykrywanie zębów kół zębatych. Poziom sygnału wejściowego wynosi od 20 mV do 28 V. Układ zapewnia napięcie 1 V (67 Hz/Volt), gdy częstotliwość wejściowa wynosi 67 Hz, przy zasilaniu 15 V. Maksymalna częstotliwość wejściowa wynosi 1 kHz. W projekcie wykorzystano układ scalony LM2907N-8. Więcej informacji na temat różnych konfiguracji można znaleźć w specyfikacji tego układu.

Dokończenie artykułu na stronie:
https://bit.ly/3aTZv8O

Niektóre projekty aktualnie dostępne tylko dla prenumeratorów EdW w rubryce DIY PLUS na www.elportal.pl:

1. Generator sygnałów AD9833
2. Obserwacja charakterystyk tranzystora
3. Wyświetlacz EKG z użyciem Arduino
4. Łatwy do zbudowania robot kroczący
5. Sonarowy theremin MIDI
6. Zamek elektroniczny na kod
7. Prosty tester tranzystorów
8. Zegar binarny z użyciem Microbit
9. Miernik pojemności z użyciem Microbit
10. Oscylator pierścieniowy z użyciem Microbit
11. Generator sygnałów funkcji z użyciem Microbit
12. Minutnik do gotowania jajek z użyciem Microbit
13. Przerzutnik SR oparty na PLD z użyciem Microbit
14. Programowalne bramki logiczne z użyciem Microbit

eprasa.pl 02fed92324

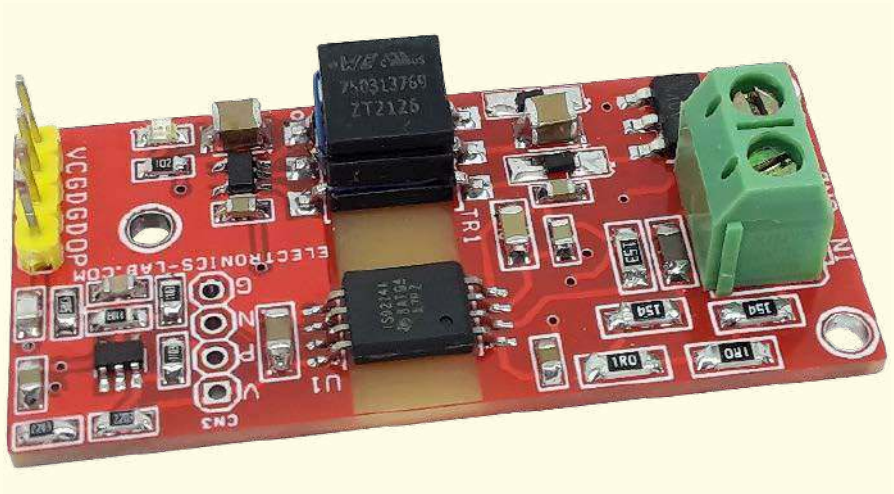


Stymulator czaszkowy Arduino (Bio-BrainTuner)

Elektrostymulacja czaszkowa wykorzystuje częstotliwości harmoniczne, aby pomóc zrównoważyć chemię mózgu.

Łącząc się z centrum sterowania organizmu, częstotliwości harmoniczne mózgu zapewniają szerokie i rozległe korzyści w sposób bezbolesny i nieinwazyjny, z niewielkimi lub żadnymi skutkami ubocznymi: zmniejszają stres, pomagają odzyskać ostrość i jasność umysłu, pomagają w walce z uzależnieniami i łaknieniem, zapewniają ulgę w bezsenności, wzbogacają doświadczenia medytacyjne, leczą ból itd...

Dokończenie artykułu na stronie:
https://bit.ly/3MNBRbc



Izolowany obwód wykrywania napięcia 250 V AC z pojedynczym wyjściem

Przedstawiony projekt może być wykorzystany w aplikacjach do pomiarów napięć izolowanych.

Płytka została zbudowana z wykorzystaniem izolowanego wzmacniacza ISO224B. Izolowana przetwornica DC-DC 5 V dostarcza 5 V prądu stałego na stronę wejściową wzmacniacza ISO224, układ op-circuit TLV6001 konwertuje sygnał różnicowy ISO224 i dostarcza sygnał wyjściowy niesymetryczny. Układ mierzy napięcie przemienne 250 V i wysyła sygnał 5 V. Wyjście jest izolowane optycznie, a napięcie wyjściowe zmienia się proporcjonalnie do napięcia wejściowego. Zasilanie projektu to pojedyncze napięcie 5 V prądu stałego. Rezystor dzielnika zmniejsza napięcie z 250 V prądu przemiennego do ±7,5 V, co mieści się w zakresie wejściowym normy ISO224 (±12 V). Układ może być używany do pomiaru napięcia stałego i przemiennego.

Dokończenie artykułu na stronie:
https://bit.ly/3mLWiL6

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 02fed92324

AVTEDU

Poznaj całą serię

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

#AVTEDU #NaukaLutowania #KityAVT

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

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

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



AVTEDUSTART - zestaw narzędzi do nauki lutowania



sklep.avt.pl

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

eprasa.pl 02fed92324