Rekonstrukcja nadajnika radiowego Sputnika, część 1 **HIT**

Спутник 1



JUNIOR

strona 83

ELEKTRONIKA dla wszystkich

DIY PLUS tylko dla prenumeratorów

nr 7/2025 (354) • lipiec • www.elportal.pl

PROJEKTY dla elektroników

- Miernik indukcyjności i pojemności Mk³
- Cyfrowa przetwornica podwyższająca (boost) ze stabilizacją napięcia
- Używanie sterownika LED Buck-Boost jako ładowarki lub przetwornicy napięciowej
- Zasilacz stołowy 0...30 V, 0...2 A, część 2

DIY dla wszystkich

- Sterowanie urządzeń elektrycznych za pomocą multi-przycisku

TUTORIALE

- Rekonstrukcja nadajnika radiowego Sputnika, część 1
- Edukacja w EdW dla szkół i uczelni: Wykład 31 – Generatory funkcyjne
- Audio OUT: Transformatory w elektroakustyce, część 2
- Ekscytacje Maxa: Migające diody LED i śliniący się inżynierowie, część 22

Miernik L/C





Cyfrowa przetwornica podwyższająca (boost) ze stabilizacją napięcia

ISSN 1425-1698 Indeks 33362X
9 771425 169252 07
18,90 zł (w tym 8% VAT)

Pomocna dłoń

automatykaB2B.pl

EP.com.pl
Największy portal dla elektroników konstruktorów



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

eprasa.pl 7f12934a40



FN-SWM10
Zgrzewarka do ogniw – spawarka punktowa z kolorowym wyświetlaczem i funkcją powerbank FNIRSI SWM10



FN-DPOS-350P
Dwukanałowy oscyloskop 350 MHz, FNIRSI DPOS350P



FN-2C53T
Dwukanałowy oscyloskop z multimetrem i generatorem 50 MHz FNIRSI 2C53T

BESTSELLERY sklepu AVT – sklep.avt.pl

Mierniki Testery FNIRSI

Rabat dla Czytelników EdW
przy zakupie podaj kod EdW2505FN
Kod ważny do 30.09.2025

-3%

Rabat dla Prenumeratorów EdW
przy zakupie podaj numer prenumeraty

-6%



FN-LCR-ST1
Miernik pęsetowy, tester elementów FNIRSI LCR-ST1



FN-LCR-P1
Tester elementów FNIRSI LCR-P1



FN-HRM10
Tester rezystancji wewnętrznej akumulatorów FNIRSI HRM-10



FN-G1200
Mikroskop cyfrowy G1200 z wyświetlaczem 7 cali, powiększenie ×1200, tryb foto/video



FN-DWS200-F245
Stacja lutownica 200 W z kolbą F245, FNIRSI DWS200



FN-1014D
Oscyloskop dwukanałowy 100 MHz; Generator sygnału DDS, FNIRSI 1014D

prenumerata

–20%
NA START
181,40 zł

–30%
po pierwszym roku prenumeraty
158,80 zł

–40%
po drugim roku prenumeraty
136,10 zł

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

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

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

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

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

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

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

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

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

Zyskaj nieograniczony dostęp do zasobów dla pasjonatów elektroniki!

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

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

ARCHIWUM

DIY PLUS
tylko dla prenumeratorów

Zacznij korzystać z pełnych zasobów już dziś!

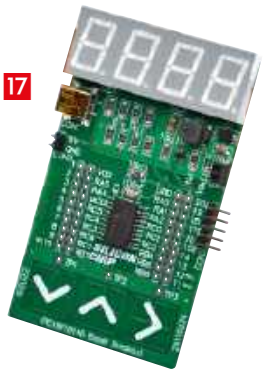
Zamów prenumeratę lub e-prenumeratę na www.UlubionyKiosk.pl/prenumerata
tel. 22 257 84 22 (godz. 10–14) | prenumerata@avt.pl | AVTKorporacja sp. z o.o. ul. Leszczynowa 11, 03-197 Warszawa
rachunek bankowy: 18 1050 1012 1000 0024 3173 1013

ELEKTRONIKA dla wszystkich

Lipiec 2025 • 7 (354)



8



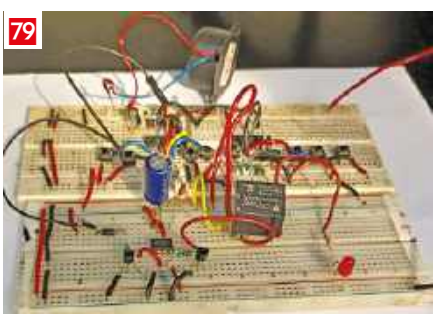
17



31



40



79

Projekty dla elektroników:

Miernik indukcyjności i pojemności Mk³ 8

Cyfrowa przetwornica podwyższająca (boost) ze stabilizacją napięcia 17

Używanie sterownika LED Buck-Boost

jako ładowarki lub przetwornicy napięciowej 24

Zasilacz stołowy 0...30 V, 0...2 A, część 2 31

Tutoriale:

Rekonstrukcja nadajnika radiowego Sputnika, część 1 40

Edukacja w EdW dla szkół i uczelni: Wykład 31 – Generatory funkcyjne 50

Audio OUT: Transformatory w elektroakustyce, część 2 62

Ekscytacje Maxa: Migające diody LED i śliniący się inżynierowie (22) 74

DIY dla wszystkich:

Sterowanie urządzeń elektrycznych za pomocą multi-przycisku 79

Elektronika dla Wszystkich – Junior:

Trzynaste spotkanie z najmłodszymi pasjonatami elektroniki 83

Na zdjęciu na okładce Dominik. Młodzi Entuzjaści Elektroniki, Szkoła Podstawowa nr 86, Wrocław

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

Nowy i ulepszony licznik Geigera – teraz z Wi-Fi! 90

Detektor zalania 90

Rubryki stałe:

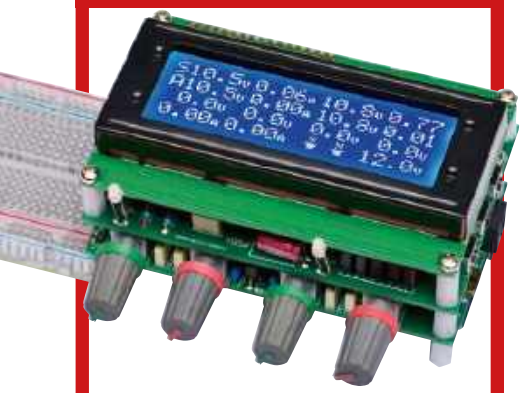
Prenumerata 3

Od redakcji 5

Poczta 6

eprasa.pl 7f12934a40

A za miesiąc w sierpniowym EdW



- **Zasilacz do płytki stykowej z dwoma niezależnymi kanałami**
  Wygodny, dwukanałowy zasilacz o regulowanym napięciu i ograniczeniu prądu, który można wpiąć bezpośrednio w szynę zasilania płytki stykowej. Dzięki kompaktowej konstrukcji, zasilaniu z USB lub gniazda DC oraz opcjonalnemu wyświetlaczowi z funkcją pomiaru napięcia i prądu, to znakomite narzędzie do prototypowania i testów.

- **Prosty odwracacz i podwajacz napięcia na NE555**
  Mała płytka, garść elementów i klasyczny timer 555 wystarczą, by zbudować uniwersalną przetwornicę napięcia. Może ona podwoić napięcie wejściowe (np. z 12 V uzyskać 24 V), wytworzyć napięcie ujemne bądź symetryczne (np. ± 8 V). Jest idealna do zasilania wzmacniaczy operacyjnych, przekaźników z cewką na wyższe napięcie lub tworzenia prostych źródeł symetrycznych. Prosto, tanio i zaskakująco skutecznie.

- **Adaptacyjna ładowarka Buck-Boost – więcej niż tylko przetwornica**
  Mały moduł zmienia klasyczną przetwornicę Buck-Boost w inteligentną ładowarkę do akumulatorów 12 V i 24 V – także $LiFePO_4$. Obsługuje fazy ładowania: szybkiego, doładowania, podtrzymania i przechowywania. Oferuje pełną konfigurację parametrów oraz kompensację temperaturową. Dzięki ekranowi OLED i przyciskom jest wygodna w obsłudze. Idealne rozwiązanie do mobilnych i stacjonarnych systemów zasilania oraz zastosowań warsztatowych.

- **Wartościowe Tutoriale**
- **Projekty DIY**
- **Juniorzy EdW złożą kolejny zestaw z serii AVTEDU**

W kioskach od 28 lipca

Lipiec z pasją i... chłodzeniem wodnym!



Lipiec to miesiąc kontrastów. Jedni z nas pakują plecaki i ruszają w góry, inni – wyczekanym, leniwym krokiem i z książką w ręku – udadzą się na hamak. Jeszcze inni... pojadą chłodzić się w morzu lub nad jeziorem. Znajdą się i tacy, którzy będą w tym czasie montować chłodzenie wodne do Raspberry Pi albo przeczeszą warsztat w poszukiwaniu elementów do zbudowania kolejnego projektu. Bo przecież wakacje to nie tylko czas wypoczynku – to też doskonały moment, by wrócić do projektów, na które w roku szkolnym czy akademickim brakowało czasu. I słusznie – bo lipcowy numer EdW to idealny kompan na letnie wieczory z elektroniką.

Zaczynamy z rozmachem – od nowoczesnego miernika L/C Mk³, który zachwyca precyzją i solidnością wykonania. Inspirowany legendarną konstrukcją Tektronix T130 z lat 50. pozwala mierzyć kondensatory i cewki w szerokim zakresie wartości, a jego kompaktowa forma, autokalibracja i wyświetlacz OLED czynią go idealnym narzędziem zarówno do domowego, jak i mobilnego warsztatu.

Kontynuujemy także nasz warsztatowy klasyk – zasilacz laboratoryjny 0…30 V/2 A. W tej części skupiamy się na finalnym montażu, testowaniu i kalibracji. To konstrukcja, która może stać się podstawą każdego domowego laboratorium – solidna, bezpieczna i precyzyjna, a jednocześnie na tyle prosta, że poradzi sobie z nią każdy średniozaawansowany elektronik.

Jeśli Twoim żywiołem są przetwornice, koniecznie zajrzyj do tekstu o module Buck-Boost, który może zarówno podnosić, jak i obniżać napięcie, działać jako ładowarka lub konwerter i współpracować z różnorodnymi źródłami zasilania. A jeśli preferujesz rozwiązania cyfrowe, zainteresuje Cię przetwornica typu boost zbudowana w oparciu o mikrokontroler – bez dedykowanego układu scalonego!

Mając na uwadze sugestie i prośby naszych Czytelników, publikujemy kolejny materiał o wzmacniaczach operacyjnych – w artykule poświęconym rodzinie MCP600x pokazujemy, jak zbudować szereg praktycznych układów działających przy niskich napięciach: od przedwzmacniacza mikrofonowego, przez mikser, po generator sinusoidalny. Idealne rozwiązanie dla projektów zasilanych z USB lub baterii!

A jeśli marzysz o konstrukcji bardziej… międzyplanetarnej – zapraszamy do odtworzenia sygnału legendarnego SPUTNIK-a 1. Autor bazując na historycznych źródłach, pokazuje, jak zbudować nadajnik wzorowany na D-200 – pierwszym radiowym nadajniku, jaki Ziemianie wysłali w kosmos. Projekt łączy elektronikę, historię i nutkę nostalgii – nie sposób się oprzeć.

Dla entuzjastów sztucznej inteligencji i robotyki – fascynujący tekst o głowach-robotach SMAD. Poznasz maszyny, którym dobrze z oczu patrzy, które widzą, słyszą i reagują – a nawet nadają wiadomości kodem Morse'a! Historia ich powstania to nie tylko pokaz technicznych możliwości, ale też przykład ogromnej pasji i wyobraźni autora.

Szukasz czegoś efektownego i praktycznego?

Zakładając, że wakacje są czasem mocno wyjazdowym, dla najmłodszych przygotowaliśmy tym razem coś lekkiego – opis budowy czterolistnej koniczynki LED. Mamy nadzieję, że przyniesie Wam ona szczęście podczas letnich wypadów w nieznane. Na przykład dobrą pogodę! Zielone diody LED, kilka kondensatorów, cztery tranzystory, garść rezystorów, schemat, i spragniony kolejnej elektronicznej wyprawy Junior z rozgrzaną lutownicą w dłoni – ot, przepis na czterolistne szczęście. Czego chcieć więcej?

Drodzy Czytelnicy – gdziekolwiek spędzacie lato: w warsztacie, pod namiotem, w cieniu drzew czy na tarasie z lutownicą w dłoni – niech ten numer będzie z Wami. Lutujcie, twórzcie, eksperymentujcie, uczcie się i bawcie dobrze. Młodszym – udanych wakacji, nieco starszym – satysfakcjonujących urlopów! Wszystkim – dobrego wypoczynku!

Mariusz Ciszewski

eprasa.pl 7f12934a40

Poczta

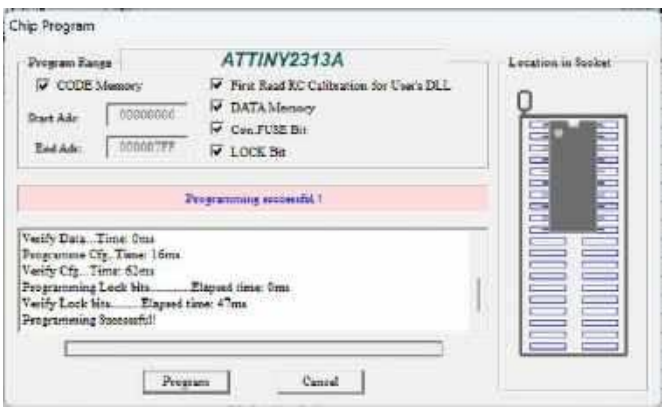
W rubryce „Poczta” zamieszczamy fragmenty listów od Czytelników. Szczególnie chętnie publikujemy komentarze do artykułów w bieżących wydaniach EdW oraz propozycje tematów artykułów, zadań i quizów.

TL866 i ATtiny2313 – sukces bez sukcesu?

Szanowna Redakcjo,

piszę do Was z problemem, który od kilku dni nie daje mi spać. Od lat mam programator TL866 (MiniPro), kupiony jeszcze w czasach, gdy to był nowy sprzęt, a AVR-y rządziły w każdym projekcie DIY. Sporadycznie z niego korzystałem – głównie do programowania ATmegi8 według gotowych projektów z internetu. I zawsze wszystko działało bez najmniejszych problemów.

*Tym razem chciałem zaprogramować ATtiny2313A. Układ wydaje się nowy (mam ich kilka sztuk, z różnych źródeł – Allegro, sklepy, nawet jeden ze starego zestawu uruchomieniowego). Programator bez mrugnięcia okiem melduje: „Programming successful!” – jak na załączonym zrzucie ekranu (**rysunek 1**).*



*Ale już po sekundzie, gdy klikam „Verify”, pojawia się błąd jak na rysunku poniżej (**rysunek 2**). A to by oznaczało, że zawartość w pamięci mikrokontrolera nie zgadza się z tym, co rzekomo zostało poprawnie zaprogramowane. Bufor trzyma np. 0x12, a z mikrokontrolera odczytywane jest 0x00.*



Próbowałem na wielu sztukach ATTiny2313, nic nie pomaga. Zawsze to samo.

*Dla porządku dodam, że fusebity ustawiłem jak w opisie do budowanego projektu (**rysunek 3**) – wszystko mam ustawione identycznie. Co jeszcze mogę robić nie tak?*

Zaczynam już wątpić w to co widzę. Czy to możliwe, że programator pokazuje sukces... ale niczego nie zapisał? Albo że układ się natychmiast „sam kasuje”? Przetestowałem chyba dziesięć układów, wszystkie zachowują się tak samo. Czy to jakiś znany przypadek



„fałszywego sukcesu”? A może nowoczesne klony ATtiny2313A nie współpracują z TL866 tak, jak oryginalne układy?

Naprawdę nie wiem, co o tym myśleć – ręce mi opadają. Czy Redakcja spotkała się kiedyś z takim problemem? A może któryś z czytelników miał podobne objawy?

Z poważaniem
Andrzej K. Olsztyn

Red. Szanowny Panie Andrzeju, dziękujemy za szczegółowy opis problemu oraz za dołączone zrzuty ekranu – pomogły nam bardzo szybko zlokalizować źródło trudności. Zwracamy uwagę na rysunek 3, przedstawiający ustawienia fusebitów i lockbitów. Zaznaczone są oba pola LB1 = 0 oraz LB2 = 0, co oznacza, że został ustawiony najostrzejszy wariant blokady dostępu do zawartości pamięci Flash. Innymi słowy: mikrokontroler ma zablokowany odczyt zawartości programu, nawet przez programator.

I to dokładnie wyjaśnia Pana przypadek:

– Podczas programowania, TL866 zapisuje dane do pamięci – i robi to w „ciemno”, zakładając, że zapis się udał (o tym niżej).

– Gdy Pan klika „Verify”, programator próbuje odczytać pamięć Flash i porównać ją z buforem.

– Ale ponieważ ustawione są lockbity, mikrokontroler nie pozwala na odczyt, więc zwraca zera lub inne „puste” dane – stąd błąd weryfikacji.

Sugerujemy wykonać operację Erase Chip, a następnie zaprogramować układ jeszcze raz – ale tym razem bez zaznaczania opcji LOCK BIT. Wówczas będzie pan mógł sprawdzić, czy dane faktycznie się zapisały.

Cieszymy się, że mimo trudności nie traci Pan ducha – i dziękujemy za inspirujący przykład, który może pomóc także innym Czytelnikom.

Redakcja

Mikrokontrolery

Droga Redakcjo

[…] *Zastanawiam się też, czy planujecie w przyszłości jakiś cykl poświęcony programowaniu mikrokontrolerów dla początkujących. Jest to temat, który bardzo mnie interesuje, a wiele dostępnych w sieci materiałów jest albo zbyt ogólnych, albo zbyt zaawansowanych. Taki przystępny kurs krok po kroku – osadzony w realnych, prostych projektach – z pewnością znalazłby wielu chętnych.* […]

Marcin J. z Wrocławia

Red. Drogi Marcinie, dziękujemy za zapytanie i pozdrowienia. Rzeczywiście od czasu do czasu pojawiają się zapytania o kursy. Czy to programowania mikrokontrolerów, czy projektowania płytek drukowanych. Nie obiecujemy i nie zapeszamy. Zobaczymy co uda się przygotować.

Redakcja

eprasa.pl 7f12934a40



AT-AD269S
Mikroskop cyfrowy
z ekranem 10 cali,
powiększenie do 5000×,
5 obiektywów i endoskop
ANDONSTAR AD269S-M



AT-AD409PRO
Mikroskop do lutowania
z profesjonalnym
metalowym stojakiem,
ekran 10,1 cala,
powiększenie do 300×, HDMI
ANDONSTAR AD409Pro

BESTSELLERY sklepu AVT – sklep.avt.pl

Mikroskopy cyfrowe dla elektroników

Rabat dla Czytelników EdW
przy zakupie podaj kod EdW2505MC
Kod ważny do 30.09.2025

-3%

Rabat dla Prenumeratorów EdW
przy zakupie podaj numer prenumeraty

-6%



AT-AD246S-M
Mikroskop cyfrowy 7 cali
z powiększeniem:
60...240×, 18...720×,
1560...2040×
ANDONSTAR AD246S-M



AT-AD407
Mikroskop cyfrowy 7 cali,
powiększenie do 270×
ANDONSTAR AD407



AT-AD249S-M
Mikroskop cyfrowy 10 cali
z powiększeniem:
60...240×, 18...720×, 1560...2040×
ANDONSTAR AD249S-M



AT-AD210
Mikroskop cyfrowy 5...260×
z wyświetlaczem 10,1 cala
ANDONSTAR AD210

Miernik indukcyjności i pojemności Mk³



Miernik indukcyjności i pojemności Mk³ to unowocześniona wersja bardzo starej konstrukcji – Tektroniksa T130 z lat 50. XX wieku. Umożliwia pomiar pojemności i indukcyjności w szerokim zakresie: od poniżej 1 pF do ponad 1,2 nF oraz od mniej niż 100 nH do ponad 2,5 mH. Wyniki pomiarów są prezentowane na wyświetlaczu OLED.

Do opracowania miernika LC zainspirowała mnie lektura cyklu artykułów poświęconych miernikowi LC Tektronix Type 130 z 1954 roku, opublikowanego w miesięczniku Vintage Workbench (czerwiec–sierpień 2020), autorstwa Alana Hampela (siliconchip.au/Series/346). W tamtych czasach była to imponująca konstrukcja inżynierska, w pełni oparta na technice analogowej.

Choć dziś dostępnych jest wiele niedrogich mierników LC, ich podstawową wadą jest ograniczona dokładność przy pomiarze bardzo małych wartości. Filtry radiowe (RF) często wymagają precyzyjnych pomiarów elementów o pojemności poniżej 10 pF, lub indukcyjności mniejszej niż 10 µH.

Konstrukcja Tektroniksa wykorzystywała generator odniesienia o częstotliwości 140 kHz (F_{REF}). Generator pomiarowy (F_{TEST}) był początkowo dostrajany do tej samej częstotliwości. Następnie, po dołączeniu kondensatora do obwodu rezonansowego lub cewki szeregowo z już istniejącą, częstotliwość generatora testowego ulegała obniżeniu.

Zmieszanie obu sygnałów dawało składowe o częstotliwościach $F_{REF} + F_{TEST}$ oraz $F_{REF} - F_{TEST}$. Wybierając tę drugą za pomocą filtra dolnoprzepustowego, model T-130 wykorzystywał pomysłowe rozwiązania analogowe do przekształcenia uzyskanego sygnału na odpowiadającą mu wartość pojemności lub indukcyjności, wskazywaną przez wskaźnik z ruchomą cewką. Urządzenie umożliwiało dokładny pomiar w zakresie od 1 pF do 300 pF oraz od 1 µH do 300 µH.

Należy pamiętać, że w tamtych czasach nie było jeszcze tranzystorów, dlatego wykorzystywano dostępne wówczas rozwiązania, czyli lampy elektronowe.

Mój pierwszy projekt miernika LC opierał się w dużej mierze na tych samych zasadach i działał całkiem dobrze, jednak miał pewne wady. Do ustawiania częstotliwości testowej przed pomiarem pojemności lub indukcyjności służyły dwa kondensatory nastawne – jeden do regulacji zgrubnej, drugi do precyzyjnej. Było to czasochłonne i niewygodne, dlatego dodałem funkcję automatycznego zerowania po włączeniu zasilania.

Dane techniczne miernika LC:
- Zakres pomiaru pojemności: 1 pF do ponad 1200 pF, rozdzielczość 0,1 pF
- Zakres pomiaru indukcyjności: 100 nH do ponad 2500 µH, rozdzielczość 10 nH dla wartości poniżej 10 µH
- Dokładność pomiaru: zazwyczaj lepsza niż ±2%
- Zasilanie: 3 × ogniwa AA
- Pobór prądu podczas pracy: ok. 35 mA
- Czas pracy na bateriach: do 72 godzin na nowych bateriach alkalicznych AA; urządzenie działa przy napięciu do 0,6 V na ogniwo
- Wyświetlacz: OLED, przekątna 0,96 cala (24 mm)

Materiały dodatkowe dostępne są na stronie Silicon Chip: https://tiny.pl/3hzpbtkf
Materiały dodatkowe są również dostępne na stronie elportal.pl/do-pobrania

Dodatkowym utrudnieniem była obecność dużego wyświetlacza LCD, który zastąpiłem wyświetlaczem OLED – takim samym, jakiego użyłem wcześniej w moim generatorze sygnału AM/FM DDS (Silicon Chip, maj 2022, siliconchip.au/Article/15306, EdW, styczeń 2025) oraz tłumiku RF 0…110 dB (Silicon Chip, lipiec 2022, siliconchip.au/Artykuł/15385, EdW, marzec 2025). Wyświetlacz OLED jest tańszy i pobiera znacznie mniej energii, dzięki czemu miernik może pracować przez wiele godzin na trzech ogniwach AA. Zastosowanie przetwornicy podwyższającej napięcie (step-up) pozwala na jego działanie aż do momentu, gdy napięcie całego zestawu baterii spadnie do 1,8 V (czyli 0,6 V na ogniwo). Przekłada się to na realne oszczędności w eksploatacji.

Po wprowadzeniu tych zmian powstał miernik, który działał poprawnie, jednak nadal miałem poczucie, że konstrukcja jest zbyt złożona i zawiera zbyt wiele elementów – w tym również takich, które trudno było zdobyć. Funkcja automatycznego zerowania trwała zbyt długo, a dokładność i rozdzielczość nie spełniały moich oczekiwań. Dodatkowym wyzwaniem była kalibracja urządzenia.

eprasa.pl 7f12934a40

Wszystkie te problemy udało mi się rozwiązać w finalnej wersji projektu. Odbiega ona nieco od pierwotnej koncepcji firmy Tektronix, ponieważ pomiar nie rozpoczyna się od określonej częstotliwości. Częstotliwość robocza ma obecnie znaczenie drugorzędne, ponieważ jej wpływ jest uwzględniany i eliminowany w obliczeniach. Zastosowano również układ samokalibracji, który zapewnia dokładność na poziomie około 2% w całym zakresie pomiaru pojemności.

Aktualny zakres pomiarowy pojemności to od 1 pF do ponad 1200 pF, z rozdzielczością 0,1 pF. Zakres pomiaru indukcyjności wynosi od 100 nH do ponad 2500 µH, przy rozdzielczości 10 nH dla wartości poniżej 10 µH.

Można zauważyć, że nowa koncepcja automatycznej kalibracji sprawia, iż działanie tego układu jest nieco zbliżone do naszego cyfrowego miernika LC opartego na Arduino, opisanego w czerwcu 2017 r. (siliconchip.au/Article/10676), który z kolei bazował na wcześniejszym cyfrowym mierniku LC o wysokiej dokładności (maj 2008 r., siliconchip.au/Article/1822).

W tamtych konstrukcjach zastosowano komparator w układzie generatora, co powodowało pewne problemy i ograniczenia. Jak się przekonasz, gdy przejdziemy do omawiania schematu, sposób realizacji tego miernika różni się nieco od poprzednich. Wykorzystuje on osobny generator oparty na inwerterze oraz mechanizm autokalibracji, co pozwala uzyskać lepszą dokładność w szerokim zakresie mierzonych wartości.

Dostępność komponentów

Pozyskiwanie komponentów sprawia czasem trudności, jednak dołożyłem starań, by w chwili pisania tego artykułu wszystkie elementy były dostępne w ofercie element14. Część z nich można również znaleźć u wielu sprzedawców na AliExpress, i to w bardzo przystępnych cenach. W niektórych przypadkach konieczny może być jednak zakup większych partii. Mimo to, ze względu na atrakcyjne ceny, warto rozważyć taką opcję.

Oczywiście, jak to bywa, licho nie śpi – i zanim artykuł trafił do druku, część kluczowych elementów zdążyła się wyprzedać. Na szczęście zorientowaliśmy się w porę i zdołaliśmy zabezpieczyć odpowiednią ilość, dlatego dostępny jest niemal kompletny zestaw (szczegóły w wykazie elementów). Jeśli więc nie masz możliwości samodzielnego skompletowania wszystkich niezbędnych elementów lub po prostu nie chcesz się tym zajmować, gotowy zestaw będzie wygodnym rozwiązaniem.

Wydajność

Jednym z głównych celów tego projektu było uzyskanie precyzyjnych odczytów dla cewek o niskiej indukcyjności. Filtry VHF zazwyczaj wymagają cewek o indukcyjności poniżej 1 µH.

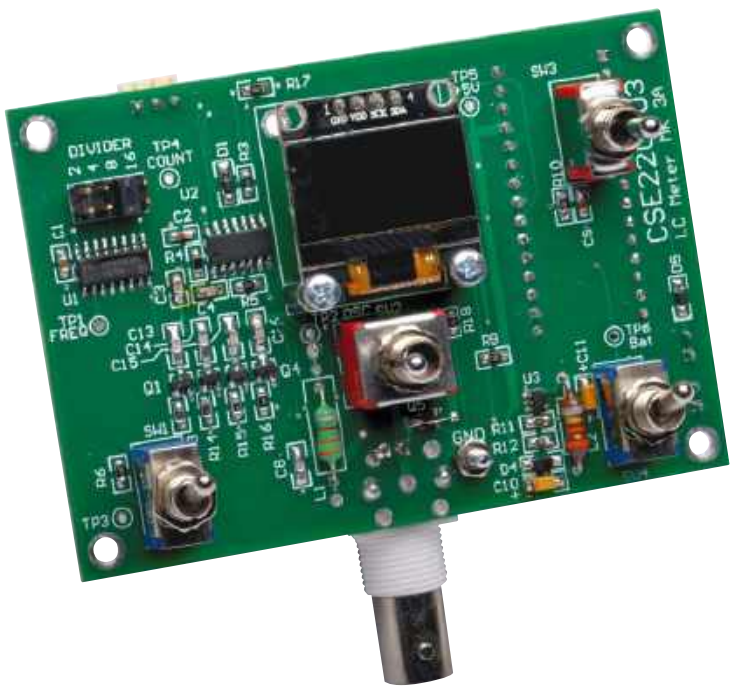
Posiadam zabytkowy miernik Q, model Meguro MQ-160. Konstrukcja tego urządzenia sięga lat 40. XX wieku, natomiast egzemplarz, który mam, został wyprodukowany w 1969 roku. Nadal działa całkiem przyzwoicie – pod warunkiem, że lampy są sprawne.

Do miernika MQ-160 dołączone było pudełko z 14 cewkami kalibracyjnymi o indukcyjnościach od 1 µH do 25 mH. To duże cewki z rdzeniem powietrznym, które śmiało można uznać za prawdziwe dzieła sztuki. Ich dokładność nie zmienia się z upływem czasu, dlatego nadal stanowią wiarygodny wzorzec.

Korzystając z pojedynczych oraz szeregowo łączonych cewek wzorcowych Meguro, uzyskałem dokładności przedstawione w **tabeli 1**.

Założyłem, że moje cewki wzorcowe mają odpowiednią dokładność, ponieważ w instrukcji do miernika Meguro nie podano szczegółowych informacji na temat ich tolerancji. Dokładność pomiaru pojemności kondensatorów zależy od tego, jak blisko wartości nominalnej znajdują się kondensatory kalibracyjne o tolerancji 1%, dlatego można przyjąć, że dokładność nie jest gorsza niż ±2% (a prawdopodobnie bliższa ±1%).

Przy częstotliwości pomiarowej 600 kHz lub niższej wszystkie cewki z rdzeniem ferrytowym wykazują zaniżone wartości, ponieważ przenikalność ferrytu maleje wraz ze spadkiem częstotliwości. Na przykład pomiar cewki o nominalnej indukcyjności 68 µH przy częstotliwości 572 kHz dał wynik



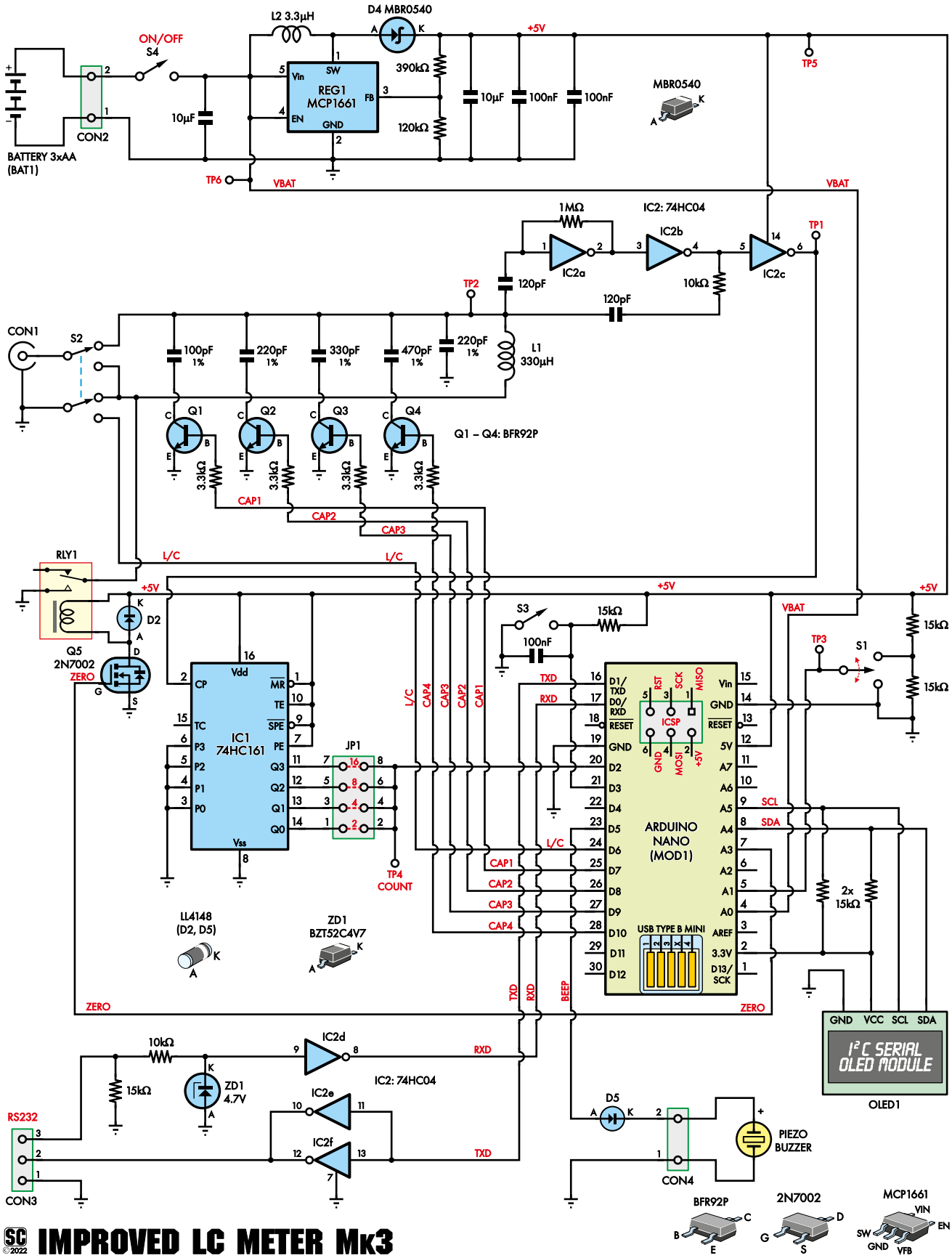
Prototyp nie zawiera przekaźnika ani powiązanych elementów w lewym dolnym rogu płytki, jednak, poza tym jest niemal identyczny z wersją finalną urządzenia

Tabela 1. Dokładność indukcyjności

Cewka Meguro	Zmierzona wartość
1,0 µH	0,98 µH
2,5 µH	2,53 µH
5,0 µH	4,88 µH
* 7,5 µH	7,35 µH
10 µH	9,94 µH
* 15 µH	14,2 µH
25 µH	24,4 µH
* 35 µH	34,6 µH
50 µH	49,8 µH
* 75 µH	75,1 µH
100 µH	99,8 µH
* 150 µH	148 µH
250 µH	254 µH
* 350 µH	357 µH
500 µH	492 µH
* 750 µH	750 µH
* 1000 µH	1009 µH
1250 µH	1250 µH
1500 µH	1484 µH
2500 µH	2498 µH

* wykonany przez połączenie szeregowe dwóch cewek (np. 150 µH = 100 µH szeregowo z 50 µH)

eprasa.pl 7f12934a40



IMPROVED LC METER Mk3

Rysunek 1. Główny generator zbudowany z inwerterów IC2a i IC2b. Jego częstotliwość zależy od zewnętrznego kondensatora lub cewki podłączonej do złącza CON1, a także od wbudowanych kondensatorów kalibracyjnych przełączanych przez tranzystory Q1...Q4. Cewka L1, używana podczas pomiaru indukcyjności, jest dołączana do masy za pomocą przekaźnika RLY1. Moduł Arduino Nano steruje generatorem, monitoruje jego częstotliwość, oblicza wartości pojemności lub indukcyjności i wyświetla wynik na małym ekranie OLED

eprasa.pl 7f12934a40

58,5 µH, natomiast dla cewki 1 µH rezultat był znacznie lepszy – przy 630 kHz uzyskano wartość 89 µH. W przypadku cewek z rdzeniem powietrznym częstotliwość pomiarowa nie ma istotnego wpływu na wynik – odczyty pozostają stabilne.

Szczegóły schematu

Schemat miernika LC przedstawiono na **rysunku 1**. Układ oparto na generatorze Franklina, zbudowanym z dwóch inwerterów układu 74HC04 – IC2a oraz IC2b. Rezystor o wartości 1 MΩ, włączony w pierwszym inwerterze, służy do jego linearyzacji, dzięki czemu element ten działa jak wzmacniacz odwracający o bardzo dużym wzmocnieniu. Drugi inwerter ponownie zmienia fazę sygnału, co jest niezbędne do wzbudzenia oscylacji.

Dla nominalnej wartości wbudowanej cewki 330 µH (L1) oraz kondensatora 220 pF układ generuje sygnał o częstotliwości około 630 kHz. Zakres roboczy jest dość szeroki – taki generator nadal będzie niezawodnie pracował nawet po dodaniu ponad 1200 pF w obwodzie strojenia lub cewki o indukcyjności do 2,5 mH w układzie szeregowym.

Jedną z zalet tej konfiguracji jest fakt, że sygnał wyjściowy z IC2b zmienia się w pełnym zakresie – od poziomu masy do napięcia zasilania. Oznacza to, że nie jest potrzebny dodatkowy, szybki wzmacniacz operacyjny, który podnosiłby poziom sygnału do zakresu możliwego do łatwego pomiaru przez mikrokontroler.

Cztery tranzystory Q1...Q4 przełączają dodatkowe kondensatory w obwodzie strojenia. Kondensatory te mają tolerancję 1%, a dzięki zastosowaniu odpowiednich kombinacji równoległych uzyskuje się dziesięć punktów kalibracyjnych. Zastosowane w tym miejscu tranzystory BFR92P charakteryzują się bardzo małymi pojemnościami kolektor–baza i kolektor–emiter – typowo odpowiednio 0,4 pF i 0,23 pF – dzięki czemu praktycznie nie wpływają na dokładność pomiaru.

Rezystory bazowe tych tranzystorów mają wartość 3,3 kΩ, a po podaniu napięcia 5 V tranzystory przechodzą w stan nasycenia, zapewniając niskoimpedancyjne połączenie masy dla kondensatorów.

Aby możliwy był pomiar indukcyjności, konieczne jest zapewnienie „zerowego punktu odniesienia". Odbywa się to poprzez połączenie cewki L1 z masą, a dopiero potem wykonywany jest pomiar częstotliwości generatora. We wczesnej wersji mojego projektu do tego celu użyłem tranzystor NPN, jednak przy indukcyjności testowanej cewki zbliżającej się do 1000 µH napięcie na wyłączonym tranzystorze było na tyle wysokie, że jego złącze spolaryzowane zaporowo zaczynało przewodzić, co prowadziło do zniekształcenia sygnału.

Problem ten udało się rozwiązać dzięki zastosowaniu niewielkiego przekaźnika (RLY1). Dzięki temu układ umożliwia pomiary cewek o indukcyjności sięgającej co najmniej 2,5 mH.

Przełącznik dwutorowy, dwupozycyjny (DPDT), oznaczony jako S2, pozwala wybrać tryb pomiaru: pojemności (pozycja górna) lub indukcyjności (pozycja dolna). W trybie pomiaru pojemności badany element (DUT, ang. Device Under Test) włączany jest równolegle do zestrojonego obwodu, natomiast w trybie pomiaru indukcyjności – szeregowo. W obu przypadkach prowadzi to do obniżenia częstotliwości oscylacji.

Ponieważ częstotliwość oscylacji jest zbyt wysoka, by mikrokontroler mógł ją dokładnie zmierzyć, stosowany jest licznik binarny 74HC161, który obniża częstotliwość do wartości poniżej 100 kHz. Na wczesnym etapie projektowania nie było jasne, jaki współczynnik podziału będzie wymagany, dlatego zastosowano zworkę JP1, umożliwiającą wybór dzielenia przez 2, 4, 8 lub 16. W finalnej wersji układu wykorzystano podział przez 8.

Mikrokontroler i wyświetlacz

Zastosowany mikrokontroler to ATmega 328P, osadzony w module Arduino Nano (MOD1). Został wybrany ze względu na niską cenę oraz szeroką dostępność u wielu dostawców, w tym na eBayu i AliExpress. Dodatkowo znacząco upraszcza on konstrukcję całego układu.

Do pomiaru częstotliwości sygnału z generatora wykorzystywany jest pin przerwania INT0 (pin 20). W przypadku pomiarów pojemności zliczanie impulsów odbywa się w oknie czasowym trwającym 250 ms. Dla

Obliczanie wartości cewki

Ponieważ indukcyjność cewki L1 zmienia się wraz z częstotliwością testową – na skutek zmiennej przenikalności rdzenia ferrytowego – nie możemy polegać na jej wartości nominalnej. Aby uzyskać dobre oszacowanie indukcyjności w obwodzie generatora, musimy wykonać odpowiednie obliczenia.
Pojemność obwodu to 220 pF plus pojemność pasożytnicza – nazwijmy ją C_1. Wiemy, że:

$$L = \frac{1}{\omega_1^2 C_1}$$

gdzie $\omega = 2\pi f$ (f – częstotliwość generatora).

Częstotliwość rezonansowa zmieni się, jeśli dodamy pojemność C_2 równolegle do C_1. Dopóki nowa częstotliwość nie różni się zbytnio od pierwotnej, wartość indukcyjności pozostaje zbliżona do tej samej. Wówczas nowe równanie przyjmuje postać:

$$L = \frac{1}{\omega_2^2 (C_1 + C_2)}$$

Łącząc oba równania, otrzymujemy:

$$\omega_2^2 \times (C_1 + C_2) = \omega_1^2 \times C_1$$

Wyrażenie to można przekształcić:

$$\frac{C_1 + C_2}{C_1} = \left(\frac{\omega_1}{\omega_2}\right)^2$$

A dalej:

$$C_1 = \frac{C_2}{\left(\frac{\omega_1}{\omega_2}\right)^2 - 1}$$

Ponieważ współczynniki 2π w ω_1 i ω_2 znoszą się, ostatecznie otrzymujemy:

$$C_1 = \frac{C_2}{\left(\frac{f_1}{f_2}\right)^2 - 1}$$

Aby ułatwić obliczenia z użyciem 32-bitowej arytmetyki całkowitej, mnożymy licznik i mianownik po prawej stronie przez f_2^2, co daje równoważne równanie:

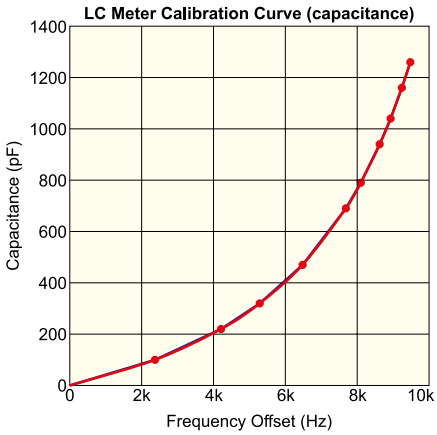
$$C_1 = {f_2}^2 \times \frac{C_2}{{f_1}^2 - {f_2}^2}$$

W naszym przypadku wartość dodanej pojemności C_2 jest znana, a pomiar częstotliwości f_1 i f_2 pozwala wyznaczyć C_1. Na tej podstawie możemy obliczyć L zgodnie z pierwszym równaniem lub w uproszczonej wersji, ze wzoru:

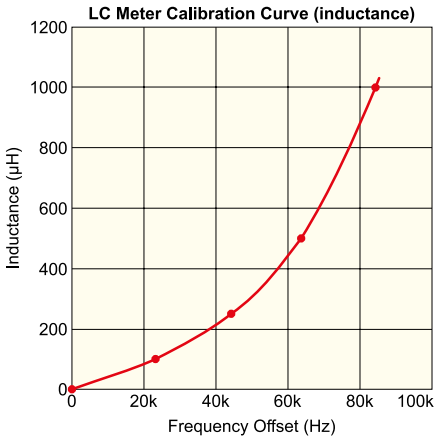
$$L = \frac{25330}{f^2 C}$$

Obliczenia te są wykonywane podczas kalibracji po włączeniu zasilania, przy czym C_2 to kondensator kalibracyjny 100 pF. Fakt, że zmierzone częstotliwości są podziałami rzeczywistych częstotliwości nie ma znaczenia – ponieważ stosunek pozostaje niezmienny.

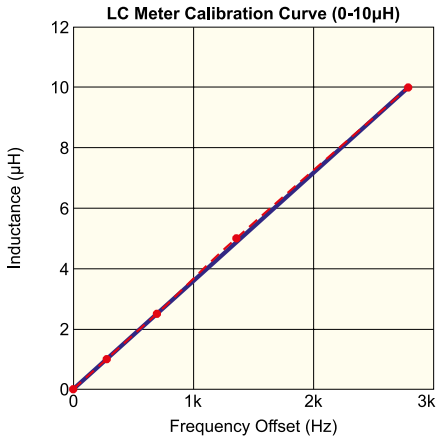
eprasa.pl 7f12934a40



Rysunek 2. Wykres zależności przesunięcia częstotliwości generatora od wartości pojemności zewnętrznej. Odczyt przesunięcia częstotliwości z tego wykresu pozwala określić pojemność podłączonego kondensatora. Zależność tę można precyzyjnie aproksymować wielomianem trzeciego stopnia, jednak interpolacja liniowa pomiędzy zaznaczonymi punktami zapewnia wystarczającą dokładność dla typowych zastosowań



Rysunek 3. Krzywa zależności indukcyjności od przesunięcia częstotliwości przypomina wykres pojemności przedstawiony na rysunku 2, jednak do uzyskania odpowiedniego dopasowania wymaga zastosowania funkcji kwadratowych w większości przedziałów. Wyjątkiem jest zakres 0 µH...10 µH, który charakteryzuje się wystarczająco liniowym przebiegiem



Rysunek 4. Zbliżenie fragmentu wykresu z rysunku 3 w zakresie 0 µH...10 µH, przedstawiające porównanie rzeczywistej krzywej z jej liniowym przybliżeniem. Błędy wynikające z takiego uproszczenia są niewielkie i pozostają bez znaczącego wpływu w porównaniu z innymi źródłami niepewności pomiarowej

pomiarów indukcyjności okno to zostaje wydłużone do dwóch sekund, co pozwala uzyskać odpowiednią rozdzielczość – do 10 nH.

Wyświetlacz OLED jest sterowany za pomocą dwuliniowego interfejsu szeregowego I²C. Linie magistrali mają charakter otwartego drenu, dlatego nie jest wymagana konwersja poziomów napięć – wystarczą rezystory podciągające o wartości 15 kΩ, dołączone do napięcia +3,3 V. Rezystancje te są wyższe niż typowe 4,7 kΩ, co dodatkowo zmniejsza pobór prądu. Dzięki krótkim ścieżkom na płytce nie występują problemy z zakłóceniami, mimo niższego prądu polaryzacji.

Jedno z wejść analogowych mikrokontrolera służy do pomiaru napięcia baterii, natomiast drugie wykorzystano do wykrywania położenia trójpozycyjnego przełącznika funkcyjnego S1.

Przycisk chwilowy S3 służy do uruchamiania procedury kalibracji pojemności lub pomiaru indukcyjności.

Złącze CON4 stanowi opcjonalne wyjście do podłączenia brzęczyka. Sygnał dźwiękowy jest emitowany po zakończeniu procesu kalibracji. Ponieważ jest to jedyna funkcja brzęczyka, jego podłączenie nie jest konieczne. Dioda szeregowa pełni funkcję zabezpieczającą – złącze CON4 ma taki sam układ pinów jak wejście zasilania bateryjnego, a przypadkowe podłączenie baterii do niewłaściwego gniazda (bez zastosowanej diody) mogłoby doprowadzić do uszkodzenia mikrokontrolera!

W moich projektach zwykle dodaję uproszczony interfejs RS-232, umożliwiający testowanie i debugowanie oprogramowania układowego. W tym przypadku zastosowano trzy nieużywane inwertery z układu 74HC04, z czego dwa połączono równolegle na wyjściu TX, aby zapewnić odpowiednią wydajność prądową. Parametry transmisji szeregowej to 38400 b/s, 8 bitów danych, 1 bit stopu, bez parzystości (38400,8,1,n). Przesyłanych jest wiele komunikatów diagnostycznych, które pozostawiłem w kodzie, ponieważ nie wpływają one negatywnie na działanie urządzenia.

Zasilanie

REG1 to przetwornica podwyższająca napięcie, oparta na układzie MCP1661 lub MP1541. Może ona pracować przy napięciu wejściowym poniżej 2 V, a mimo to zapewniać wymagane napięcie wyjściowe 5 V. Dwa ogniwa wystarczą, by zasilić układ. Przy zastosowaniu trzech ogniw AA minimalne napięcie wynosi mniej niż 0,7 V na ogniwo. Do zasilania miernika LC możesz więc wykorzystać te baterie, które przestały już działać w myszce lub innym sprzęcie – i tym samym zaoszczędzić.

REG1 pracuje, przełączając swój pin sterujący (pin 1) w stan niski w impulsach o częstotliwości 500 kHz. Gdy pin ten znajduje się w stanie niskim, prąd przepływa z baterii przez cewkę L2 do masy, ładując jednocześnie pole magnetyczne w L2.

Po wyłączeniu tranzystora przełączającego (czyli gdy pin 1 przestaje być w stanie niskim), energia zgromadzona w cewce przepływa przez diodę L2 i diodę Schottky'ego D4 do szyny zasilającej 5 V, zasilając układ i ładując kondensatory filtrujące oraz odsprzęgające. Gdy pole magnetyczne w cewce zanika, napięcie na anodzie diody D4 wzrasta powyżej napięcia baterii.

Poprzez regulację współczynnika wypełnienia impulsów, REG1 utrzymuje napięcie na wyprowadzeniu VFB (sprzężenie zwrotne) bliskie 1,227 V. Dzielnik napięcia złożony z rezystorów 390 kΩ i 120 kΩ ustala końcowe napięcie wyjściowe według zależności:

$$1{,}227\ \text{V} \times (390\ \text{k}\Omega + 120\ \text{k}\Omega) \div 120\ \text{k}\Omega = 5{,}215\ \text{V}.$$

Obliczenia pomiarowe

Częstotliwość obwodu rezonansowego określają wzory:

$C = \frac{1}{\omega^2 L}$ oraz $L = \frac{1}{\omega^2 C}$, gdzie $\Omega = 2\pi f$.

Dla pojemności C wyrażonej w pikofaradach (pF), indukcyjności L w µH, a częstotliwości f w megahercach (MHz), wzory te upraszczają się do użytecznych zależności: $C = \frac{25330}{f^2 L}$ oraz $L = \frac{25330}{f^2 C}$.

Jeśli znamy indukcyjność (np. zmierzoną na podstawie częstotliwości rezonansowej), możemy obliczyć odpowiadającą jej pojemność. Napotykamy jednak dwa problemy.

Po pierwsze, cewka o precyzyjnie znanej wartości jest trudno dostępna – typowe elementy mają tolerancję rzędu ±5%. Po drugie, większość takich cewek ma rdzeń ferrytowy, a jak wspomniano wcześniej, przenikalność ferrytu silnie zależy od częstotliwości. Zastosowanie cewki z rdzeniem powietrznym również nie jest praktyczne, ponieważ tego typu cewka ma spore gabaryty.

W tym miejscu z pomocą przychodzi technika kalibracji, która umożliwia dokładny pomiar. Po włączeniu zasilania częstotliwość generatora jest najpierw mierzona przy wyłączonych tranzystorach Q1...Q4. Pozwala to określić częstotliwość pracy bez dodatkowej pojemności.

eprasa.pl 7f12934a40

Następnie, przełączając tranzystory w różnych kombinacjach, uzyskuje się kolejne punkty kalibracyjne odpowiadające pojemnościom: 100 pF, 220 pF, 320 pF, 470 pF, 690 pF, 790 pF, 940 pF, 1040 pF, 1160 pF i 1260 pF.

Na **rysunku 2** przedstawiono krzywą uzyskaną na podstawie punktów kalibracyjnych, wyrażoną jako zależność częstotliwości od pojemności, z odniesieniem względem wartości przy zerowej pojemności. Teoretycznie możliwe jest opisanie tej krzywej za pomocą równania wielomianowego, jednak uzyskanie odpowiedniej dokładności wymaga zastosowania wielomianu trzeciego stopnia. Ma on postać: $C\,(\mathrm{pF}) = a{\cdot}f^3 + b{\cdot}f^2 + c{\cdot}f + d$, przy czym $d = 0$.

Pierwszy składnik wyrażenia (f^3) generuje bardzo duże wartości liczbowe, przekraczające zakres 32-bitowych obliczeń na liczbach całkowitych. Istnieją sposoby obejścia tego problemu, np. poprzez odpowiednie sekwencjonowanie działań matematycznych, ale w tym projekcie zdecydowałem się na prostsze rozwiązanie. Ponieważ pomiędzy kolejnymi punktami kalibracyjnymi krzywa nie wykazuje dużych zmian nachylenia, interpolacja liniowa zapewnia wystarczającą dokładność.

Pomiary pojemności są wykonywane cyklicznie, w odstępach około pół sekundy. Rozdzielczość pomiaru wynosi 0,1 pF dla wartości poniżej 200 pF. Dla większych pojemności wyświetlana jest tylko część całkowita, ponieważ ułamkowe składowe nie są wystarczająco dokładne, by miały istotne znaczenie.

Pomiary indukcyjności

Pomiary indukcyjności przebiegają nieco inaczej niż pomiary pojemności. W tym przypadku nie dysponujemy wygodą w postaci wbudowanych cewek wzorcowych, ponieważ dokładne elementy tego typu musiałyby mieć rdzeń powietrzny, co czyniłoby je zbyt dużymi do praktycznego zastosowania.

W celu kalibracji zmierzyłem częstotliwość generatora dla każdej z cewek wzorcowych dołączonych do mojego miernika Meguro Q-Meter – aż do wartości 2500 µH, co stanowi granicę zbliżoną do praktycznego zakresu pomiarowego układu. Uzyskana w ten sposób charakterystyka kalibracyjna przypomina tę stosowaną przy pomiarach pojemności.

Krzywą tę można również aproksymować za pomocą wielomianu trzeciego stopnia według zależności:

$$L = 20{,}12{\cdot}f^3 - 50{,}8{\cdot}f^2 + 0{,}0045{\cdot}f$$

gdzie:
C – pojemność w pikofaradach (pF),
L – indukcyjność w µH,
f – częstotliwość w megahercach (MHz).

Podobnie jak w przypadku pomiaru pojemności, zastosowanie wielomianu trzeciego stopnia znacznie komplikuje obliczenia z wykorzystaniem 32-bitowych liczb całkowitych. Dlatego krzywą kalibracyjną podzieliłem na kilka przedziałów, z których niektóre przybliżono funkcjami kwadratowymi – jak pokazano na **rysunku 3**. W pakiecie do pobrania, dołączonym do tego projektu, umieszczono arkusz kalkulacyjny zawierający wszystkie niezbędne obliczenia.

Odcinek charakterystyki w zakresie 0 µH...10 µH jest tak bliski linii prostej, że można go z dużą dokładnością opisać równaniem liniowym (**rysunek 4**). Na tej podstawie można oszacować spodziewaną rozdzielczość przy pomiarze małych wartości indukcyjności. Aby ją osiągnąć, generator musi wykazywać odpowiednią stabilność w czasie pomiaru, który trwa cztery sekundy. W praktyce odczyty pozostają stabilne, a wartość 10 nH nie zmienia się między kolejnymi pomiarami.

Należy pamiętać, że krzywa kalibracyjna zależy od rzeczywistej indukcyjności cewki L1, dlatego konieczne jest jej skorygowanie. Wymaga to uprzedniego pomiaru indukcyjności cewki L1, przeprowadzanego zgodnie z opisem zawartym w sekcji „Obliczanie indukcyjności cewki na płytce".

Aby zwiększyć dokładność, zmierzona wartość jest porównywana z tą, która została użyta podczas tworzenia prototypu. Na tej podstawie odpowiednio korygowane są odczyty przesunięcia częstotliwości.

Oprogramowanie układowe

Program sterujący został napisany w języku BASCOM (czyli BASIC dla mikrokontrolerów AVR), który charakteryzuje się prostą składnią i łatwością implementacji. Zajmuje nieco ponad połowę dostępnej pamięci Flash mikrokontrolera ATmega328, której całkowita pojemność wynosi 32 kB.

Osoby zainteresowane szczegółami działania programu mogą pobrać i przeanalizować jego kod źródłowy, dołączony do materiałów projektu.

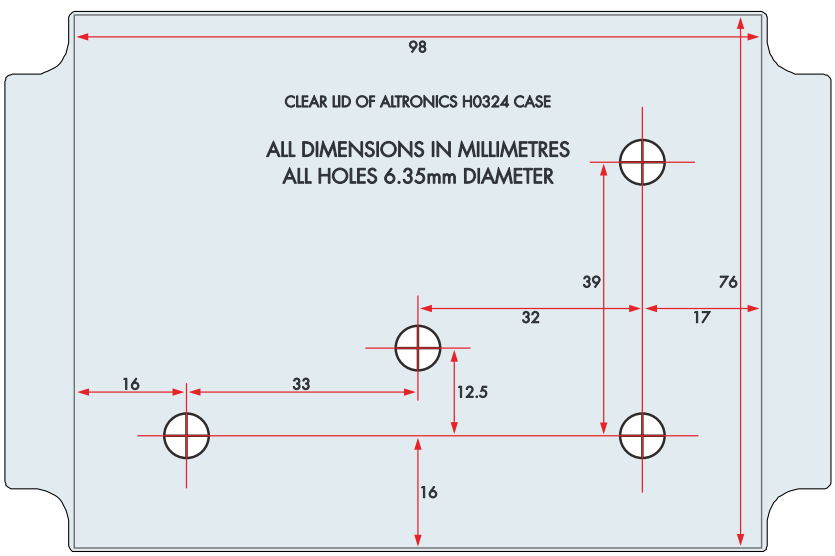
Przygotowanie obudowy

W urządzeniu zastosowano obudowę firmy Ritec (Altronics, kat. H0324) z przezroczystą pokrywą. Pokrywa ta posiada delikatnie zagłębione okno o wymiarach 98 mm × 76 mm. Wymiary otworów podane na **rysunku 5** odnoszą się właśnie do tego obszaru.

Ze względu na to, że przezroczysta część pokrywy wykonana jest z kruchego tworzywa, podczas trasowania otworów należy zachować szczególną ostrożność. Uderzenie punktakiem może doprowadzić do pęknięcia materiału. Również podczas wiercenia należy unikać wysokich obrotów – zalecane jest użycie wiertarki wolnoobrotowej. Najlepsze i najdokładniejsze efekty daje zastosowanie wiertła stopniowego.

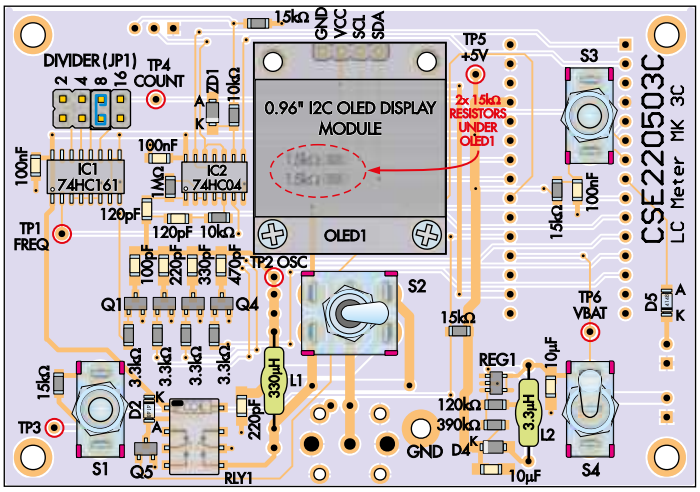
Ponieważ otwory muszą być wykonane z dużą precyzją, w pierwszej kolejności należy wyznaczyć położenie lewego dolnego otworu w odległości 16 mm od krawędzi przezroczystego okna. Otwór ten należy nawiercić wiertłem o średnicy 3 mm i przykręcić do niego nieobłożoną płytkę drukowaną za pomocą śruby M3 i nakrętki.

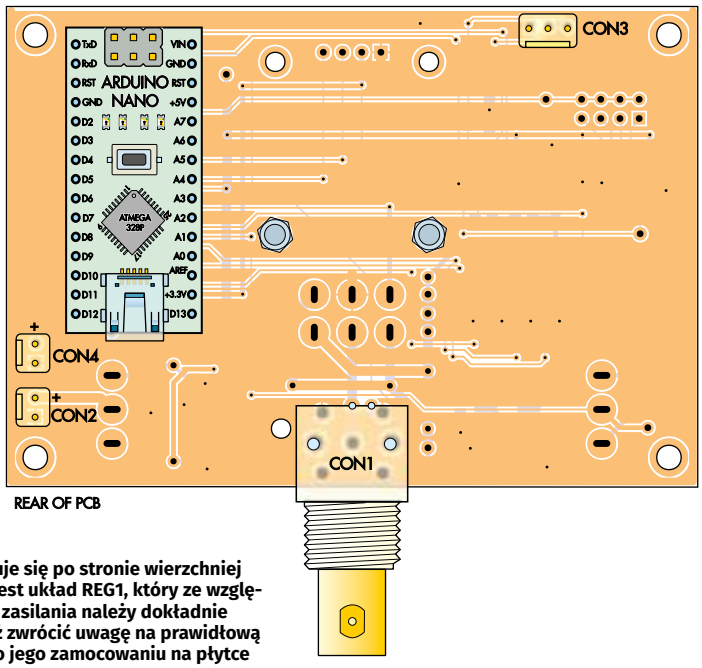
Następnie, ustawiając płytkę PCB dokładnie prostopadle, można przystąpić do wiercenia pozostałych otworów – najlepiej na osi



Rysunek 5. Rozmieszczenie otworów w przezroczystej pokrywie plastikowej obudowy typu H0324. Rysunek można skopiować lub pobrać ze strony internetowej Silicon Chip i wydrukować w skali 1:1, aby wykorzystać go jako szablon do wiercenia. Zobacz komentarz na końcu artykułu dotyczący możliwości pominięcia jednego z otworów i przełącznika

eprasa.pl 7f12934a40





Rysunek 6 i 7. Większość elementów SMD oraz pozostałych komponentów znajduje się po stronie wierzchniej płytki. Jedynym elementem wymagającym szczególnej uwagi podczas montażu jest układ REG1, który ze względu na drobny raster może sprawiać trudności przy lutowaniu. Przed włączeniem zasilania należy dokładnie sprawdzić wszystkie jego połączenia lutowane. Podczas montażu należy również zwrócić uwagę na prawidłową orientację układów scalonych, przekaźnika, diod oraz modułu Arduino Nano – po jego zamocowaniu na płytce

przełączników. Alternatywnie, można posłużyć się rysunkiem 5 jako szablonem do zaznaczenia położenia czterech otworów, które należy wywiercić, a następnie rozwiercić je do średnicy 6,35 mm (¼ cala) lub 6,5 mm.

Warto również zwrócić uwagę, że przezroczyste okno ma centralną wypukłość, która może kolidować z wyświetlaczem OLED umieszczonym bezpośrednio za nim. W tym miejscu również należy wykonać otwór o średnicy 6,35 mm lub 6,5 mm, aby zapewnić odpowiedni odstęp i uniknąć naprężeń.

Konstrukcja

Miernik LC można zbudować na dwustronnej płytce drukowanej o wymiarach 91,5 mm × 63,5 mm, oznaczonej kodem CSE220503C. Elementy rozmieszczone są po obu stronach płytki – złącza oraz moduł Arduino Nano znajdują się po stronie spodniej, co pokazano na rysunkach montażowych (**rysunek 6** i **7**).

Jedynym układem SMD o drobnym rastrze zastosowanym w projekcie jest przetwornica podwyższająca MCP1661. Ponieważ jest to układ pięcionóżkowy, jego orientacja montażowa jest łatwa do rozpoznania. Zaleca się, aby przylutować go w pierwszej kolejności, a dopiero potem zamontować pozostałe układy scalone.

Wykaz elementów:

1 dwustronna płytka drukowana, kod: CSE220503C, 91,5 mm × 63,5 mm
1 szczelna obudowa ABS z przezroczystą pokrywą, 125 mm × 85 mm × 55 mm, klasa szczelności IP65 (Altronics H0324)
1 etykieta na panel przedni, 98 mm × 76 mm
1 moduł mikrokontrolera Arduino Nano (MOD1)
1 moduł wyświetlacza OLED, 0,96 cala, interfejs I²C, kontroler SSD1306 (OLED1) [SC6176 (cyan)]
1 przekaźnik SMD Omron G6K-2F-Y-DC5 V (RLY1)
1 cewka osiowa 330 µH RF (L1)
1 cewka osiowa 3,3 µH RF (L2)

Przełączniki:
1 miniaturowy przełącznik SPDT (trójpozycyjny), montaż przewlekany (S1) [Altronics S1330; odpowiednik do montażu THT: S1332]
1 miniaturowy przełącznik DPDT on-on, montaż przewlekany (S2) [Altronics S1345; odpowiednik do montażu THT: S1350]
1 miniaturowy przełącznik chwilowy SPDT z wyłącznikiem środkowym (S3), montaż przewlekany [Altronics S1340; odpowiednik THT: S1333]
1 miniaturowy przełącznik SPDT on-on (S4), montaż przewlekany [Altronics S1310; odpowiednik THT: S1315]

Złącza i mechanika:
1 złącze BNC kątowe do montażu na PCB (CON1) [Altronics P0529]
2 gniazda 2-pinowe spolaryzowane (CON2, CON4) z dopasowanymi wtykami
1 3-pinowe spolaryzowane złącze szpilkowe (CON3 – opcjonalne, do debugowania)
1 4-pinowe gniazdo (dla wyświetlacza OLED)
2 listwy goldpin 14- lub 15-pinowe (opcjonalne, do montażu Arduino Nano)
1 złącze 2×4 piny, raster 2,54 mm (JP1)
1 zworka (do JP1)
2 tulejki dystansowe 8 mm (dla wyświetlacza OLED)
2 śruby M2 × 12...16 mm z nakrętkami (montaż wyświetlacza OLED)
1 uchwyt na trzy ogniwa AA z przewodami elastycznymi (BAT1)
3 ogniwa AA (zalecane alkaliczne)
1 taśma dwustronna piankowa, dł. 200 mm (do zamocowania uchwytu baterii)
1 adapter BNC z zaciskami śrubowymi (opcjonalny, do pomiaru elementów)
1 brzęczyk piezoelektryczny do montażu w obudowie (opcjonalny) [Altronics S6109, Jaycar AB3462]

Półprzewodniki:
1 licznik binarny synchroniczny 74HC161D lub 74AC161D, SOIC-16 (IC1)
1 układ z inwerterami 74HC04D lub 74AC04D, SOIC-14 (IC2)
1 przetwornica podwyższająca MCP1661T-E/OT (lub MP1541DJ-LF-P), SOT-23-5 (REG1)
4 tranzystory NPN o małej pojemności wejściowej BFR92P, SOT-23 (Q1...Q4)
1 tranzystor MOSFET N-kanałowy 2N7002, 60 V / 115 mA, SOT-23 (Q5)
1 dioda Zenera BZT52C4V7, 4,7 V / 500 mW, SOD-123 (ZD1 – opcjonalnie)
2 diody sygnałowe LL4148, 75 V / 500 mA, SOD-80 (D2, D5)
1 dioda Schottky'ego MBR0540, 50 V / 500 mA, SOD-123 (D4)

Kondensatory: (ceramiczne SMD, rozmiar M2012/0805)
2 × 10 µF, 16 V, X5R
3 × 100 nF, 50 V, X7R
1 × 470 pF, 50 V, NP0/C0G, 1%
1 × 330 pF, 50 V, NP0/C0G, 1%
2 × 220 pF, 50 V, NP0/C0G, 1%
2 × 120 pF, 50 V, NP0/C0G, 5%
1 × 100 pF, 50 V, NP0/C0G, 1%

Rezystory: (SMD M2012/0805, tolerancja 1%)
1 × 1 MΩ
1 × 390 kΩ
1 × 120 kΩ
6 × 15 kΩ
2 × 10 kΩ
4 × 3,3 kΩ

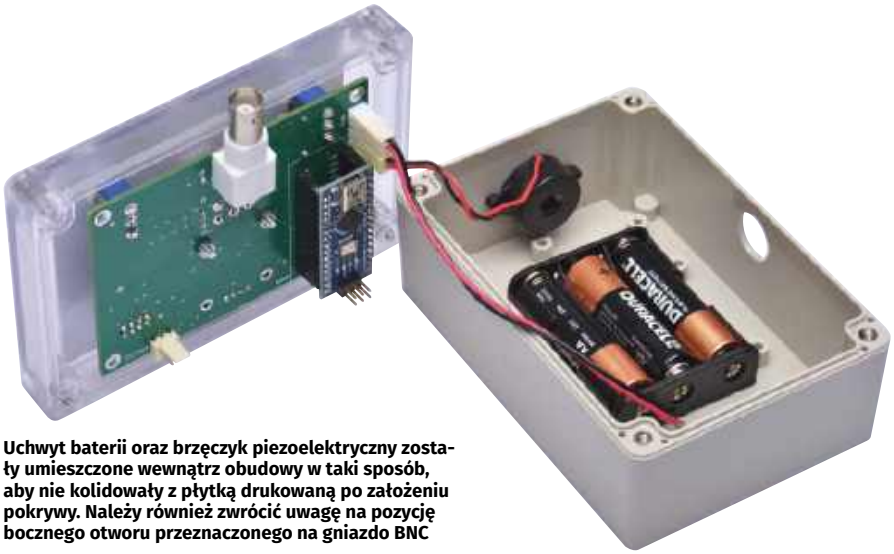
Opcjonalna płytka zasilacza:
1 dwustronna płytka drukowana CSE200603, 33 mm × 20,5 mm
1 złącze krawędziowe SMA
1 gniazdo 6-pinowe
1 krótki kabel SMA–BNC



Opcjonalna płytka adaptera ułatwia testowanie komponentów

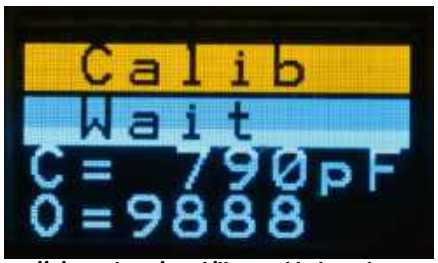
Zestaw (SC6544) zawiera wszystkie elementy z powyższego wykazu (z wyjątkiem opcjonalnych), poza obudową, ogniwami AA i etykietą na panel przedni.

eprasa.pl 7f12934a40



Uchwyt baterii oraz brzęczyk piezoelektryczny zostały umieszczone wewnątrz obudowy w taki sposób, aby nie kolidowały z płytką drukowaną po założeniu pokrywy. Należy również zwrócić uwagę na pozycję bocznego otworu przeznaczonego na gniazdo BNC





Poniżej przedstawiono kilka przykładowych zrzutów ekranu ilustrujących działanie miernika LC Mk³

Przed przylutowaniem nałóż cienką warstwę topnika na wyprowadzenia układu, a następnie przylutuj jeden pin, po czym dokładnie sprawdź, czy pozostałe nóżki są prawidłowo ustawione na padach lutowniczych – najlepiej przy pomocy lupy. W razie potrzeby ponownie podgrzej przylutowany pin i delikatnie przesuń układ na właściwe miejsce. Gdy pozycja będzie prawidłowa, przylutuj pozostałe wyprowadzenia.

Po zakończeniu montażu układów scalonych należy dokładnie oczyścić płytkę z pozostałości topnika i skontrolować układ REG1. Należy upewnić się, że wszystkie jego wyprowadzenia zostały prawidłowo przylutowane i że żadne z nich nie zostało przypadkowo zwarte. W przypadku wykrycia mostków lutowniczych, nanieś ponownie odrobinę topnika, a następnie usuń nadmiar cyny za pomocą plecionki lutowniczej.

Pozostałe układy 14- i 16-wyprowadzeniowe są stosunkowo łatwe w montażu, jednak przed przylutowaniem należy upewnić się, że zostały ułożone we właściwym kierunku.

Następnie należy przystąpić do wlutowania pięciu tranzystorów: czterech bipolarnych (Q1...Q4) oraz jednego typu MOSFET (Q5). Wszystkie mają obudowy typu SOT-23 z trzema wyprowadzeniami, dlatego trzeba zachować ostrożność, aby nie pomylić ich podczas montażu.

W układzie zastosowano dwa typy obudów dla diod: plastikowe SOT-123 (ZD1 i D4) oraz cylindryczne szklane Mini-MELF (D2, D5). W każdym przypadku przed przylutowaniem należy zidentyfikować wyprowadzenie katody (oznaczone paskiem). W przypadku diod ZD1 i D4 pasek ten może być słabo widoczny – w razie potrzeby warto posłużyć się lupą. Po ustaleniu orientacji, przylutuj diody zgodnie z rozmieszczeniem pokazanym na rysunku 6.

Na tym etapie należy przystąpić do montażu wszystkich dyskretnych rezystorów i kondensatorów. Elementy te występują w obudowach M2012 (0805, 2 mm × 1,2 mm) oraz M3216 (1206, 3,2 mm × 1,6 mm). Żaden z nich nie jest spolaryzowany, jednak na rezystorach powinny być widoczne oznaczenia wartości w formie kodu na górnej powierzchni.

Po zamontowaniu pasywnych elementów należy przylutować niewielki przekaźnik SMD, zwracając szczególną uwagę na prawidłowy kierunek montażu. Jest to ostatni komponent przeznaczony do montażu powierzchniowego.

Następnie należy zamontować elementy przewlekane, zaczynając od elementów osiowych o najniższym profilu, a kończąc na tych najwyższych. Wyświetlacz OLED należy przylutować do listwy 4-pinowej. Aby zmniejszyć jego wysokość nad płytką, warto delikatnie zsunąć plastikową część z pinów wyświetlacza. Montaż odbywa się za pomocą dwóch śrub M2,5 lub M2 z tulejkami dystansowymi o wysokości 8 mm.

Moduł Arduino Nano oraz złącza umieszczone są po przeciwnej stronie płytki. W projekcie zastosowano podstawki dla Arduino Nano, jednak ich użycie nie jest obowiązkowe. Arduino Nano posiada 15 wyprowadzeń po każdej stronie, dlatego najlepiej byłoby użyć 15-pinowych listew goldpin, choć mogą być trudne do zdobycia. Alternatywnie można użyć 14-pinowych listew, montując je tak, aby znalazły się bliżej górnej krawędzi płytki – ponieważ skrajny pin w obu rzędach nie jest wykorzystywany. Inną opcją jest przycięcie listew do odpowiedniej długości.

Pozostałe komponenty montowane po stronie spodniej płytki to złącza CON2 i CON4, opcjonalne złącze do debugowania (CON3) oraz gniazdo BNC (CON1).

Wszystkie przełączniki należy zamontować po stronie wierzchniej, najlepiej na ostatnim etapie montażu. Zdecydowano się na zastosowanie przełączników z wyprowadzeniami do lutowania przewlekanego zamiast wersji do montażu powierzchniowego, a w projekcie przewidziano odpowiednio duże otwory do ich wlutowania. Wynika to z faktu, że przełączniki z końcówkami lutowniczymi są łatwiej dostępne, co było z jednym z założeń projektu.

Przed przylutowaniem wszystkich wyprowadzeń należy upewnić się, że przełączniki są ustawione prostopadle do powierzchni płytki.

Po zakończeniu montażu zaleca się dokładne oczyszczenie płytki przy pomocy specjalistycznego środka do czyszczenia obwodów drukowanych. Należy również sprawdzić wszystkie połączenia lutowane, upewniając się, że nie pominięto żadnego punktu lutowniczego, oraz skontrolować, czy nie występują zwarcia pomiędzy pinami.

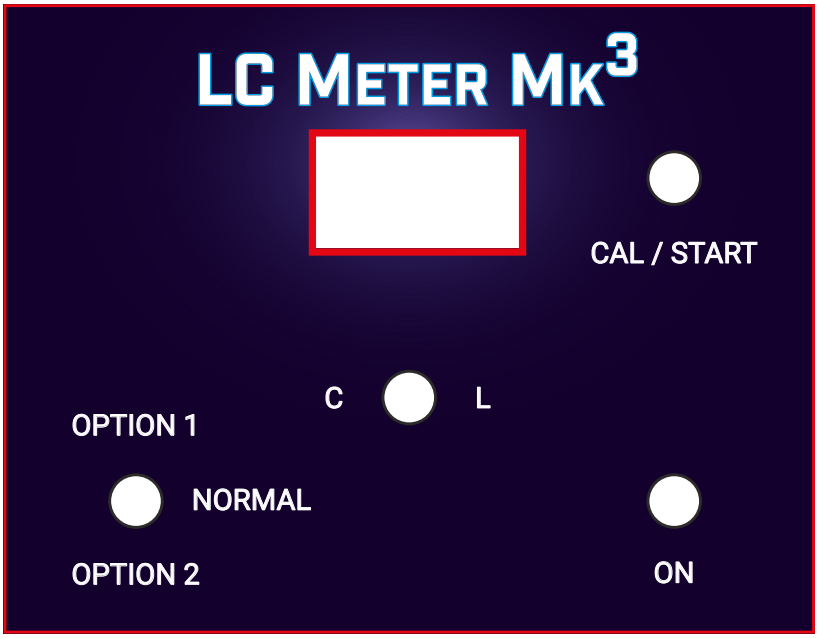
Na zakończenie należy ustawić zworkę JP1 w pozycji pokazanej na rysunku 6.

Montaż w obudowie

Prawdopodobnie wcześniej przygotowałeś już pokrywę, wykorzystując w tym celu nieobsadzoną płytkę drukowaną. Jeśli jednak ten etap został pominięty, należy wrócić do instrukcji i skorzystać z szablonu wykonanego na podstawie rysunku 5.

Po zakończeniu obróbki mechanicznej można przystąpić do wykonania etykiety panelu przedniego, przedstawionej

eprasa.pl 7f12934a40



Rysunek 8. Etykietę panelu przedniego można pobrać ze strony internetowej Silicon Chip i wydrukować na papierze fotograficznym. Dostępne są dwie wersje: jedna z przełącznikiem OPTION w lewym dolnym rogu (widoczna na ilustracji) oraz druga – uproszczona, bez tego przełącznika

na **rysunku 8**. Etykietę należy wydrukować na papierze fotograficznym. W celu jej zabezpieczenia umieściłem na niej przezroczysty arkusz poliwęglanu o grubości 1 mm, choć możliwe jest również zalaminowanie samej etykiety.

Pomimo że płytka drukowana posiada otwory montażowe, zastosowane przełączniki umożliwiają mechaniczne przykręcenie całego urządzenia bezpośrednio do panelu przedniego.

Uchwyt baterii na trzy ogniwa AA (BAT1) należy zamocować do dolnej części obudowy za pomocą dwustronnej taśmy klejącej. Choć możliwe jest przylutowanie przewodów uchwytu bezpośrednio do pól lutowniczych złącza CON2, demontaż w takim przypadku byłby utrudniony. Z tego względu zdecydowano się na użycie spolaryzowanego złącza CON2 i pasującej do niego wtyczki. Przewody z uchwytu baterii należy zaciśnąć i/lub przylutować do styków wtyczki, upewniając się przy tym, że biegunowość została zachowana.

Przed podłączeniem baterii należy bardzo dokładnie sprawdzić poprawność biegunowości, ponieważ płytka drukowana nie posiada zabezpieczenia przed odwrotnym podłączeniem zasilania.

Korzystanie z miernika

Samo złącze BNC nie jest idealnym rozwiązaniem do dołączania pojedynczych elementów elektronicznych. Najprostszym sposobem jest zastosowanie wtyczki BNC z zaciskami śrubowymi oraz kilku standardowych zacisków krokodylkowych do podłączania elementów przewlekanych. Niektóre komponenty można podłączyć bezpośrednio do zacisków śrubowych.

Z zachowaniem ostrożności możliwe jest również podłączanie przewodów pomiarowych do elementów SMD w obudowach M3216 (1206) oraz M2012 (0805). W zależności od długości użytych przewodów i wyprowadzeń elementów, wniosą one dodatkową indukcyjność rzędu około 100 nH. Wartość tę można oszacować, zwierając końcówki pomiarowe i mierząc wynik – następnie należy ją odjąć od właściwego pomiaru. Korekta ta będzie istotna jedynie w przypadku pomiarów bardzo małych indukcyjności, poniżej około 5 µH.

Alternatywą dla tego rozwiązania jest zaprojektowana przeze mnie niewielka płytka drukowana (oznaczenie: CSE200603), którą można podłączyć za pomocą krótkiego kabla koncentrycznego BNC–SMA – szczegóły znajdują się na końcu wykazu elementów. Płytka ta rozszerza możliwości pomiarowe urządzenia i zawiera pola lutownicze (pady) przeznaczone dla kondensatorów SMD. Kondensatory w obudowach M3216 i M2012 można precyzyjnie mierzyć, ostrożnie przytrzymując je na padach nieprzewodzącym rysikiem.

Dodatkowa pojemność kabla koncentrycznego wynosi około 15 pF, dlatego konieczne jest przeprowadzenie kalibracji z podłączonym adapterem, aby ją skompensować. Kalibracja wykonywana jest automatycznie po włączeniu zasilania, jednak można ją również uruchomić ręcznie, naciskając przycisk CAL/START. W takim przypadku przełącznik L/C powinien znajdować się w pozycji „C”, a do wejścia pomiarowego nie może być podłączony żaden element zewnętrzny.

Aby wykonać pomiar indukcyjności, należy ustawić przełącznik w pozycji „L”, podłączyć badaną cewkę, a następnie nacisnąć przycisk CAL/START. Spowoduje to załączenie przekaźnika RLY1 przez około dwie sekundy, co zapewni ustalenie punktu odniesienia (częstotliwości odniesienia) przy zerowej indukcyjności.

Po zakończeniu tego etapu przekaźnik RLY1 zostaje wyłączony, a badana cewka zostaje połączona szeregowo z cewką L1. Układ mierzy zmienioną częstotliwość i oblicza przesunięcie względem punktu odniesienia. Na tej podstawie wyliczana jest indukcyjność podłączonego elementu. Od tego momentu pomiar indukcyjności jest kontynuowany cyklicznie, a każdy odczyt trwa około czterech sekund.

Jeśli cewka nie została podłączona lub wystąpił problem z odczytem, na wyświetlaczu pojawi się komunikat „Reading Error” (błąd odczytu). W każdej sytuacji zaleca się wykonanie kilku kolejnych pomiarów w celu uzyskania spójnego wyniku.

Kalibracja zapewnia poprawne działanie w zakresie indukcyjności do 2500 µH (2,5 mH). Możliwe jest dokonanie pomiaru większych wartości, jednak ich dokładność nie została określona.

Przyszłe ulepszenia

Wbudowany trójpozycyjny przełącznik S1 przewidziano z myślą o ewentualnych rozszerzeniach funkcjonalności w przyszłości – obecnie odpowiada on za wybór opcji 1 i 2. Jednym z rozważanych ulepszeń było podwojenie czasu trwania okna pomiarowego w celu zwiększenia rozdzielczości pomiaru. W praktyce jednak nie przyniosło to zauważalnych korzyści, dlatego rozwiązanie to zostało odrzucone.

Przełącznik S1 można pominąć, aby nieco obniżyć koszty budowy. W takim przypadku warto również odpowiednio zmodyfikować etykietę panelu przedniego, usuwając oznaczenia nieużywanych opcji.

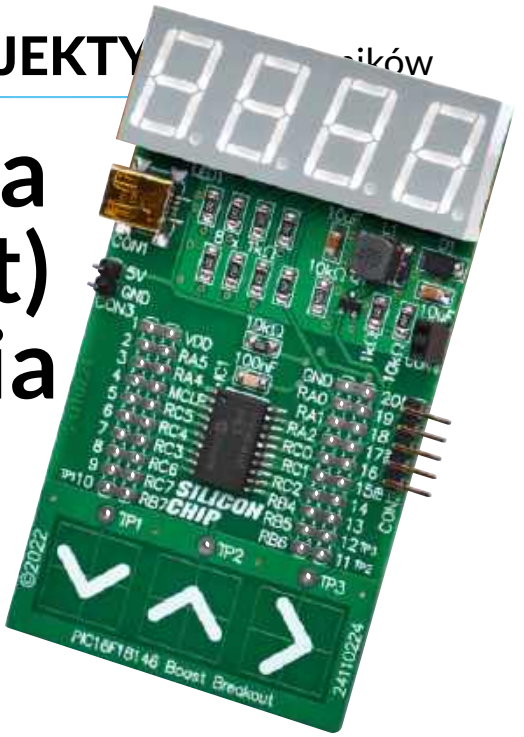
Na zakończenie chciałbym podziękować Andrew Woodfieldowi – stałemu współpracownikowi magazynu Silicon Chip – za jego cenne sugestie. To właśnie jego zainteresowanie pomiarem cewek o indukcyjności poniżej 1 µH zmotywowało mnie do udoskonalenia wcześniejszych wersji projektu. ■

Charles Kosina

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

eprasa.pl 7f12934a40

Cyfrowa przetwornica podwyższająca (boost) ze stabilizacją napięcia



Opisana w artykule płytka umożliwia wykorzystanie 8-bitowego mikrokontrolera PIC16F18146 do dowolnych zadań, przy czym jego wbudowane układy peryferyjne zostały użyte do uzyskania stabilnego napięcia bez zakłócania działania pozostałych funkcji. Na płytce znajdują się również dotykowe przyciski pojemnościowe oraz siedmiosegmentowy wyświetlacz, który może posłużyć na przykład do prezentacji wartości napięcia lub innych parametrów.

Mikrokontroler PIC16F18146 wyposażono w kilka interesujących, wbudowanych urządzeń peryferyjnych. Zauważyliśmy, że połączenie kilku z nich z niewielką liczbą elementów zewnętrznych pozwala zbudować samodzielnie działającą, programowaną przetwornicę podwyższającą ze stabilizacją napięcia. Co istotne, do jej działania nie jest potrzebna żadna ingerencja procesora w czasie pracy.

Niewielka płytka opisana w artykule pozwala zarówno na eksperymenty z przyjętym rozwiązaniem, jak i na praktyczne zastosowanie gotowego układu. Ponieważ użyty mikrokontroler 8-bitowy dysponuje 20 wyprowadzeniami, wszystkie zostały doprowadzone do złączy, co umożliwia szeroką integrację ze światem zewnętrznym.

Inspiracją dla projektu była nasza wcześniejsza analiza 8-bitowych układów PIC, zwieńczona recenzją. Recenzja ta opublikowana została w numerze z października 2022 roku (siliconchip.au/Article/15505).

Dołożyliśmy niewielki wyświetlacz LED oraz kilka pól dotykowych, dzięki czemu powstał w pełni autonomiczny, cyfrowo sterowany zasilacz stabilizowany oparty na przetwornicy podwyższającej (boost) z cyfrową prezentacją nastaw. Jeśli jesteś programistą systemów wbudowanych płytka może okazać się wygodna do użycia w Twoich własnych projektach. Bez wątpienia stanowi dobrą bazę do budowy urządzeń różnego typu i przeznaczenia.

W razie potrzeby większość elementów można pominąć i używać płytki do pracy z „gołym” mikrokontrolerem, choć wcześniej przedstawiliśmy już prostszą płytkę demonstracyjną przeznaczoną do tego celu (siliconchip.au/Article/15506). Większość nowych 8-bitowych mikrokontrolerów PIC w obudowach 20-wyprowadzeniowych ma podobny układ pinów, dzięki czemu nasza płytka może współpracować również z nimi.

Do tego projektu – i być może także do wykorzystania w innych projektach – zakupiliśmy kilka układów PIC16F18146 w obudowach typu SOIC. Zdecydowaliśmy się na ten mikrokontroler, ponieważ oferuje więcej wbudowanych funkcji niż np. PIC16F18045, a co istotne, był wówczas dostępny w wersji SOIC, która jest stosunkowo łatwa do przylutowania.

Układ PIC16F17146 różni się od niego jedynie tym, że zawiera dodatkowo wewnętrzny wzmacniacz operacyjny. Może on okazać się użyteczny w niektórych konstrukcjach.

Płytka drukowana o nazwie „Cyfrowy stabilizator podwyższający napięcie” (w oryginale PCB Digital Boost Regulator) jest zgodna ze wszystkimi trzema wspomnianymi modelami układów. Można zatem przeprowadzać na nich własne eksperymenty.

Inne modele mikrokontrolerów będą jednak wymagały częściowej modyfikacji programu sterującego. Pozostawiamy to jako zadanie dla Czytelnika.

Zasada działania przetwornicy podwyższającej napięcie zastosowanej w tym układzie nie jest nowa ani szczególnie oryginalna. Różnica polega na tym, że zamiast korzystać ze specjalizowanego układu scalonego przetwornicy, funkcję tę realizują odpowiednio skonfigurowane, wbudowane peryferia mikrokontrolera PIC16F18146.

Materiały dodatkowe dostępne są na stronie Silicon Chip: https://tiny.pl/3hzpbtkf
Materiały dodatkowe są również dostępne na stronie elportal.pl/do-pobrania

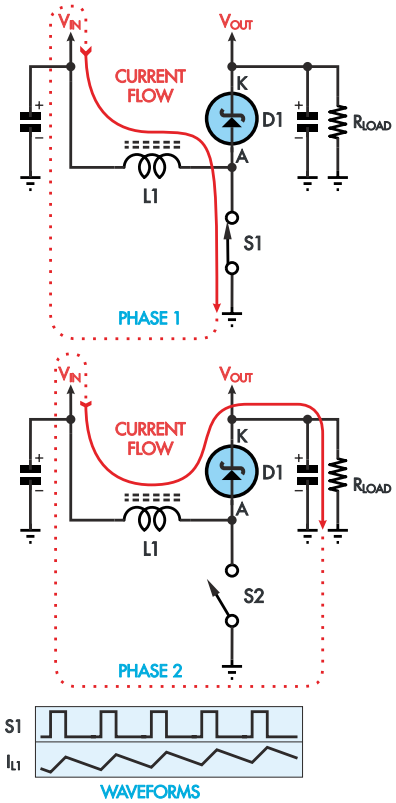
Większość gotowych układów scalonych do przetwornic zawiera dodatkowe zabezpieczenia, takie jak ograniczenie prądu czy ochrona przed zwarciem, których nasz projekt nie przewiduje. Celowo zrezygnowaliśmy z tych funkcji, by zachować możliwie prostą konstrukcję.

Warto pamiętać, że specjalizowane układy przetwornic zazwyczaj dysponują bardziej dopracowanym sposobem sterowania, co przekłada się na dokładniejszą stabilizację napięcia. Choć nasza konstrukcja nie jest całkowicie odporna na błędy, stanowi działający prototyp, który można wykorzystać w wielu praktycznych zastosowaniach.

Projekt ten pokazuje, jak cenne mogą być zaawansowane układy peryferyjne. Szczególnie cenne okazują się konfigurowalne układy logiczne (CLC), które pozwalają reagować na określone zdarzenia bez angażowania samego procesora.

Cechy i specyfikacja
- Wbudowana przetwornica podwyższająca napięcie, sterowana cyfrowo, umożliwiająca regulację od 5 V do 20 V
- Maksymalna moc wyjściowa: 0,5 W (prąd zależny od ustawionego napięcia)
- Pojemnościowy interfejs touchpada
- Czterocyfrowy wyświetlacz LED
- Wszystkie wyprowadzenia mikrokontrolera doprowadzone do złączy

eprasa.pl 7f12934a40



Rysunek 1. W przetwornicy podwyższającej napięcie z przełączaną cewką energia jest gromadzona w jej polu magnetycznym podczas przepływu prądu. Gdy pole to zanika, prąd kierowany jest przez diodę do wyjścia. Zmieniając współczynnik wypełnienia przebiegu sterującego elementem przełączającym, można regulować średnią ilość energii magazynowanej w cewce, a tym samym sterować napięciem wyjściowym

W naszym rozwiązaniu wykorzystujemy jedynie niewielką część dostępnych w mikrokontrolerze peryferiów, dzięki czemu nie ogranicza to jego możliwości w przypadku, gdy miałby zostać użyty jako centralny element bardziej złożonego urządzenia. Dla przykładu: mikrokontroler PIC16F18146 wyposażono w dwa przetworniki cyfrowo-analogowe oraz dwa komparatory, z których używamy tylko jednego.

Przetwornica podwyższająca napięcie (boost)

Na **rysunku 1** przedstawiono podstawowy schemat przetwornika napięcia opartego na cewce, zwiększającego napięcie zasilania. Tę zasadę działania wykorzystano w naszym układzie.

Gdy przełącznik pozostaje zwarty, tak jak pokazano w górnej części rysunku, prąd zasilający przepływa przez cewkę L1 do masy, co powoduje gromadzenie energii w postaci pola magnetycznego. Po rozwarciu przełącznika cewka nadal wymusza przepływ prądu, który teraz kierowany jest przez diodę D1 do kondensatora oraz do odbiornika po prawej stronie schematu.

Rozważmy sytuację, w której przełącznik pozostaje stale rozwarty. Ze względu na spadek napięcia na diodzie, napięcie po stronie wyjściowej ustabilizuje się nieco poniżej napięcia wejściowego. To wartość minimalna, jaką można uzyskać na wyjściu – taki układ nie jest w stanie wytworzyć napięcia niższego niż napięcie zasilające.

Jeśli natomiast przełącznik przez część czasu pozostaje zwarty, średni prąd cewki jest wyższy, a tym samym wzrasta napięcie wyjściowe. W teorii, z pominięciem strat takich jak rezystancja elementów czy spadki napięcia na diodzie, maksymalne napięcie wyjściowe jest równe napięciu zasilania podzielonemu przez proporcję czasu, w którym przełącznik pozostaje zamknięty w każdym cyklu pracy.

Jeśli współczynnik wypełnienia wynosi 50%, napięcie wyjściowe jest (teoretycznie) dwukrotnie wyższe od napięcia wejściowego.

W teorii, gdy przełącznik pozostaje otwarty tylko przez 10% czasu (co oznacza, że przez 90% czasu jest zamknięty), napięcie na wyjściu może być dziesięciokrotnie wyższe od napięcia wejściowego. Jednak przy tak dużym wzmocnieniu prąd przepływający przez cewkę osiąga bardzo wysokie wartości, przez co napięcie wyjściowe znacznie odbiega od wartości teoretycznej.

Szczegóły układu

Na **rysunku 2** pokazano pełny schemat naszej cyfrowej przetwornicy napięcia oraz płytkę modułu.

Układ IC1 to mikrokontroler PIC16F18146 z rezystorem 10 kΩ podciągającym jego wyprowadzenie MCLR (nóżka 4) do dodatniej szyny zasilania. Rozwiązanie to zapobiega przypadkowym resetom. Kondensator 100 nF pełni funkcję odsprzęgającą, stabilizując napięcie zasilające dostarczane do układu.

Złącza CON1 i CON3 umożliwiają doprowadzenie napięcia zasilania. CON1 to standardowe gniazdo mini-USB, w którym wykorzystano wyłącznie linie zasilające. Układ pracuje przy napięciu nominalnym 5 V, ale funkcjonuje poprawnie w zakresie od 4,5 V do 5,5 V – takie napięcie oferują zazwyczaj zasilacze USB.

Złącze CON2 służy do podłączenia programatora, takiego jak PICkit 4 lub Snap. Ten ostatni może również zasilać układ (chociaż w przypadku programatora Snap konieczna jest modyfikacja ustawień).

Tranzystor Q1 działa jako przełącznik zgodnie ze schematem przedstawionym na rysunku 1. Rezystor 10 kΩ połączony między bramkę a masę utrzymuje tranzystor w stanie wyłączenia, gdy mikrokontroler nie podaje sygnału sterującego (na przykład podczas programowania).

Kondensator umieszczony po stronie zasilania cewki L1 stabilizuje lokalnie napięcie, zapewniając prawidłową pracę przetwornicy z linii 5 V. Za kondensatorem wyjściowym, znajdującym się za katodą diody, podłączono parę rezystorów tworzących dzielnik napięcia.

Umożliwia to mikrokontrolerowi wykrywanie poziomu napięcia wyjściowego, który mógłby przekraczać dopuszczalny zakres. Obniżone przez dzielnik napięcie trafia na wyprowadzenie układu IC1, które może zostać skonfigurowane jako wejście wewnętrznego komparatora. To samo napięcie może być również mierzone za pomocą przetwornika analogowo-cyfrowego (ADC), co pozwala określić wartość napięcia na wyjściu.

Napięcie wyjściowe z kondensatora doprowadzono także do dwupinowego złącza CON4, co umożliwia jego wykorzystanie w innych częściach układu.

Punkty TP1...TP3 są połączone ze ścieżkami pełniącymi funkcję pól dotykowych na płytce drukowanej. Nie są to osobne elementy, lecz specjalnie zaprojektowane fragmenty miedzi, których pojemność zmienia się po dotknięciu (kondensatory widoczne przy „przełącznikach" symbolizują pojemność między ścieżkami). Każde pole jest podłączone do wyprowadzenia mikrokontrolera IC1, mogącego pracować jako wejście przetwornika ADC. W sumie do przetwornika można przypisać 17 z 20 wyprowadzeń układu PIC16F18146.

Na koniec, LED1 to czterocyfrowy wyświetlacz siedmiosegmentowy, dołączony do pozostałych wyprowadzeń mikrokontrolera, które – po odpowiednim skonfigurowaniu – mogą pracować zarówno jako wejścia jak i wyjścia cyfrowe. Wyświetlacz obsługiwany jest w trybie multipleksowanym. Każdy z ośmiu segmentów (łącznie z kropką dziesiętną) posiada własny rezystor szeregowy ograniczający prąd diody LED.

Oprogramowanie układowe

Na **rysunku 3** pokazano, w jaki sposób skonfigurowano wewnętrzne peryferia mikrokontrolera do pracy z przetwornicą podwyższającą napięcie.

Timer 1 taktowany jest zegarem systemowym. Komparator można ustawić tak, by jego działanie było zsynchronizowane z tym zegarem. Celem tego zabiegu jest ograniczenie możliwości występowania szybkich, niepożądanych oscylacji komparatora, gdy napięcie wyjściowe zbliża się do wartości zadanej.

Program sterujący uruchamia także jeden z modułów PWM, który skonfigurowano tak, by generował przebieg z czasem wyłączenia wynoszącym 20% i czasem załączenia 80%.

eprasa.pl 7f12934a40

Odpowiada to w teorii maksymalnemu napięciu, jakie może osiągnąć przetwornica – jest to około pięciokrotność napięcia wejściowego.

Sygnał PWM nie jest wyprowadzany na pin wejścia/wyjścia, lecz przekazywany do jednego z bloków CLC za pośrednictwem wewnętrznego układu przełączającego.

Moduł FVR został skonfigurowany tak, aby dostarczał napięcie referencyjne 2,048 V do jednego z przetworników cyfrowo-analogowych (DAC). Przetwornik DAC jest aktywowany i wewnętrznie połączony z wejściem nieodwracającym komparatora. Ponieważ jest to przetwornik 8-bitowy, może on generować napięcie w zakresie od 0 do 2,040 V ze skokiem co 8 mV.

W praktyce napięcie referencyjne FVR może się nieznacznie różnić od wartości 2,048 V. Producent deklaruje jego dokładność na poziomie 4%, jednak zmierzoną wartość można odczytać bezpośrednio z układu scalonego w obszarze DIA (wewnętrzne dane kalibracyjne).

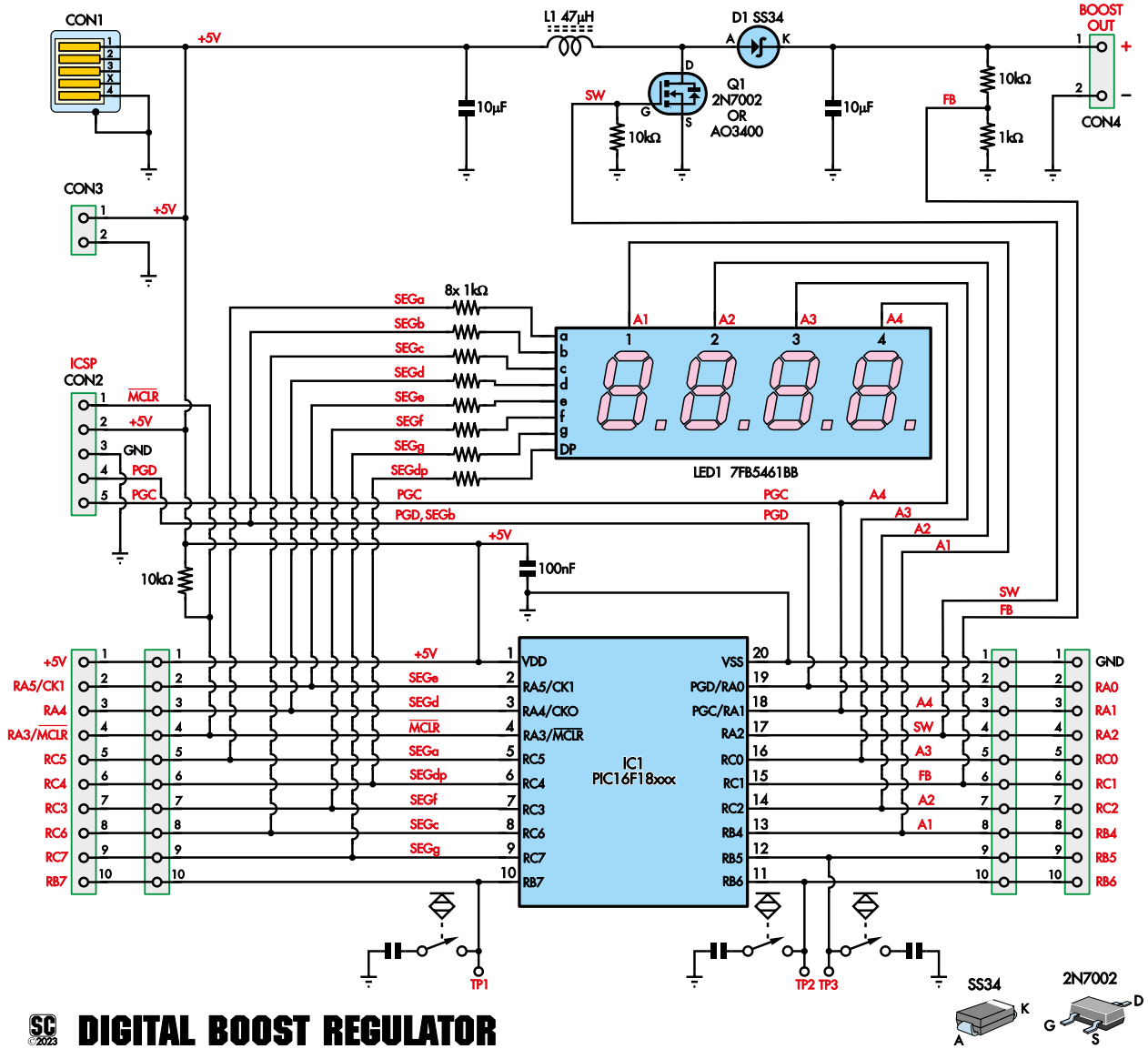
Przy dzielniku napięcia 10:1 (10 kΩ/1 kΩ) zakres możliwych do uzyskania napięć wyjściowych wynosi około 22,44 V w krokach po 88 mV. Górna granica działania przetwornicy przy 80-procentowym wypełnieniu przebiegu sterującego wynosi około 25 V, w zależności od wartości napięcia zasilającego. W praktyce bez problemu można uzyskać 20 V na wyjściu przetwornicy i właśnie taki poziom został przyjęty jako docelowy.

Wejście odwracające komparatora zostało podłączone do podzielonego napięcia wyjściowego. Jako wejście analogowe może zostać wykorzystany jeden z czterech pinów wybieranych programowo. Wyjście komparatora nie jest kierowane na zewnątrz układu, choć technicznie byłoby to możliwe. Zamiast tego jest ono przekazywane do jednego z bloków CLC, razem z sygnałem PWM.

Układ CLC został skonfigurowany tak, aby realizował logiczne „i" (AND) pomiędzy sygnałem z komparatora a sygnałem PWM. To najprostszy możliwy sposób wykorzystania tego modułu.

Wyjście bramki logicznej CLC realizującej funkcję AND jest doprowadzone do jednego z wyprowadzeń wejścia/wyjścia, a tym samym steruje bramką tranzystora MOSFET. Ponieważ sygnał ten ma charakter cyfrowy, można przypisać go do dowolnego z 17 dostępnych wyprowadzeń I/O w układzie PIC16F18146.

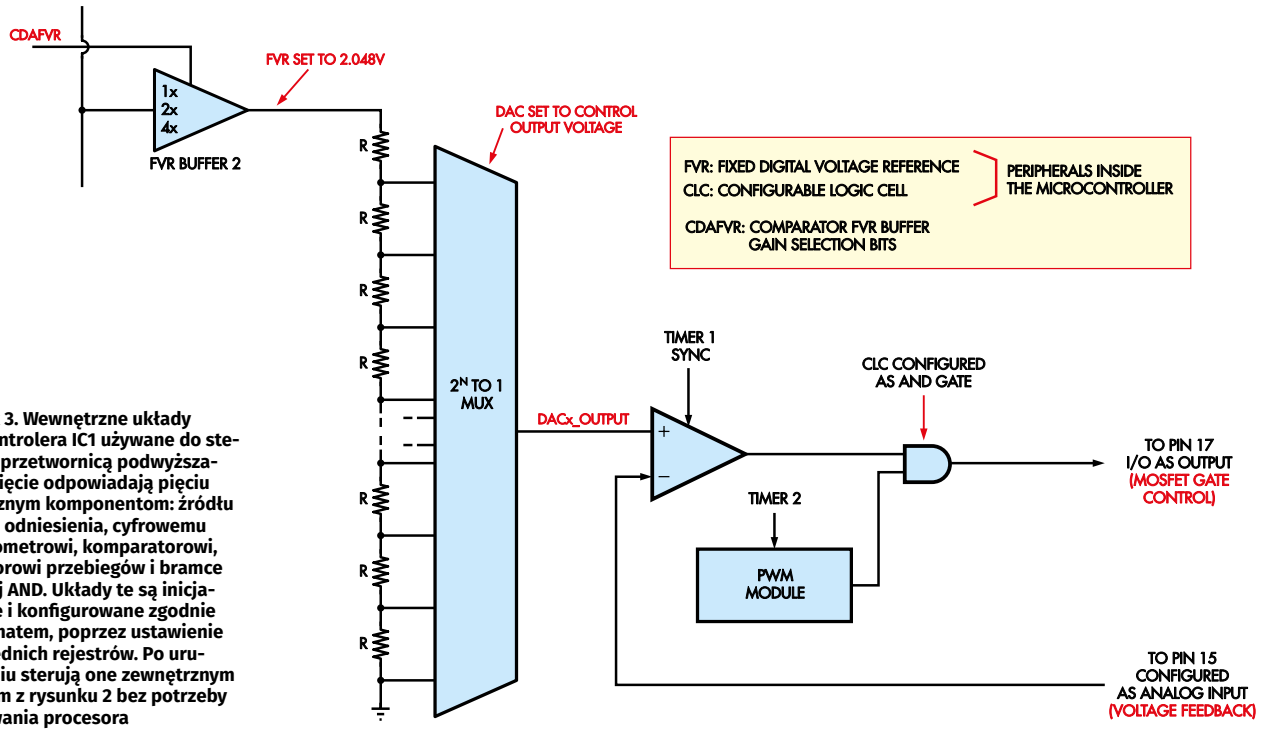
Po włączeniu zasilania – zakładając, że przetwornik DAC został ustawiony



DIGITAL BOOST REGULATOR

Rysunek 2. W dolnej części schematu widoczny jest mikrokontroler połączony z rzędami złączy, czterocyfrowym wyświetlaczem LED i trzema polami dotykowymi. Górna część przedstawia układ przetwornicy napięcia, który sterowany jest przez wewnętrzne moduły mikrokontrolera IC1 (pokazane na rysunku 3)

eprasa.pl 7f12934a40



Rysunek 3. Wewnętrzne układy mikrokontrolera IC1 używane do sterowania przetwornicą podwyższającą napięcie odpowiadają pięciu zewnętrznym komponentom: źródłu napięcia odniesienia, cyfrowemu potencjometrowi, komparatorowi, generatorowi przebiegów i bramce logicznej AND. Układy te są inicjalizowane i konfigurowane zgodnie ze schematem, poprzez ustawienie odpowiednich rejestrów. Po uruchomieniu sterują one zewnętrznym obwodem z rysunku 2 bez potrzeby angażowania procesora

na odpowiednio wysokie napięcie – podzielone napięcie wyjściowe będzie znacznie niższe od wartości zadanej przez DAC. W takim przypadku wyjście komparatora znajduje się w stanie wysokim, a tranzystor MOSFET jest sterowany bezpośrednio przez sygnał PWM.

Gdy napięcie na wyjściu przekroczy wartość zadaną, komparator zmieni stan na niski, a sterowanie tranzystorem zostanie zablokowane do momentu, aż napięcie ponownie spadnie poniżej ustawionego progu.

Wykaz elementów:

Mechaniczne i złącza:
1 płytka drukowana dwustronna, kod 24110224, wymiary 50 mm × 89 mm
1 gniazdo mini USB do montażu powierzchniowego (CON1)
1 kątowe złącze szpilkowe 5-pinowe (CON2, opcjonalnie – do programowania ICSP)
1 złącze szpilkowe 2-pinowe (CON3, opcjonalnie – do zasilania 5 V)
1 złącze 2-pinowe lub gniazdo (CON4, opcjonalnie – do napięcia wyjściowego)
1 cewka 47 µH, 1 A, w obudowie 6 mm × 6 mm (L1) – np. Taiyo Yuden NR6045T470M

Układy półprzewodnikowe:
1 mikrokontroler PIC16F18146-I/SO z wgranym plikiem 2411022A.HEX, obudowa SOIC-20 szeroka (IC1)
1 wyświetlacz LED 4-cyfrowy, 7-segmentowy, niebieski, ze wspólną anodą, wysokość cyfr 14 mm/0,56 cala (LED1) – np. 7FB5461BB
1 dioda Schottky'ego SS34 lub podobna, 40 V/3 A, obudowa DO-214AB (D1)
1 tranzystor MOSFET N-kanałowy 2N7002P, 2N7002K lub AO3400, obudowa SOT-23 (Q1)

Kondensatory: (wszystkie ceramiczne, typ X7R, obudowa M3216/1206 do montażu powierzchniowego)
2 × 10 µF, 25 V lub więcej
1 × 100 nF, 50 V

Rezystory: (wszystkie 1%, 1/8 W, obudowa M3216/1206, montaż powierzchniowy)
3 × 10 kΩ
9 × 1 kΩ

Poziom napięcia wyjściowego można łatwo regulować przez zmianę wartości napięcia referencyjnego generowanego przez DAC. Dzięki temu procesor nie musi zajmować się bieżącą obsługą przetwornicy – chyba że zachodzi potrzeba zmiany ustawień.

Synchronizacja działania komparatora z zegarem Timer1 pozwala uniknąć zakłóceń w pobliżu punktu przełączania, zapobiegając zbyt częstym załączeniom i wyłączeniom tranzystora MOSFET.

Dzięki wykorzystaniu zaledwie dwóch zewnętrznych wyprowadzeń, cały układ może obyć się bez osobnego scalonego przetwornika napięcia, a przy tym zyskujemy możliwość programowego ustawiania napięcia wyjściowego jako dodatkową zaletę.

Po jednorazowym skonfigurowaniu układów peryferyjnych, ta część układu działa samodzielnie, bez dalszego obciążania procesora.

Na **oscylogramie 1** pokazano typowy przebieg obrazujący pracę układu przy napięciu wyjściowym wynoszącym około 8,5 V. Zarejestrowano napięcie sterujące bramką tranzystora MOSFET oraz napięcie na jego drenie. Szersze impulsy odpowiadają pełnym cyklom pracy generatora PWM, natomiast węższe pojawiają się wtedy, gdy przebieg PWM został przerwany przez sygnał z komparatora wykrywającego przekroczenie wartości progowej.

Specjalizowany układ scalony przetwornicy napięcia dynamicznie dopasowywałby szerokość impulsów, zapewniając bardziej równomierne napięcie wyjściowe, lepszą stabilizację i wyższą sprawność. Z tego względu podchodzimy ostrożnie do oceny możliwości naszej konstrukcji.

Mimo to układ spełnia swoje zadanie w zakresie stabilizacji napięcia wyjściowego na ustalonym poziomie.

Czujnik dotykowy

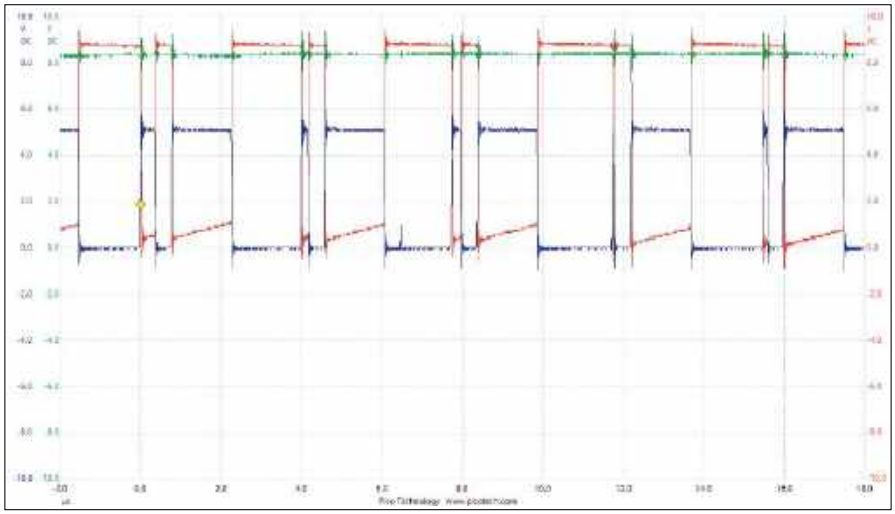
Zasada działania pojemnościowego czujnika dotykowego została szczegółowo omówiona w projekcie modułu dla ATtiny816 (ATtiny816 Breakout Board, styczeń 2019, siliconchip.au/Article/11372). Polega ona na zwiększeniu pojemności pomiędzy dwiema elektrodami pod wpływem zbliżenia palca. Mikrokontroler może wykryć taką zmianę.

Układ PIC16F18146 wyposażony jest w rozbudowany przetwornik analogowo-cyfrowy ADCC, który posiada funkcję przetwarzania danych już na etapie pomiaru. Potrafi on wykonywać wiele pomiarów i zwracać wynik będący ich przeliczoną wartością.

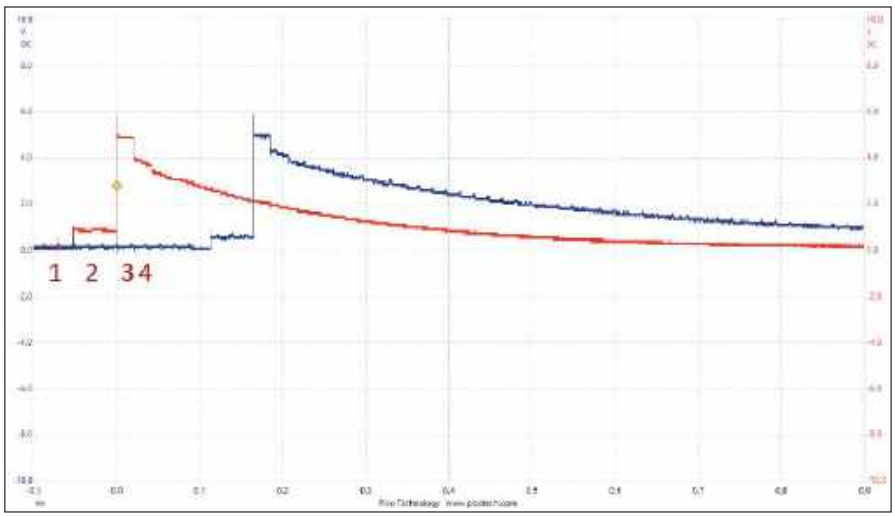
W jednym z trybów pracy przetwornik umożliwia pomiar układów, w których zachodzi podział napięcia pojemnościowego – to ta sama zasada, jaka jest wykorzystywana przy wykrywaniu dotyku z udziałem wspólnej pojemności. W praktyce porównuje się pojemność wbudowanego kondensatora próbkującego przetwornika ADCC (która, według danych katalogowych, wynosi około 28 pF) z pojemnością wszystkich elementów podłączonych do pola dotykowego.

Po rozpoczęciu pomiaru ADCC wykonuje wstępną fazę ładowania: na krótko łączy

eprasa.pl 7f12934a40



Oscylogram 1. Niebieski przebieg przedstawia sygnał sterujący podawany z mikrokontrolera na bramkę tranzystora Q1. Zielony przebieg to napięcie wyjściowe (około 8,5 V) pod obciążeniem. Czerwony przebieg to napięcie na anodzie diody D1. Typowy układ sterujący przetwornicą dynamicznie dostosowuje współczynnik wypełnienia, aby stabilizować napięcie. W naszym przypadku do ograniczania napięcia stosowany jest stały współczynnik wypełnienia



Oscylogram 2. Napięcia występujące na wyprowadzeniach mikrokontrolera przypisanych do dwóch pól dotykowych w trakcie cyklu pomiarowego przetwornika ADCC. Faza oznaczona jako „1" to ładowanie wstępne, natomiast „2" to właściwe próbkowanie. Fazy „3" i „4" odpowiadają tym samym operacjom, ale z dodatnim ładowaniem wstępnym. Warto zwrócić uwagę, że w fazach 2 i 4 przebieg niebieski wykazuje większą różnicę poziomów niż czerwony – oznacza to, że pole zostało dotknięte, co wykrywane jest przez ADCC

wewnętrzny kondensator z napięciem zasilania, a pad dotykowy z masą (i odwrotnie). Następnie oba – kondensator i pad – są połączone w fazie próbkowania, stanowiącej właściwą część cyklu pomiarowego.

Wartość liczbowego wyniku pomiaru zależy od względnej wielkości pojemności. Im większa pojemność na zewnętrznej okładce, tym więcej ładunku może zostać zgromadzone, co przekłada się na wyższy odczyt.

Mikrokontroler PIC16F18146 umożliwia wykonanie dwóch pomiarów, przy czym w każdym z nich kierunek ładowania wstępnego jest odwrotny, a następnie zwracana jest różnica pomiędzy wynikami. Po odpowiednim skonfigurowaniu przetwornika ADCC wybierany jest kanał odpowiadający jednemu z pól dotykowych i rozpoczynany jest pomiar. Wynik może zostać odczytany po krótkiej chwili.

Na **oscylogramie 2** przedstawiono napięcia obserwowane na dwóch czujnikach dotykowych. Widoczne są tam dwie fazy: ładowania wstępnego oraz właściwego pomiaru, oddzielnie dla każdego z pól.

Choć możliwe byłoby wyznaczenie rzeczywistej wartości pojemności na podstawie pomiaru, w praktyce wystarczy ustalenie progu, który pozwala odróżnić obecność palca od jego braku w pobliżu danego pola. Krótki fragment programu przegląda wszystkie pola i zapisuje do tablicy informację o tym, czy na danym padzie wykryto dotyk.

Innym zadaniem programu jest obsługa czterocyfrowego wyświetlacza siedmiosegmentowego LED w trybie multipleksowym. W tym celu wykorzystywane jest przerwanie timera, ustawione na wywoływanie 240 razy na sekundę. Przy każdym przerwaniu wyświetlacz zostaje wygaszony, a następnie odpowiednie wyjścia są przełączane w celu wyświetlenia kolejnej cyfry.

Ponieważ używany jest wyświetlacz ze wspólną anodą, w danym momencie tylko jedna z czterech anod zostaje podciągnięta do stanu wysokiego, a pozostałe są nieaktywne. Segmenty przypisane do tej cyfry są przyciągane do poziomu niskiego. Częstotliwość odświeżania 60 Hz oraz bezwładność wzroku powodują, że całość wygląda jak statyczny, stabilny obraz.

Po zakończeniu montażu omówimy sposób korzystania z płytki oraz działanie domyślnego programu sterującego.

Montaż

Poniżej przyjęto, że chcesz zbudować moduł przetwornicy zgodnie z opisanym wcześniej schematem. Można jednak zrezygnować z niektórych podzespołów i utworzyć indywidualny układ, dodając własne elementy lub wykonując odpowiednie połączenia z użyciem złączy dostępnych na płytce.

Przetwornica podwyższająca (boost) została wykonana na dwustronnej płytce drukowanej oznaczonej kodem 24110224, o wymiarach 50 mm × 89 mm (**rysunek 4**). Prawie wszystkie elementy są przeznaczone do montażu powierzchniowego, dlatego warto przygotować: topnik, pincetę, lupę, lutownicę z cienkim grotem oraz plecionkę lutowniczą. Topnik podczas lutowania wydziela opary, więc zaleca się stosowanie wyciągu lub pracę w dobrze wentylowanym pomieszczeniu, a najlepiej na zewnątrz.

Zacznij od zamontowania złącza USB CON1. Nałóż niewielką ilość topnika na pola lutownicze, ustaw złącze na wierzchniej stronie PCB. Jest ono wyposażone w kołki pozycjonujące, które ułatwiają prawidłowe ustawienie – nie powinno być problemu z wyrównaniem złącza względem padów.

Oczyść końcówkę lutownicy i nanieś odrobinę świeżej cyny. Dotknij nią do małych pól lutowniczych, pozwalając cynie spłynąć na miejsce. Przylutuj jedynie dwa dłuższe pola. Jeśli powstanie zwarcie, usuń je przy pomocy plecionki lutowniczej i odrobiny topnika. Następnie przylutuj cztery większe pola wokół obudowy, aby zapewnić mechaniczną stabilność złącza.

Nałóż topnik na pola pod układ IC1 i umieść go na płytce. Przylutuj najpierw jedno z wyprowadzeń, aby ustabilizować pozycję. Upewnij

eprasa.pl 7f12934a40

się, że układ leży płasko i jest wyśrodkowany względem pól lutowniczych. Zwróć również uwagę czy znacznik określający pierwszy pin (np. wcięcie lub kropka) znajduje się w lewym górnym rogu, zgodnie z oznaczeniami na płytce. Gdy położenie jest prawidłowe, przylutuj pozostałe wyprowadzenia.

Na końcu nałóż odrobinę topnika na pola pod pozostałe elementy do montażu powierzchniowego. Tranzystor Q1 należy ustawić zgodnie z rysunkiem. Pojedyncza dioda D1 powinna być skierowana paskiem katody w prawo. Pozostałe elementy nie są spolaryzowane, więc ich ustawienie nie ma znaczenia.

Zastosuj tę samą technikę lutowania: najpierw przylutuj jedno wyprowadzenie, sprawdź, czy element jest prawidłowo ustawiony i dopiero potem przylutuj pozostałe nóżki.

Dwa kondensatory 10 µF umieszczone są w pobliżu elementów L1 i D1, natomiast kondensator 100 nF znajduje się nad układem IC1. Zamontuj je w następnej kolejności, zwracając uwagę, aby ich nie pomylić – nie posiadają oznaczeń, więc należy kierować się lokalizacją i wartościami z dokumentacji.

W projekcie użyto dwóch wartości rezystorów, dlatego również w tym przypadku należy uważać, aby nie pomylić ich między sobą. Większość rezystorów o wartości 1 kΩ znajduje się w okolicy złącza CON1 – są to rezystory ograniczające prąd dla segmentów wyświetlacza LED.

Ostatnim elementem przeznaczonym do montażu powierzchniowego jest cewka L1. Ponieważ ma ona większą masę cieplną niż pozostałe elementy, warto – o ile to możliwe – nieco podnieść temperaturę grota lutownicy. Nałóż cienką warstwę topnika na pola lutownicze, przylutuj jeden koniec cewki, sprawdź jej ustawienie, a następnie przylutuj pozostałe wyprowadzenia.

Wszystkie połączenia lutowane, które wyglądają na matowe, porowate lub niedogrzane, warto poprawić: dodaj trochę topnika i dotknij czystym, rozgrzanym grotem lutownicy, aż spoiwo rozpłynie się i utworzy gładką powierzchnię.

Przed przystąpieniem do montażu pozostałych elementów przewlekanych oczyść płytkę z resztek topnika za pomocą zalecanego rozpuszczalnika i pozwól jej dobrze wyschnąć.

Następnie sprawdź ustawienie wyświetlacza LED1 – upewnij się, że jest zamontowany zgodnie z rysunkami montażowymi i zdjęciami. Przylutuj go od spodu płytki i przytnij nadmiar wyprowadzeń.

Jeśli zamierzasz zamontować złącze CON3 (do zasilania 5 V) lub CON4 (do wyprowadzenia podwyższonego napięcia w inne miejsce), możesz użyć zarówno pinów, jak i gniazd. Jeśli chcesz, możesz dodać 10-pinowe listwy kołkowe w odpowiednich miejscach płytki, co umożliwi stosowanie kabelków do prototypowania bez potrzeby lutowania.

Złącze CON2 służy wyłącznie do programowania układu IC1 bezpośrednio na płytce. Jeśli korzystasz z wcześniej zaprogramowanego układu (np. zakupionego w sklepie internetowym Silicon Chip) i nie planujesz modyfikować programu, montaż CON2 nie jest konieczny. Jeśli jednak zdecydujesz się je zainstalować, zaleca się użycie złącza kątowego.

Programowanie układu IC1

W razie potrzeby można użyć programatora PICkit 4 lub Snap. W przypadku Snap wymagane jest zasilanie, które może zostać dostarczone przez złącze CON1.

Do zaprogramowania układu potrzebna będzie stosunkowo aktualna wersja środowiska MPLAB X IDE lub IPE oraz pakiet obsługujący rodzinę układów PIC16F1xxxx (DFP). My korzystaliśmy z wersji MPLAB X v6.00. Jeśli planujesz samodzielnie modyfikować program, będziesz też potrzebować kompilatora XC8 w wersji v2.40.

Chociaż piny używane do programowania są również wykorzystywane do sterowania wyświetlaczem LED, nie wpływa to negatywnie na sam proces programowania. W najgorszym przypadku po podłączeniu programatora mogą pojawić się niewielkie zakłócenia na wyświetlaczu. Po zmontowaniu całego układu nie napotkaliśmy żadnych trudności z zapisem programu do układu, choć nie udało się korzystać z trybu śledzenia działania programu na żywo.

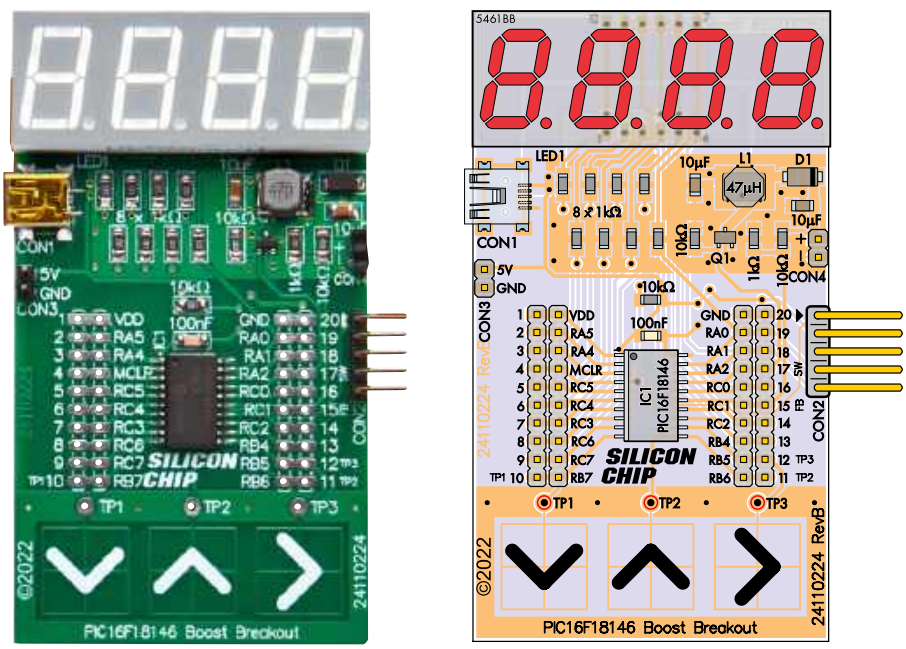
Aby zaprogramować układ, podłącz programator do złącza CON2 i załaduj do pamięci mikrokontrolera plik 2411022A.HEX, korzystając z programu MPLAB X IPE.

W trakcie prac napotkaliśmy pewien nietypowy błąd, na który być może również trafisz. Programator może zgłosić, że wartość 0x3112 jest nieprawidłowym identyfikatorem układu, mimo że zgodnie z dokumentacją techniczną jest to poprawny identyfikator dla mikrokontrolera PIC16F18146. Jeżeli pojawi się komunikat zawierający dokładnie tę wartość (jak pokazano na ekranie 1), można go bez obaw zignorować.

Do zasilania układu można nadal używać programatora, ale należy pamiętać, że PICkit 4 nie jest w stanie dostarczyć dużego prądu, co czyni go mało użytecznym w przypadku uruchamiania przetwornicy podwyższającej napięcie. Do tego celu lepiej podłączyć zewnętrzne źródło 5 V, na przykład przez kabel USB podłączony do komputera lub zasilacz sieciowy z wyjściem USB.

Obsługa

Po podłączeniu zasilania 5 V na wyświetlaczu powinien pojawić się odczyt około 4,70 (jednostką są zawsze wolty), a skrajna prawa kropka dziesiętna będzie podświetlona. Aby sprawdzić rzeczywiste napięcie wyjściowe, można podłączyć multimetr do złącza CON4.



Rysunek 4. Płytka cyfrowego stabilizatora napięcia została zbudowana głównie z elementów montowanych powierzchniowo, jednak wszystkie są stosunkowo łatwe do przylutowania. Szczególną uwagę należy zwrócić na prawidłową orientację diody, układu IC1 oraz wyświetlacza LED. Jeżeli zrezygnujesz z montażu wszystkich elementów poza IC1 i jego dwoma sąsiadującymi elementami pasywnymi, płytkę można wykorzystać jako uniwersalny moduł do eksperymentów z 20-wyprowadzeniowymi mikrokontrolerami PIC w obudowach SOIC

eprasa.pl 7f12934a40

Jeśli odczyt na wyświetlaczu lub pomiar zewnętrzny wskazuje napięcie znacznie wyższe niż napięcie zasilające, może to oznaczać błąd działania układu. W takiej sytuacji należy wyłączyć przetwornicę i sprawdzić poprawność montażu. Ograniczenie współczynnika wypełnienia sygnału sterującego powinno zapobiec nadmiernemu wzrostowi napięcia wyjściowego w przypadku problemów ze sprzężeniem zwrotnym.

Domyślnie wyświetlacz pokazuje napięcie wyjściowe, a podświetlona kropka po prawej stronie informuje, że układ jest aktywny. Gdy napięcie zasilania spadnie poniżej 4 V, wyjście zostanie automatycznie wyłączone i pozostanie nieaktywne do momentu, aż napięcie wzrośnie powyżej 4,5 V.

Po ponownym zaprogramowaniu mikrokontrolera, przetwornica zostaje uruchomiona z ustawioną wartością docelową równą 0 V, więc napięcie wyjściowe odpowiada napięciu zasilania pomniejszonemu o spadek napięcia na diodzie.

Aby ustawić nową wartość docelową, naciśnij i przytrzymaj przycisk > pod polem TP3. Wyświetlacz przełączy się w tryb ustawień i zacznie migać wartość 0,00. Podczas przytrzymywania przycisku > można regulować wartość zadawaną, naciskając równocześnie przycisk zwiększania lub zmniejszania wartości. Zmiana jest natychmiastowa.

Każdy krok odpowiada jednemu skokowi przetwornika cyfrowo-analogowego. Wyświetlane napięcie jest obliczane na podstawie wartości odniesienia odczytywanych z danych fabrycznych układu, więc poszczególne kroki mogą być nieco nierówne (ze względu na zaokrąglenia), a maksymalne wartości mogą się różnić od oczekiwanych. Mimo to uzyskanie napięcia wyjściowego 20 V nie powinno stanowić problemu.

Zwolnienie przycisku > spowoduje powrót do normalnego wyświetlania napięcia wyjściowego. Układ będzie utrzymywał napięcie zgodne z ustawioną wartością, pod warunkiem, że jest ona wyższa niż 5 V. Przy niewielkim obciążeniu (lub jego braku) napięcie wyjściowe może nieznacznie przewyższać wartość zadaną, ponieważ układ nie wyłączy się, dopóki ta wartość nie zostanie przekroczona.

Jednoczesne naciśnięcie przycisków zwiększania i zmniejszania wartości spowoduje wyświetlenie litery „b" oraz bieżącego napięcia zasilającego.

Jeśli natomiast zostaną naciśnięte wszystkie trzy przyciski jednocześnie, wyświetlacz zacznie migać wszystkimi segmentami, a ustawiona wartość zadana zostanie zapisana w pamięci EEPROM i będzie stosowana automatycznie po ponownym włączeniu zasilania. Najbezpieczniejszy sposób wykonania tej operacji to przytrzymać przyciski zwiększania i zmniejszania wartości, a następnie nacisnąć przycisk > – dzięki temu nie ma ryzyka przypadkowego nadpisania ustawień.



Ekran 1. Jeśli w trakcie programowania pojawi się komunikat o błędzie informujący, że 0x3112 to nieprawidłowy identyfikator układu PIC16F18146, można go bezpiecznie zignorować. Dokumentacja techniczna potwierdza, że 0x3112 to prawidłowy kod identyfikacyjny tego mikrokontrolera

Jeśli po tej operacji wszystkie segmenty przestaną świecić, może to oznaczać, że wartość zadana była już wcześniej zapisana i nie uległa zmianie – wówczas nie zachodzi potrzeba jej ponownego zapisu. Unika się w ten sposób niepotrzebnego zużywania pamięci EEPROM.

Jeżeli układ nie reaguje na dotyk lub migocze, mimo że nie są naciskane żadne pola, upewnij się, że do pinów odpowiadających czujnikom dotykowym nie podłączono dodatkowych elementów, zwłaszcza takich, które mogłyby wpływać na pojemność obwodu.

Szczegóły kodu

Prototyp został przetestowany z różnymi źródłami zasilania – zarówno uziemionymi, jak i izolowanymi od ziemi – i na podstawie tych prób dobrano odpowiednie wartości progów czułości dla czujników dotykowych. Wartości te zapisane są jako TOUCH_DOWN i TOUCH_UP w górnej części pliku io.h. Stosowanie dwóch różnych progów zapewnia pewną histerezę, która skutecznie zapobiega efektowi podobnemu do drgania styków (ang. debounce) przy obsłudze przycisków dotykowych.

Ponieważ mierzona wartość wzrasta po dotknięciu pola, obniżenie czułości polega na zwiększeniu tych wartości progowych. Analogicznie – aby zwiększyć czułość – należy zmniejszyć ich wartości. Jeżeli płytka jest używana zgodnie z projektem, zmiany te nie powinny być potrzebne. Jednak w przypadku własnych konstrukcji, np. gdy przewody prowadzone są od TP1 do TP3 do zewnętrznych pól dotykowych, zmiana pojemności może wymagać ponownego dostrojenia tych ustawień.

Z pewnością część Czytelników będzie zainteresowana możliwością wykorzystania fragmentów naszego programu, szczególnie sekcji związanych z przetwornicą oraz czujnikami dotykowymi. Dlatego postaraliśmy się, aby kod był przejrzysty, modułowy i podzielony na funkcje odpowiedzialne za konkretne zadania.

Funkcja doTouch() odpowiada za sprawdzenie stanu wszystkich pól dotykowych i zapisanie wyników w tablicy t[]. W jej ramach wywoływane są inne funkcje pomocnicze, takie jak initADCcvd() oraz getADCcvd().

Funkcja boostInit() konfiguruje urządzenia peryferyjne używane przez przetwornicę podwyższającą napięcie. Sterowanie wymaga po prostu ustawienia przetwornika cyfrowo-analogowego za pomocą rejestru DAC1DATL po jego włączeniu poprzez wyczyszczenie bitu TRIS pinu portu RA2 (który został zdefiniowany jako SWPIN).

Minimalna liczba niezbędnych elementów

Jeśli chcesz wykorzystać tę płytkę jedynie jako prosty moduł dla mikrokontrolera PIC16F18146, do jego podstawowego działania potrzebne są jedynie dwa elementy: kondensator 100 nF i rezystor 10 kΩ, umieszczone w bezpośrednim sąsiedztwie układu IC1.

Wyświetlacz LED wraz z ośmioma rezystorami o wartości 1 kΩ można pominąć – pozwoli to zwolnić 12 wyprowadzeń mikrokontrolera, które w przeciwnym razie byłyby wykorzystane do jego obsługi.

Elementy Q1, L1, D1, złącze CON4 oraz powiązane z nimi elementy pasywne (jeden rezystor 1 kΩ, dwa rezystory 10 kΩ oraz dwa kondensatory 10 µF) tworzą układ przetwornicy podwyższającej napięcie. Jeśli nie planujesz korzystać z tej funkcji, można je pozostawić niezamontowane – wówczas zwolnione zostaną dodatkowe dwa piny mikrokontrolera.

Oczywiście w takim przypadku konieczne będzie zmodyfikowanie programu, aby mógł działać bez wyświetlacza. Jeżeli potrzebujesz odzyskać jeszcze trzy kolejne piny, należałoby również zmienić sposób sterowania i zastąpić czujniki dotykowe innym rozwiązaniem. Trzeba jednak pamiętać, że fizyczne usunięcie pól dotykowych nie jest proste – są one częścią dolnej warstwy płytki drukowanej i ich usunięcie wymagałoby zeszlifowania tej części laminatu. ■

Tim Blythman

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

eprasa.pl 7f12934a40

Używanie sterownika LED Buck-Boost jako ładowarki lub przetwornicy napięciowej

Sterownik LED Buck/Boost dużej mocy (Silicon Chip, czerwiec 2022; siliconchip.au/Article/15340 oraz EdW, styczeń 2025) to uniwersalny moduł przeznaczony do zasilania dużych paneli LED. Jego możliwości są jednak znacznie szersze. W niniejszym artykule przedstawiono inne praktyczne zastosowania tego układu, takie jak ładowanie akumulatorów czy konwersja napięć stałych o różnych poziomach.

Sterownik LED Buck-Boost dużej mocy został zaprojektowany jako zasilacz z ograniczeniem prądu, umożliwiający pracę zarówno przy napięciu wejściowym niższym, jak i wyższym od napięcia wyjściowego. Dzięki temu doskonale sprawdza się jako źródło zasilania dla urządzeń wymagających stałego prądu, takich jak jasne, białe diody LED. Nie jest to jednak jego jedyne możliwe zastosowanie – zakres użycia tego sterownika jest znacznie szerszy.

Jest to przetwornica impulsowa, która może pracować zarówno w trybie podwyższania napięcia (boost), jak i obniżania napięcia (buck), z płynnym przejściem między tymi trybami. Zastosowany układ kontrolny automatycznie obniża napięcie wyjściowe, gdy prąd obciążenia przekroczy ustawioną wartość graniczną.

Założeniem projektowym było zapewnienie prądu o natężeniu co najmniej 6,5 A przy napięciu znamionowym 12 V, zgodnym z parametrami zamówionych przez nas paneli LED. Jednak zastosowany układ sterujący LM5118 umożliwia pracę w znacznie szerszym zakresie napięć. Dotyczy to również pozostałych kluczowych elementów, takich jak tranzystory MOSFET sterujące przepływem prądu.

Płytka drukowana oraz pozostałe elementy ograniczają maksymalny prąd, z jakim może pracować sterownik – do 10 A po stronie wejściowej i około 8 A na wyjściu.

Ponieważ urządzenie umożliwia regulację zarówno napięcia, jak i natężenia prądu w szerokim zakresie, może znaleźć zastosowanie nie tylko jako zasilacz do diod LED. Podobnie jak zasilacz laboratoryjny bywa wykorzystywany do ładowania akumulatorów, również ten sterownik może pełnić taką funkcję. Podłączenie do jego wejścia wydajnego zasilacza sieciowego prądu stałego pozwala na realizację tego zadania – choć wiąże się to z pewnymi ograniczeniami, które omówimy w dalszej części artykułu.

Jedną z głównych zalet sterownika jest szeroki zakres dopuszczalnego napięcia wejściowego. Dzięki temu możliwe jest zastosowanie różnych typów zasilaczy. Przykładowo, typowe zasilacze do laptopów, które dostarczają napięcie rzędu 19 V, doskonale nadają się do zasilania tego układu – zwłaszcza że przy napięciu wyjściowym około 12 V oznacza to mniejsze obciążenie prądowe po stronie wejściowej.

W dalszej części artykułu omówimy także możliwość zasilania sterownika z paneli słonecznych oraz z różnych typów akumulatorów. Zaprezentujemy kilka wykresów opracowanych na podstawie naszych pomiarów, które mogą okazać się pomocne przy konfiguracji układu do takich zastosowań. Szczególną uwagę poświęcimy typowym ustawieniom oraz ich wpływowi na działanie sterownika w całym zakresie jego pracy, w tym także na jego sprawność.

Na **rysunku 1** przedstawiono pełny schemat sterownika, który ułatwi zrozumienie zasady jego działania. W dalszej części artykułu omówimy także kilka mniej oczywistych zagadnień, które w niektórych przypadkach mogą wymagać dołożenia dodatkowych elementów.

Materiały dodatkowe dostępne są na stronie Silicon Chip: https://tiny.pl/qd33prvz
Materiały dodatkowe są również dostępne na stronie elportal.pl/do-pobrania

Na **rysunku 2** pokazano sposób podłączenia akumulatora do płytki w celu jego ładowania – zasilanie należy doprowadzić do złącza CON1, a akumulator podłączyć bezpośrednio do CON2. Zdecydowanie jednak zalecamy skorzystanie z udoskonalonych rozwiązań alternatywnych, które zostaną omówione w dalszej części artykułu.

Do artykułu dołączyliśmy również oscylogramy 1–3, ilustrujące pracę sterownika w trzech podstawowych trybach: obniżania napięcia (buck), podwyższania (boost) oraz trybie mieszanym (buck-boost).

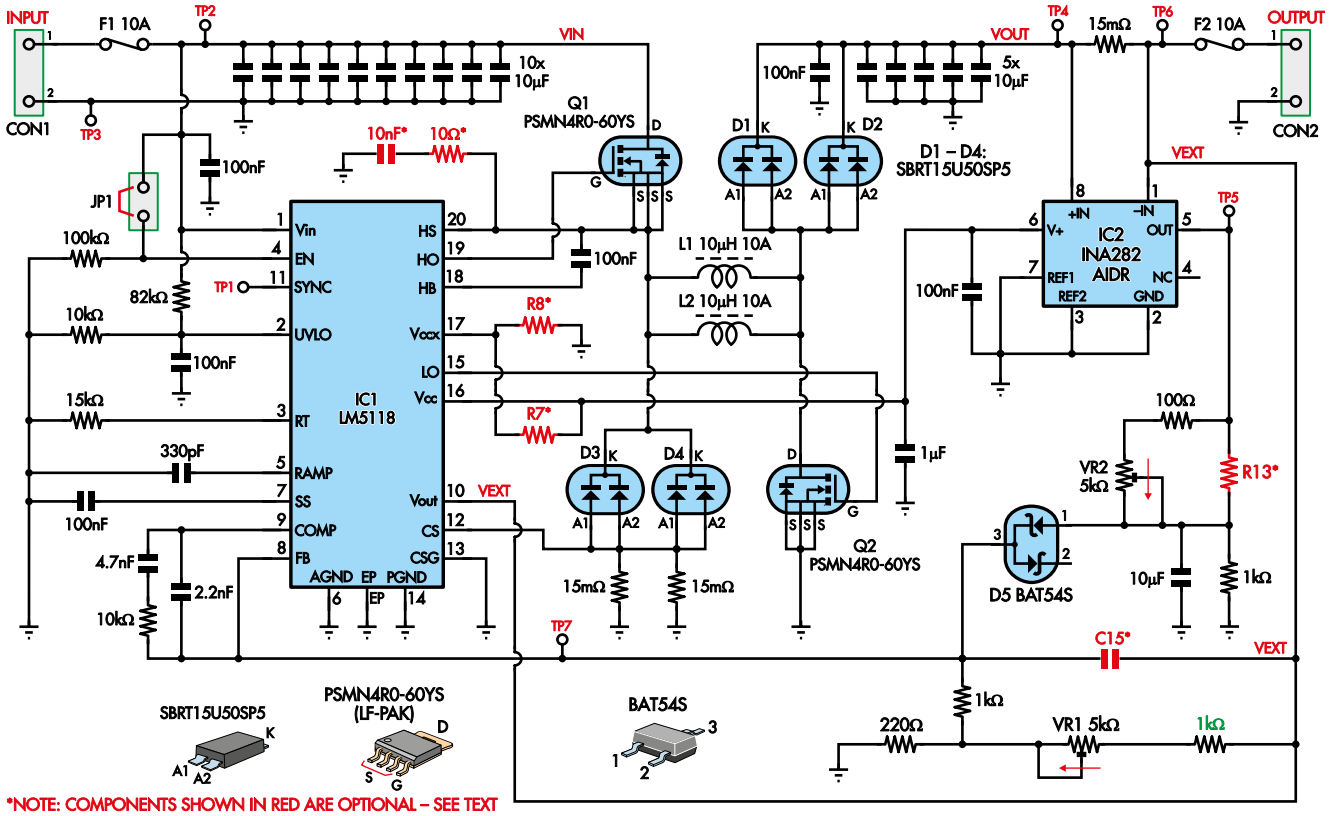
Miękkie ograniczenie prądu

Jednym z istotnych zagadnień, o których należy pamiętać podczas korzystania ze sterownika, jest brak twardego ograniczenia prądu.

Zastosowania sterownika LED Buck/Boost

- Sterowanie diodami LED dużej mocy lub całymi matrycami LED
- Ładowanie i podtrzymywanie pracy akumulatora w przyczepie kempingowej lub na łodzi
- przenośna ładowarka z wewnętrznym akumulatorem SLA lub litowo-jonowym
- Zasilanie urządzeń 12 V z akumulatora 24 V lub zasilacza do laptopa
- Zasilanie urządzeń 24 V z akumulatora 12 V
- Zasilanie lub ładowanie laptopa z akumulatora 12 V (np. w samochodzie)
- Zapewnienie regulowanego napięcia 12 V DC z akumulatora 12 V
- Ładowanie zapasowego akumulatora z instalacji samochodowej podczas przerwy w zasilaniu sieciowym
- Wysokoprądowe źródło zasilania USB (np. do jednoczesnego zasilania wielu urządzeń) z akumulatora 12 V
- Zasilanie niskonapięciowej szyny o dużym obciążeniu w urządzeniach zasilanych wyższym napięciem
- Zasilanie urządzeń 12 V/24 V DC bezpośrednio z panelu słonecznego

eprasa.pl 7f12934a40



Rysunek 1. Schemat sterownika LED buck/boost, odtworzony w celu ułatwienia jego analizy i wykorzystania. Układ oparty jest na przetwornicy LM5118 i wykorzystuje do konwersji napięcia mostek tranzystorów MOSFET, diody Schottky'ego oraz cewki

Na etapie wczesnych prototypów rozważaliśmy zastosowanie takiego rozwiązania, jednak okazało się ono niekorzystne ze względu na niestabilność pracy układu i występowanie oscylacji przy aktywnym ograniczeniu prądu.

W ostatecznej wersji projektu zastosowano łagodniejszy sposób ograniczania prądu, co skutkuje przebiegami przedstawionymi na rysunku 3. Wykresy te zostały sporządzone przy różnych ustawieniach potencjometru montażowego ograniczenia prądu (VR2) – w trzech wybranych pozycjach w całym zakresie regulacji, w tym przy minimalnym ustawieniu. Jak wspomniano w oryginalnym artykule, najniższy możliwy próg ograniczenia prądu wynosi 1,8 A.

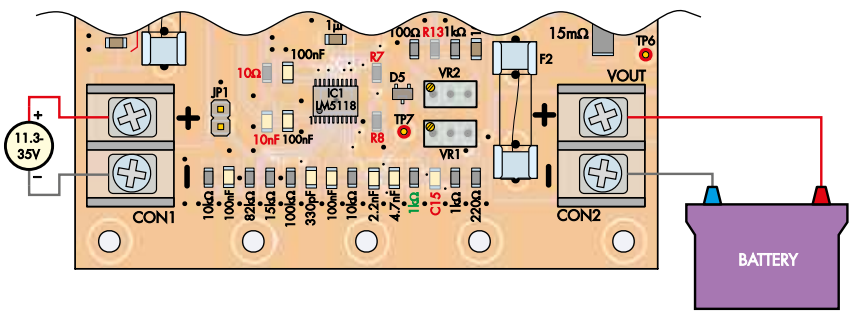
Napięcie wyjściowe zostało ustawione na 14 V, co odpowiada typowemu zakresowi ładowania akumulatora kwasowo-ołowiowego 12 V. Taka konfiguracja stanowi dobre ustawienie początkowe do tego typu zastosowań. Wykres opracowano na podstawie pomiarów wykonanych przy użyciu naszego programowalnego obciążenia dla Arduino (Silicon Chip, czerwiec 2022, siliconchip.au/Article/15341 oraz EdW, luty 2025), przeprowadzonych przy 16 kolejnych poziomach obciążenia.

Jak opisano w sekcji zamieszczonej na końcu artykułu, wyższe prądy obciążenia uzyskaliśmy, dołączając drugie obciążenie równolegle do pierwszego. W rezultacie występują różnice w zachowaniu układu w całym zakresie pracy akumulatora – największy prąd płynie na początku, podczas ładowania mocno rozładowanego ogniwa.

Testy, na podstawie których sporządzono wykres z **rysunku 3**, przeprowadziliśmy przy napięciach wejściowych 12 V i 15 V. Uzyskane wyniki były praktycznie identyczne. To dobra wiadomość, ponieważ oznacza, że przy zasilaniu z typowego akumulatora 12 V zachowanie układu pozostaje stabilne i przewidywalne. W praktyce umożliwia to wykorzystanie różnych źródeł zasilania do ładowania – w tym nawet innego akumulatora 12 V.

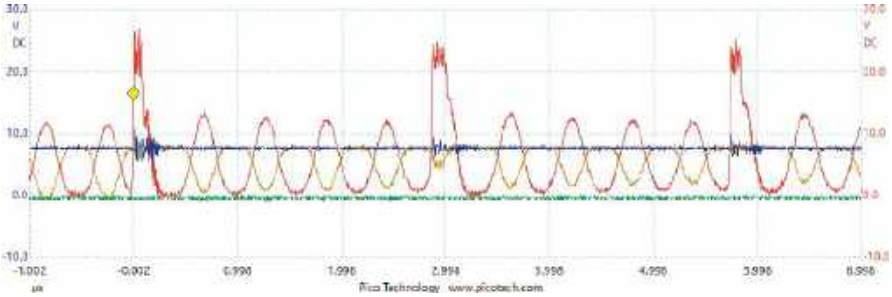
Jak pokazano na rysunku 3, natężenie prądu dostarczanego do obciążenia wzrasta, gdy napięcie spada poniżej 10 V. Jednak sprawny akumulator 12 V powinien mieć napięcie spoczynkowe co najmniej 10,5 V, a najczęściej nawet wyższe. Jeśli przed rozpoczęciem ładowania napięcie Twojego akumulatora wynosi 10 V lub mniej, należy podjąć odpowiednie środki – może to świadczyć o głębokim rozładowaniu lub uszkodzeniu ogniwa.

Podczas ładowania akumulatorów zalecamy zastosowanie bezpiecznika na wyjściu sterownika (F2), dobranego na prąd nieco wyższy niż ustawione ograniczenie prądu. Takie zabezpieczenie pozwoli uchronić zarówno akumulator, jak i sam sterownik przed uszkodzeniem w przypadku awarii akumulatora.

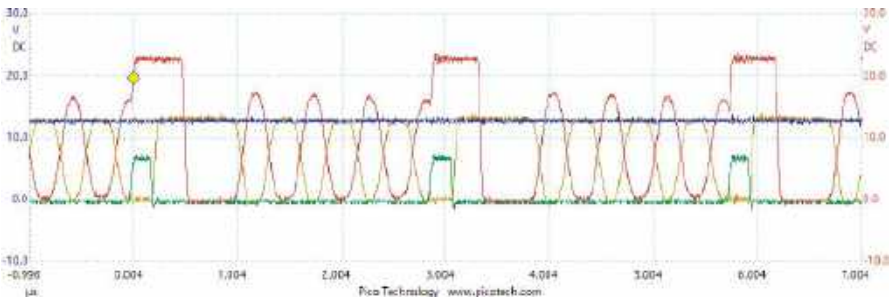


Rysunek 2. Najprostsze połączenia pozwalające wykorzystać sterownik LED buck/boost do ładowania akumulatora. Taki układ wymaga jednak aktywnego nadzoru nad stanem akumulatora. Aby mógł pełnić funkcję autonomicznej ładowarki, konieczne jest wprowadzenie kilku dodatkowych elementów

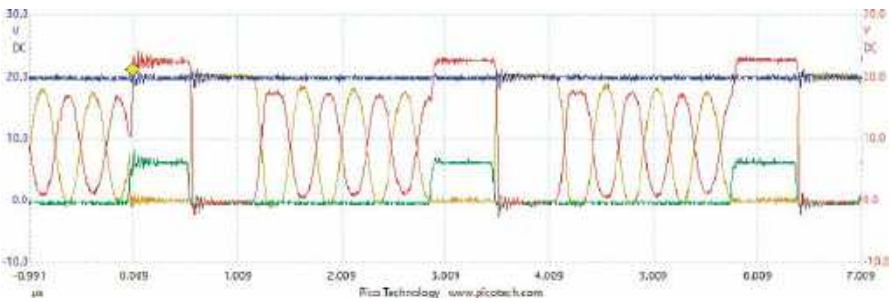
eprasa.pl 7f12934a40



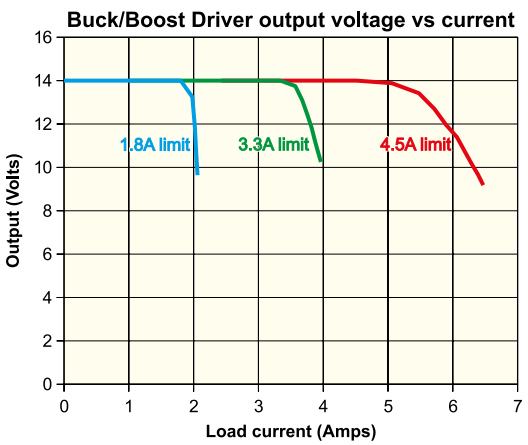
Oscylogram 1. Przedstawiono przebiegi dla pracy w trybie obniżania napięcia (buck), przy napięciu wejściowym 17 V DC i wyjściowym 8 V DC. Niebieski przebieg przedstawia napięcie wyjściowe, czerwony – sygnał bramki Q1, zielony – sygnał bramki Q2, a żółty/brązowy – napięcie na drenie Q2. W tym trybie sterowany jest jedynie tranzystor Q1, ponieważ nie jest wymagane wzmacnianie napięcia. Zwróć uwagę, że napięcie bramki Q1 „unosi się" po wyłączeniu, ale nie osiąga wystarczającego poziomu (>17 V), by Q1 mógł przewodzić. Napięcie na drenie Q2 również „pływa" po całkowitym rozładowaniu energii zgromadzonej w cewkach



Oscylogram 2. Przebiegi podobne do przedstawionych na oscylogramie 1, tym razem przy napięciu wyjściowym 13 V DC, które jest na tyle zbliżone do napięcia wejściowego 17 V, że sterownik pracuje w trybie buck/boost. Obie bramki tranzystorów – Q1 (kolor czerwony) i Q2 (kolor zielony) – są aktywne, przy czym Q2 załącza się na krótko w tym samym momencie, gdy przewodzi Q1. Pola magnetyczne w cewkach rozładowują się wolniej niż w trybie buck, jednak układ nadal pracuje w trybie nieciągłym, co wynika z niewielkiego obciążenia



Oscylogram 3. Przy napięciu wyjściowym ustawionym na 20 V układ pracuje w trybie podwyższania napięcia (boost). W tym trybie tranzystory Q1 i Q2 są załączane jednocześnie i na ten sam czas. Po ich wyłączeniu energia zgromadzona w cewkach indukcyjnych powoduje spadek napięcia na drenie Q2 do poziomu o jedną diodę Schottky'ego powyżej napięcia wyjściowego – ponieważ cewki przekazują energię na wyjście. Kondensatory filtra wyjściowego zapewniają ciągłość prądu obciążenia pomiędzy impulsami



Rysunek 3. Trzy krzywe przedstawiają łagodną charakterystykę ograniczania prądu w sterowniku LED typu buck/boost. Pokazują zachowanie układu przy trzech różnych ustawieniach ograniczenia prądowego. Po przekroczeniu ustawionego progu prądu napięcie wyjściowe zaczyna szybko spadać, jednak nie następuje gwałtowne odcięcie – ograniczenie jest realizowane płynnie, a nie progowo

Wyciek ładunku akumulatora

W zależności od konfiguracji może się zdarzyć, że naładowany akumulator podłączony do wyjścia sterownika (CON2) pozostanie w układzie, mimo braku zasilania na wejściu (CON1). Przeprowadzone przez nas testy potwierdziły, że taka sytuacja nie prowadzi do uszkodzenia ani sterownika, ani akumulatora. Większość obwodów jest wówczas odseparowana od akumulatora dzięki zastosowaniu diod D1 i D2.

Jednak w tym stanie występuje stałe obciążenie akumulatora na CON2 wynoszące około 5,6 mA ze względu na dzielnik napięcia utworzony z rezystora 1 kΩ, potencjometru 5 kΩ i rezystora 220 Ω. Prąd 5,6 mA jest zgodny z napięciem 1,23 V obecnym na rezystorze 220 Ω, czego należy oczekiwać, gdy sterownik działa normalnie.

Układ IC2, służący do pomiaru prądu za pośrednictwem bocznika, ma wejścia o wysokiej impedancji i w stanie bez zasilania nie stanowi dodatkowego obciążenia. Jedynym innym potencjalnym obciążeniem jest rezystor 1 kΩ, prowadzący z powrotem do pinu FB układu IC1 (pin 8), jednak w naszych testach nie zaobserwowaliśmy żadnego upływu prądu z tego powodu.

Rozładowanie dużego akumulatora prądem 5,6 mA trwałoby bardzo długo, ale mimo to nie jest to rozwiązanie idealne. Proponujemy dwa sposoby, które pozwalają wyeliminować ten problem. Najprostsze z nich to zastosowanie odpowiednio dobranej diody Schottky'ego pomiędzy złączem CON2 a naładowanym akumulatorem. Spowoduje to naturalny spadek napięcia między wyjściem sterownika a akumulatorem, który można skompensować, nieco podwyższając napięcie wyjściowe. Układ ten przedstawiono na **rysunku 4**.

Nawet przy minimalnym ustawieniu prądu dioda ta będzie zazwyczaj rozpraszać moc rzędu 1 W lub większą, dlatego należy zastosować egzemplarz o odpowiedniej wydajności prądowej. Można rozważyć użycie kilku diod połączonych równolegle, jednak równomierny podział prądu w takim układzie jest trudny do zapewnienia. Znacznie lepszym rozwiązaniem będzie zastosowanie diody Schottky w obudowie TO-220 z niewielkim radiatorem – na przykład Altronics Z0065 lub Jaycar ZR1029.

Lepszym, choć nieco bardziej złożonym rozwiązaniem, jest zastosowanie samochodowego przekaźnika 10 A, który łączy naładowany akumulator z wyjściem sterownika tylko wtedy, gdy na wejściu obecne jest odpowiednie napięcie zasilania. Układ ten przedstawiono na **rysunku 5**.

Cewka przekaźnika jest podłączona równolegle do źródła zasilania sterownika przez

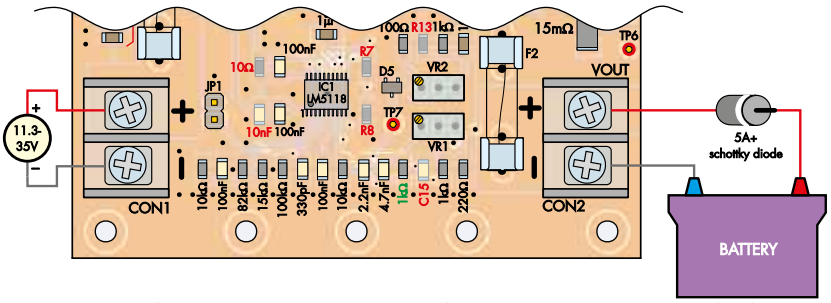
eprasa.pl 7f12934a40

złącze CON1. Jeśli przekaźnik ma wbudowaną diodę zabezpieczającą, należy zwrócić uwagę na jej polaryzację. Styk normalnie otwarty (NO) powinien być połączony między zaciskiem „+” złącza CON2 a dodatnim biegunem ładowanego akumulatora.

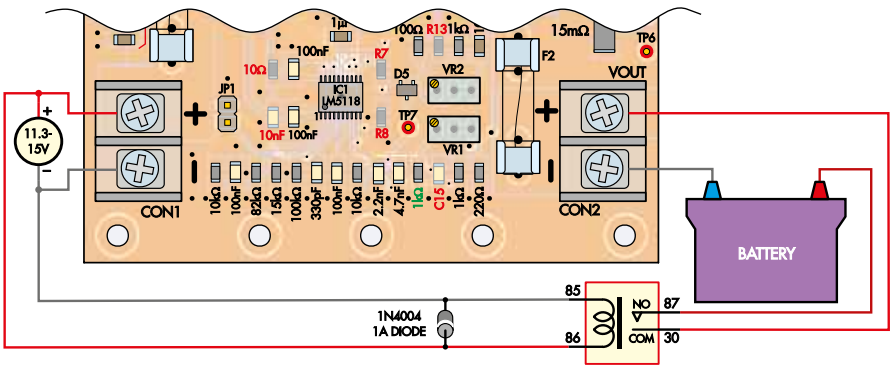
Dla numeracji zacisków stosowanej w typowych przekaźnikach samochodowych: pin 85 należy połączyć z masą sterownika, a pin 86 z dodatnim zaciskiem zasilania (CON1). Styk wspólny (30) powinien być podłączony do dodatniego zacisku wyjściowego sterownika (CON2), natomiast styk 87 – do dodatniego bieguna naładowanego akumulatora.

Wadą zastosowania przekaźnika jest pobór mocy przez jego cewkę, co nieco obniża ogólną sprawność układu. Jednak straty te są zwykle mniejsze niż w przypadku użycia diody Schottky'ego, proporcjonalnie do mocy cewki. Typowe przekaźniki samochodowe mają cewki o mocy około 2 W, dlatego przy wyższych wartościach prądu rozwiązanie z przekaźnikiem może okazać się korzystniejsze.

Rozwiązanie z diodą prawdopodobnie zapewni wyższą sprawność przy niższych wartościach prądu, jednak należy pamiętać, że spadek napięcia na diodzie może utrudnić precyzyjne ustawienie właściwego napięcia ładowania.



Rysunek 4. Aby zapobiec samoczynnemu rozładowywaniu akumulatora przez prąd pasożytniczy sterownika po odłączeniu zasilania wejściowego, należy zastosować diodę Schottky'ego o odpowiedniej wydajności prądowej. Dodanie takiego elementu nie jest jednak konieczne, jeśli akumulator będzie każdorazowo odłączany po zakończeniu ładowania



Rysunek 5. Po odłączeniu zasilania wejściowego akumulator może być odłączany za pomocą przekaźnika zamiast diody Schottky'ego. Takie rozwiązanie cechuje się wyższą sprawnością przy dużych prądach ładowania, choć jest droższe i wymaga dodatkowego okablowania. Wprowadza również pewne ograniczenia dotyczące dopuszczalnego zakresu napięcia wejściowego

Etapy ładowania

Sterownik w wersji podstawowej jest zasadniczo układem bezstanowym – jego działanie zależy wyłącznie od warunków zewnętrznych. Ponieważ posiada ograniczenie napięcia i natężenia prądu, może pracować zarówno w trybie ładowania podtrzymującego, jak i szybkiego (bulk/absorption). Jednak będzie ładował akumulator w sposób ciągły, dopóki pozostanie zasilany. Jeśli więc celem nie jest wyłącznie ładowanie podtrzymujące, warto rozważyć, czy taki tryb pracy nie doprowadzi do przeładowania i uszkodzenia akumulatora.

Za pomocą sterownika można przeprowadzić ładowanie zasadnicze (masowe) akumulatora, ustawiając napięcie wyjściowe na odpowiedni poziom – na przykład około 14...14,4 V dla akumulatora kwasowo-ołowiowego 12 V. Należy jednak w jakiś sposób ograniczyć czas takiego ładowania, ponieważ zbyt długie utrzymywanie podwyższonego napięcia może prowadzić do uszkodzenia akumulatora. Aby dobrać odpowiednie parametry, warto zapoznać się z zaleceniami producenta danego modelu akumulatora.

Ponieważ sterownik może okazać się przydatny do ładowania akumulatorów, opracowaliśmy niedrogą płytkę rozszerzającą. Jej głównym zadaniem jest obniżenie napięcia wyjściowego sterownika po zakończeniu fazy szybkiego ładowania i doładowywania przy stałym napięciu, tak aby sterownik przeszedł w tryb ładowania podtrzymującego na pozostały czas, w którym pozostaje zasilany.

Odbywa się to poprzez monitorowanie prądu wyjściowego i napięcia. W momencie, gdy napięcie przestaje rosnąć, a prąd ładowania zaczyna spadać, uznaje się, że zakończyła się faza ładowania szybkiego. Kolejny etap – doładowywanie przy stałym napięciu – kończy się, gdy prąd spadnie do około 10% wartości, jaką osiągał pod koniec ładowania szybkiego. Wtedy rozpoczyna się ładowanie podtrzymujące.

Stosowany jest również licznik czasu, który przerywa fazę doładowywania przy stałym napięciu, jeśli trwa ona zbyt długo. Ponieważ może on w niewielkim stopniu obciążać akumulator, nie jest resetowany w przypadku krótkotrwałej przerwy w zasilaniu wejściowym – na przykład, gdy silnik pojazdu (i alternator) zostanie wyłączony, a następnie ponownie uruchomiony.

Dodatkowa płytka zawiera jedynie kilkadziesiąt elementów, montuje się ją bezpośrednio na sterowniku i wyposażona jest w czytelny wskaźnik stanu ładowania oraz kilka dodatkowych możliwości regulacji. Zdecydowanie zalecamy jej użycie, jeśli planujesz korzystać ze sterownika do szybkiego ładowania akumulatorów bez stałego nadzoru.

Konfiguracja ładowania

Jeśli korzystasz z dodatkowej płytki, o której wspomniano wyżej, zapoznaj się z treścią poniżej. Uzyskasz instrukcje dotyczące konfigurowania jej jako ładowarki. W przeciwnym razie pomiń ten fragment.

Aby skonfigurować sterownik do ładowania akumulatora, należy ustawić odpowiednie napięcie ładowania. Typowe wartości dla ładowania podtrzymującego standardowego akumulatora kwasowo-ołowiowego mieszczą się w zakresie około 13 V...13,8 V, natomiast dla ładowania szybkiego – w zakresie 14 V...14,6 V.

Ustawiona wartość ograniczenia prądu powinna być dostosowana do konkretnego akumulatora (co ma szczególne znaczenie w przypadku mniejszych typów), a także do zastosowanego źródła zasilania i okablowania. Należy jednak pamiętać, że rzeczywisty prąd ładowania może nieco odbiegać od wartości zadanej – zwłaszcza gdy akumulator jest silnie rozładowany, a napięcie wyjściowe sterownika znacznie odbiega od napięcia nominalnego.

Podczas ładowania rozładowanego akumulatora warto przewidzieć zapas prądu

eprasa.pl 7f12934a40

na poziomie 10...20%. Jednym ze sposobów uwzględnienia tego zjawiska jest ustawienie ograniczenia prądu w momencie, gdy akumulator znajduje się w stanie głębokiego rozładowania.

Należy również pamiętać o dobraniu bezpiecznika F2 tak, aby jego prąd znamionowy był nieco wyższy od ustawionego ograniczenia prądu. Dobrym punktem wyjścia jest najbliższa wyższa wartość znamionowa powyżej maksymalnego prądu ładowania – szczególnie po głębokim rozładowaniu akumulatora. Takie zabezpieczenie pomoże zapobiec niekontrolowanemu przepływowi prądu wstecznego. Jeśli nie chcesz, aby akumulator samoczynnie rozładowywał się przez sterownik, pamiętaj o dodaniu diody lub przekaźnika, zgodnie z wcześniejszymi zaleceniami.

Sprawność

Sterownik nie pracuje bezstratnie – sam generuje pewne straty energii. Z danych katalogowych układu LM5118 (IC1 na rysunku 1) wynika, że jego sprawność mieści się w przedziale od 80% do 95%, w zależności od natężenia prądu oraz napięcia wejściowego.

Przy zasilaniu napięciem 12 V i wyjściu ustawionym na 14 V zmierzyliśmy prąd pobierany ze źródła zasilania (bez obciążenia) na poziomie około 35 mA. Oznacza to, że przy prądzie wyjściowym 1,8 A strata ta stanowi około 2% mocy wejściowej, co ogranicza maksymalną sprawność układu do około 98%.

Oprócz prądu spoczynkowego, głównymi źródłami strat mocy są diody oraz cewki. To właśnie te elementy w praktyce nagrzewają się najbardziej podczas pracy układu. Aby oszacować całkowitą sprawność w typowych konfiguracjach, przeprowadziliśmy kilka prostych testów obciążeniowych.

W pierwszym teście zastosowano trzy konfiguracje: wejście 12 V i wyjście 12 V, następnie wejście 24 V i wyjście 12 V, a na końcu wejście 12 V zasilające wyjście 24 V. Wyniki przedstawiono na **rysunku 6**.

Testy te obejmują trzy najczęstsze tryby pracy sterownika: przy napięciach wejściowym i wyjściowym o podobnej wartości (tryb hybrydowy), przy napięciu wejściowym wyraźnie wyższym od wyjściowego (tryb obniżający, tzw. buck) oraz przy napięciu wejściowym niższym od wyjściowego (tryb podwyższający, tzw. boost).

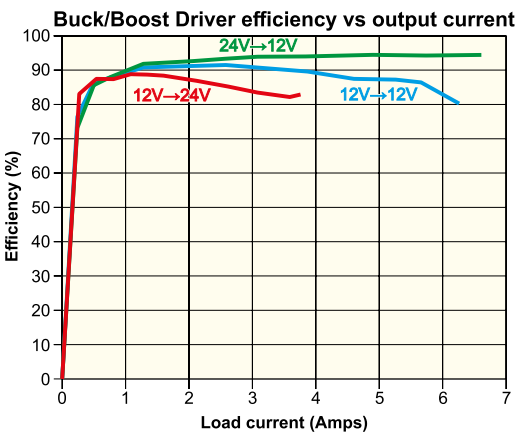
Na podstawie samych wykresów może to nie być oczywiste, ale prąd spoczynkowy maleje przy wyższych napięciach wejściowych i rośnie przy wyższych napięciach wyjściowych. Największą wartość prądu spoczynkowego zaobserwowaliśmy przy zasilaniu 12 V i wyjściu 24 V – wyniosła 47 mA (co odpowiada 564 mW). Dla porównania, przy wejściu i wyjściu 12 V prąd wynosił 34 mA (408 mW), a przy zasilaniu 24 V i wyjściu 12 V – tylko 12 mA (288 mW).

Jak to zwykle bywa, sterownik osiąga najwyższą sprawność podczas obniżania napięcia. Nie jest więc zaskoczeniem, że tryb hybrydowy – występujący wtedy, gdy napięcie wejściowe i wyjściowe są do siebie zbliżone – charakteryzuje się sprawnością pośrednią, mieszczącą się pomiędzy trybem buck a boost.

Nasze pomiary potwierdzają, że zakresy sprawności podane w nocie katalogowej są zgodne z rzeczywistością – przynajmniej w przypadku istotnych wartości prądu wyjściowego. Tryb obniżania napięcia (buck) nie wykazuje spadku sprawności przy wyższych prądach, w przeciwieństwie do pozostałych trybów. Dlatego zasilanie sterownika napięciem wyższym niż napięcie wyjściowe może być korzystne z punktu widzenia sprawności energetycznej.

Energia słoneczna

Można przypuszczać, że szeroki zakres napięcia wejściowego sterownika dobrze predysponuje go do współpracy z panelami słonecznymi. Na przykład panel fotowoltaiczny o nominalnym napięciu 12 V może w warunkach pracy bez obciążenia osiągać nawet 22 V,



Rysunek 6. Wykresy sprawności dla trzech różnych scenariuszy konwersji napięcia. Sterownik osiąga najwyższą sprawność, gdy napięcie wyjściowe jest niższe niż napięcie wejściowe (tryb buck), a najniższą, gdy napięcie wyjściowe przewyższa wejściowe (tryb boost). Mimo to, w niemal wszystkich przypadkach sprawność przekracza 80%



W naszych testach wykorzystaliśmy zasilacz do laptopa, taki jak Jaycar MP3346. Sterownik umożliwia uzyskanie w pełni stabilizowanego napięcia wyjściowego z funkcją ograniczenia prądu. Może również współpracować z innymi źródłami zasilania, takimi jak akumulatory czy samochodowe gniazda zapalniczek

a jego maksymalny punkt mocy (MPP) zazwyczaj znajduje się w okolicach 17 V. Z kolei przy słabym nasłonecznieniu lub dużym obciążeniu napięcie może spadać poniżej 12 V.

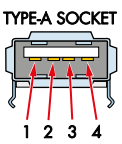
Aby zweryfikować tę hipotezę, przeprowadziliśmy kilka krótkich testów z wykorzystaniem panelu słonecznego o mocy 40 W, ładującego akumulator 12 V przy ograniczeniu prądu do 1,8 A. Test potwierdził, że taka konfiguracja jest funkcjonalna, jednak prawdopodobnie nie zapewni optymalnej wydajności. Z pewnością nie dorówna skutecznością dobrze zaprojektowanemu regulatorowi ładowania typu MPPT.

Wszystkie panele słoneczne zmieniają swoje napięcie wyjściowe w zależności od obciążenia, a pierwszym naszym odkryciem było to, że sterownik gwałtownie oscylował, gdy włączał się i pobierał prąd, powodując spadek napięcia panelu słonecznego. Uruchamiało to UVLO (ang. Under-Voltage Lockout, czyli zabezpieczenie przed zbyt niskim napięciem), zmniejszając obciążenie i powodując wzrost napięcia panelu słonecznego, powtarzając cykl.

Rozwiązanie tego problemu okazało się proste – wystarczyło podłączyć kondensator elektrolityczny 1000 µF do wejścia CON1 sterownika. Jeśli zdecydujesz się na takie rozwiązanie, upewnij się, że kondensator ma odpowiednie napięcie znamionowe, przystosowane do pracy z napięciem jałowym panelu słonecznego, które może być niemal dwukrotnie wyższe od napięcia nominalnego.

Przetestowaliśmy również kondensator 4700 µF – sprawdził się równie dobrze. W praktyce powinny działać poprawnie także kondensatory o jeszcze większej pojemności.

Nie jest to jednak główny czynnik ograniczający. Sterownik w pierwszej kolejności



PIN	NAME	WIRE COLOUR	DESCRIPTION
1	VBUS	Red or Orange	+5V
2	D–	White or Gold	Data –
3	D+	Green	Data +
4	GND	Black or Blue	Ground

Rysunek 7. Układ pinów standardowego gniazda USB typu A

eprasa.pl 7f12934a40

dąży do utrzymania zadanego napięcia wyjściowego, dlatego w warunkach słabego nasłonecznienia nie radzi sobie najlepiej. Za każdym razem, gdy zapotrzebowanie na moc wyjściową przekracza dostępną moc wejściową (pomniejszoną o straty), napięcie na wejściu spada, aktywuje się blokada podnapięciowa (UVLO), a energia przestaje być przekazywana do akumulatora.

Jest to przeciwieństwo specjalnie zaprojektowanego regulatora ładowania do paneli słonecznych, który dostosowuje swoje napięcie wyjściowe w taki sposób, aby – w zależności od dostępnej mocy – zapewnić przynajmniej częściowe ładowanie akumulatora.

W praktyce korzystanie ze sterownika w takiej konfiguracji sprawdzało się przy pełnym nasłonecznieniu. Jednak już przy niewielkim zachmurzeniu prąd wyjściowy spadał do zera, a ładowanie akumulatora ograniczało się do krótkich impulsów, pojawiających się wtedy, gdy kondensator zdążył się naładować.

W warunkach słabego nasłonecznienia – na przykład wczesnym rankiem – zapotrzebowanie na prąd ładowania bywa zazwyczaj największe, co prowadzi do wyraźnej rozbieżności między potrzebami a dostępną mocą z panelu słonecznego.

Z drugiej strony, jeśli zamierzasz używać sterownika do bezpośredniego zasilania urządzeń z panelu słonecznego, takie zachowanie może być wręcz pożądane. Urządzenie będzie wtedy pracować przy napięciu i prądzie zbliżonym do wartości znamionowych – albo nie będzie działać wcale.

Ładowanie akumulatora z panelu słonecznego za pośrednictwem sterownika zdecydowanie wymaga zastosowania diody między złączem CON2 a akumulatorem (zgodnie z wcześniejszym opisem), ponieważ przez większość czasu – zwłaszcza w nocy – panel słoneczny nie dostarcza żadnej energii, co mogłoby prowadzić do samoczynnego rozładowywania akumulatora.

W tym przypadku zastosowanie przekaźnika nie zda egzaminu, ponieważ mogą występować długie okresy, w których napięcie z panelu słonecznego będzie wystarczająco wysokie, by uruchomić (lub przynajmniej podtrzymać) przekaźnik, ale moc dostarczana przez panel będzie zbyt mała, by umożliwić rzeczywiste ładowanie akumulatora.

Krótko mówiąc, sterownik może pełnić rolę regulatora ładowania z panelu słonecznego, jednak nie sprawdza się w tej funkcji szczególnie dobrze. Nie jest to zaskakujące – układ ten nie został zaprojektowany z myślą o takim zastosowaniu.

Modyfikacja programowalnego obciążenia Arduino w celu monitorowania obciążeń zewnętrznych

Projekt programowalnego obciążenia Arduino (Silicon Chip, czerwiec 2022, siliconchip.au/Article/15341 oraz EdW, luty 2025)), był nieoceniony przy opracowywaniu i testowaniu sterownika. Wykorzystaliśmy go również do zebrania danych przedstawionych w tym artykule.

Warto jednak zauważyć, że testy przeprowadzono przy prądach i napięciach znacznie wyższych, niż może obsłużyć pojedyncze obciążenie Arduino. Testy przy napięciach do 24 V były możliwe dzięki podłączeniu panelu LED o mocy 70 W szeregowo między wyjściem sterownika a obciążeniem, co pozwalało bezpiecznie obniżyć napięcie o około 12 V przy prądzie sięgającym 6 A.

Okazało się, że taki układ działał poprawnie – zarówno panele LED, jak i obciążenie Arduino nie przekraczały swoich dopuszczalnych limitów. Obsługa większych prądów była jednak nieco bardziej wymagająca.

Dokonaliśmy bardzo prostej modyfikacji w układzie programowalnego obciążenia Arduino, która umożliwiła podłączenie dodatkowych obciążeń za rezystorami 47 Ω wbudowanymi w obciążenie Arduino. Dzięki tej zmianie możliwy stał się pomiar i raportowanie przez obciążenie Arduino prądu pobieranego przez zewnętrzne obciążenie. W części testów wykorzystaliśmy panele LED, a w innych – drugie obciążenie podłączone szeregowo za pierwszym.



Dodając do programowanego obciążenia Arduino dodatkowy dwutorowy zacisk, jak pokazano na zdjęciu, można podłączyć dwa obciążenia równolegle, co pozwala na pracę z dwukrotnie większym prądem. Istnieje również możliwość podłączenia w szereg z obciążeniem na przykład matrycy LED dużej mocy, co zwiększa zakres obsługiwanego napięcia.

Pozwoliło nam to przetestować sterownik przy znacznie większych prądach niż mogłoby obsłużyć pojedyncze obciążenie Arduino. Oczywiście zadbaliśmy o to, aby zastosowane okablowanie było odpowiednie do przewodzenia wymaganych prądów. Obciążenie wtórne można po prostu podłączyć między szynami VPS i GND, dzięki czemu prąd ze źródła zasilania podłączonego do CON1 przepływa przez bocznik 15 Ω, a następnie przez obciążenie wtórne z szyny VPS do GND.

Ponieważ prąd płynie przez bocznik, każde obciążenie podłączone w tym miejscu powoduje, że prąd ten jest również mierzony. W celu podłączenia dodatkowego obciążenia przylutowaliśmy do płytki drukowanej komplet zacisków śrubowych, wykorzystując do tego odcięte wyprowadzenia elementów. Na zamieszczonych zdjęciach oraz na schemacie pokazano wprowadzone zmiany. Zwróć uwagę na biegunowość zacisków – ujemne to te dwa, które znajdują się najbliżej siebie.

Należy pamiętać, że obciążenie Arduino nadal może mierzyć prąd do maksymalnie 6,67 A, a same zaciski śrubowe nie powinny przewodzić prądu większego niż 10 A.

Ta modyfikacja sprawia również, że programowane obciążenie Arduino może pełnić funkcję monitora prądu obciążenia, o ile żadne z rezystorowych obciążeń 47 Ω nie jest aktywne. Prąd odczytywany na wyjściu szeregowym będzie po prostu odpowiadał dominującemu prądowi wynikającemu z podłączonych obciążeń oraz z poziomu napięcia mierzonego na złączu CON1.

Zmieniliśmy także projekt płytki drukowanej programowanego obciążenia Arduino, uwzględniając dodatkowy zacisk. Zaktualizowana wersja PCB jest dostępna w sklepie internetowym Silicon Chip.

Zastosowanie jako źródło zasilania USB 5 V

Choć nie było to przewidziane w oryginalnym projekcie, sterownik – po drobnej modyfikacji – może być używany jako źródło stabilizowanego napięcia 5 V do zasilania urządzeń USB. Domyślny dzielnik rezystorowy umożliwia ustawienie napięcia wyjściowego w zakresie od 7 V do 34 V. Aby uzyskać niższe napięcie, wystarczy zastąpić górny rezystor dzielnika o wartości 1 kΩ (zaznaczony na zielono w prawym dolnym rogu na schemacie – rysunek 1, a także na rysunkach 2, 4 i 5) zworką 0 Ω.

Nie testowaliśmy tej konfiguracji, ale spodziewamy się, że będzie to stabilna modyfikacja, ponieważ nie zmienia nadmiernie impedancji widzianej przez pin FB. Należy również pamiętać, że zmniejszy się przy tym maksymalne napięcie wyjściowe do około 29 V.

Następnie wyjście sterownika należy podłączyć do jednego lub kilku gniazd USB – szczególnie jeśli planujesz pobierać większy prąd (kilka amperów). Rozkład pinów standardowego gniazda typu A przedstawiono na **rysunku 7**.

eprasa.pl 7f12934a40

Linie danych D+ i D– można pozostawić niepodłączone. Zaleca się przetestowanie układu najpierw z urządzeniem, którego ewentualna utrata nie będzie problemem (na przykład starym dyskiem USB), ponieważ przypadkowa zmiana polaryzacji może łatwo doprowadzić do uszkodzenia podłączanego urządzenia.

Uwagi końcowe

W oryginalnym artykule poświęconym sterownikowi wspomnieliśmy, że w przypadku stosowania akumulatora 24 V warto dostosować dzielnik napięcia dla układu UVLO do zalecanych wartości. Celem tej zmiany jest wyłączenie sterownika, gdy napięcie akumulatora spadnie zbyt nisko, co chroni go przed nadmiernym rozładowaniem.

Jeśli chcesz ustawić inny próg napięcia, pozostaw dolny rezystor w dzielniku na poziomie około 10 kΩ, a następnie dobierz wartość górnego rezystora tak, aby napięcie na dzielniku wynosiło 1,23 V – to właśnie ta wartość jest progowa. Warto również pamiętać, że zworka JP1 może służyć do zewnętrznego sterowania pracą sterownika.

Dotychczas żaden z naszych prototypów nie uległ awarii, co pozwala sądzić, że konstrukcja jest solidna i niezawodna. Warto jednak zwrócić uwagę na oscylacyjne zachowanie układu, które może występować, gdy napięcie zasilania zbliża się do progu UVLO – może ono być niekorzystne dla niektórych podłączonych urządzeń.

Jeśli zatem Twoja konfiguracja może pracować w zakresie napięcia zbliżonego do progu UVLO, upewnij się, że przewody zasilające mają możliwie niską rezystancję. Warto również sprawdzić, czy podłączone urządzenia są odporne na krótkotrwałe zaniki napięcia spowodowane zadziałaniem UVLO.

Wnioski

Szeroki zakres napięcia wejściowego sterownika pozwala wykorzystać go jako uniwersalną ładowarkę akumulatorów – zwłaszcza jeśli zostanie rozbudowany o dodatkową płytkę z układem kontroli procesu ładowania.

Choć nie sprawdza się najlepiej jako sterownik ładowania akumulatora z panelu fotowoltaicznego, może okazać się użyteczny tam, gdzie potrzebne jest stabilne napięcie do bezpośredniego zasilania urządzeń z panelu słonecznego.

Sterownik został zaprojektowany z myślą o pracy przy różnych poziomach napięcia i do ich wzajemnej konwersji. Największą sprawność osiąga podczas obniżania napięcia, jednak bez problemu działa również przy znacznych różnicach między napięciem wejściowym a wyjściowym.

Sterownik pracuje najwydajniej wtedy, gdy napięcie wejściowe jest wyższe od napięcia wyjściowego. Dlatego popularne zasilacze do laptopów, które dostarczają 19 V, są dobrym wyborem do zasilania systemów 12 V za pośrednictwem tego układu.

Jeśli planujesz zasilać sterownik z instalacji samochodowej, zapoznaj się z artykułem Filtr DC opublikowanym w listopadowym wydaniu Silicon Chip z 2022 roku. Opisano w nim rozwiązanie, które chroni sterownik przed szkodliwymi skokami napięcia – zjawiskiem dość powszechnym w instalacjach samochodowych. ■

Tim Blythman

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

REKLAMA



Zasilacz stołowy 0...30 V, 0...2 A,

część 2

Materiały dodatkowe dostępne są na stronie Silicon Chip:
https://tiny.pl/zhm479g5
https://tiny.pl/y7-88t5w
Materiały dodatkowe są również dostępne na stronie elportal.pl/do-pobrania



Opisywany w artykule zmodyfikowany zasilacz laboratoryjny można uznać za rozwiązanie typowe dla urządzeń tego rodzaju. Został jednak wyposażony w szereg dodatkowych funkcji, takich jak pomiar napięcia i prądu oraz regulowane ograniczenie prądowe. To konstrukcja niedroga i stosunkowo łatwa do samodzielnego wykonania. Można ją polecić początkującym elektronikom, nawet z niewielkim doświadczeniem. Zasilacz sprawdza się w wielu zastosowaniach – od zasilania układów prototypowych po realizację własnych projektów. Poniżej omówimy jego budowę.

Ograniczenie napięcia do 30 V i prądu do 2 A pozwoliło zastosować stosunkowo niewielki transformator, mieszczący się obok płytki stabilizatora w kompaktowej obudowie 160 mm × 180 mm × 70 mm. Zasilacz jest na tyle mały, że nie zajmuje dużo miejsca na biurku, a jednocześnie wystarczająco wydajny, by sprostać wielu zadaniom.

Można również ustawić dwa lub trzy zasilacze jeden na drugim, co umożliwia jednoczesne korzystanie z kilku różnych napięć wyjściowych. Innym wariantem jest połączenie dwóch zasilaczy szeregowo. Warto pamiętać, że każde ograniczenie prądowe działa niezależnie – w razie awarii jeden zasilacz może przejść w tryb ograniczenia prądu, podczas gdy pozostałe będą działały normalnie.

Choć urządzenie zasilane jest bezpośrednio z sieci, jego budowa nie powinna sprawić trudności osobie, która potrafi lutować i uważnie przestrzega instrukcji. Należy jednak bezwzględnie dopilnować, by okablowanie zostało wykonane zgodnie z opisem i przy użyciu przewodów o właściwych parametrach. Nie wolno pomijać żadnych elementów izolacyjnych ani opasek mocujących.

Zanim przejdziemy do opisu budowy, kilka słów o miernikach panelowych. Przetestowaliśmy kilka niedrogich woltomierzy i amperomierzy zakupionych za pośrednictwem eBay, jednak okazały się one zbyt mało precyzyjne. Dlatego zdecydowaliśmy się na komponenty oferowane przez Core Electronics. Jeśli zamierzasz zastosować inny miernik, zachowaj ostrożność – jego wskazania mogą znacznie odbiegać od rzeczywistości.

Jeśli nie czytałeś pierwszej części artykułu i zastanawiasz się, dlaczego wracamy do tego projektu już po roku – powód jest prosty: transformator z wieloma odczepami, użyty w wersji z 2022 roku, nie jest już dostępny w sprzedaży. W obecnej wersji wykorzystano łatwo dostępny transformator z niezależnymi uzwojeniami 12 V + 12 V, z których każde ma dodatkowy odczep 9 V. Uzwojenia zostały połączone szeregowo. Brak odczepu 30 V został zrekompensowany przez zastosowanie niewielkiego modułu inwertera napięcia.

Jak w większości tego typu konstrukcji, pierwszym krokiem jest przylutowanie większości elementów do płytek drukowanych.

Budowa

Większość elementów zasilacza zostanie zamontowana na trzech płytkach drukowanych. Płytka główna, o wymiarach 76 mm × 140 mm i oznaczeniu 04107223, pomieści większość podzespołów układu. Mniejsza płytka (56 mm × 61 mm, oznaczenie 04105222) zawiera miejsca montażowe dla elementów panelu przedniego: potencjometrów do regulacji napięcia i prądu, diod LED oraz przełącznika obciążenia. Obie płytki zostaną połączone 14-żyłowym kablem taśmowym zakończonym złączami IDC.

Układ inwertera napięcia zostanie zrealizowany z użyciem płytki drukowanej o wymiarach 37 mm × 42,5 mm, oznaczonej kodem 04107222. Płytka zostanie zamocowana pionowo na płycie głównej – za pomocą krótkich, ocynowanych przewodów miedzianych oraz dodatkowego drutu usztywniającego od góry.

Jak wyjaśniono wcześniej, VR1 może być potencjometrem wieloobrotowym 2,5 kΩ lub zwykłym 5 kΩ, współpracującym z montażowym potencjometrem wieloobrotowym 5 kΩ (VR2). W przypadku wyboru potencjometru 2,5 kΩ, element VR2 nie jest potrzebny i należy go pominąć podczas montażu komponentów na płytce drukowanej.

Podczas montażu należy posługiwać się schematami montażowymi płytek PCB (**rysunek 3** i **4**), które powinny ułatwić zlokalizowanie lutowanych elementów. Najlepiej zacząć od głównej płytki (rysunek 3), lutując dwa elementy SMD: układ pomiarowy INA282 (IC2) oraz rezystor 20 mΩ. Na płytce przewidziano możliwość zastosowania dwóch rezystorów 10 mΩ połączonych szeregowo lub jednego rezystora 20 mΩ. Zarówno rezystor,

eprasa.pl 7f12934a40

jak i układ scalony są stosunkowo łatwe do przylutowania.

Zlokalizuj znacznik wyprowadzenia 1 w układzie INA282. Może to być kropka na górnej powierzchni obudowy, wycięcie przy końcu nóżki 1 lub ścięcie wzdłuż krawędzi między wyprowadzeniami 1 a 4. Umieść układ scalony na odpowiednich padach i używając lutownicy z cienkim grotem, przylutuj jeden z narożnych pinów. Po wstępnym przylutowaniu sprawdź, czy wyprowadzenia układu są prawidłowo wycentrowane względem padów. W razie potrzeby ponownie podgrzej lut i skoryguj położenie. Następnie przylutuj pozostałe wyprowadzenia.

Ewentualne mostki lutownicze należy usunąć za pomocą plecionki z topnikiem w postaci pasty, delikatnie usuwając nadmiar lutowia.

Z rezystorem do montażu powierzchniowego należy postąpić podobnie – najpierw przylutować jeden z jego końców. Jeśli element ustawi się krzywo, należy ponownie podgrzać lut i skorygować jego położenie, a następnie przylutować wyprowadzenie po przeciwnej stronie.

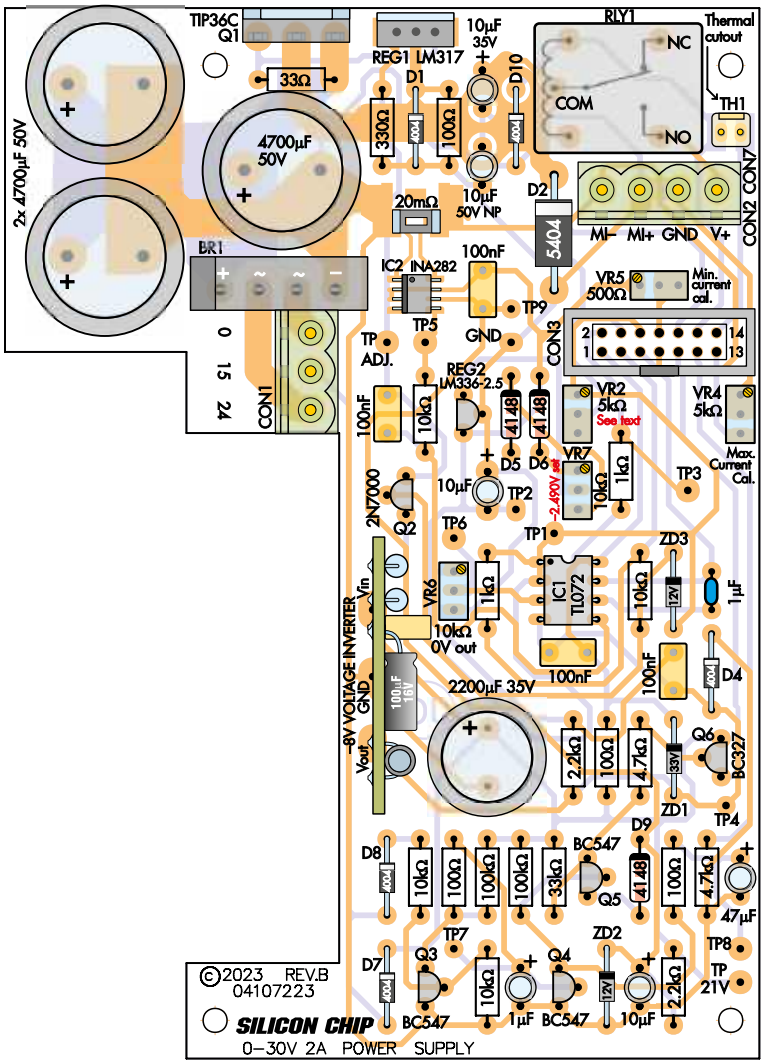
W dalszej kolejności należy zamontować rezystory przewlekane (osiowe). Mają one oznaczenia w postaci kolorowych pasków, jednak warto dodatkowo sprawdzić wartość tych elementów za pomocą multimetru.

Następnie należy zamontować 12 diod, należących do czterech różnych typów. Wszystkie są spolaryzowane i muszą zostać ustawione zgodnie z rysunkiem 3 oraz oznaczeniami na płytce drukowanej. Dla diod D5, D6 i D9 należy zastosować mniejsze gabarytowo 1N4148 w szklanej obudowie. Z kolei D1, D4, D7, D8 i D10 to większe diody typu 1N4004, natomiast D2 to jeszcze większa dioda 1N5404.

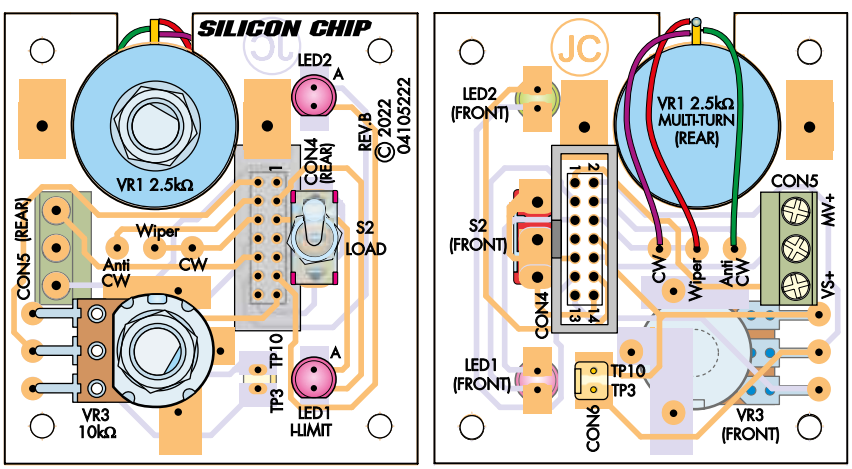
Trzy pozostałe diody to diody Zenera: ZD1, ZD2 i ZD3, umieszczone w średniej wielkości szklanych obudowach. ZD1 to typ o napięciu 33 V (1N4752), natomiast ZD2 i ZD3 to typ o napięciu 12 V (1N4742). Upewnij się, że każda z nich została zamontowana we właściwym miejscu i z zachowaniem prawidłowej polaryzacji.

Można teraz przystąpić do montażu wzmacniacza operacyjnego (IC1), zwracając uwagę na jego prawidłowy kierunek montażu. Układ można umieścić w podstawce lub przylutować bezpośrednio do płytki drukowanej.

Następnie przylutuj tranzystory Q2...Q6 oraz stabilizator napięcia REG2. Wszystkie te elementy mają plastikowe obudowy typu TO-92. Należy zadbać o to, by każdy z nich został umieszczony we właściwej lokalizacji. Q2 to tranzystor 2N7000, Q3...Q5 to BC547,



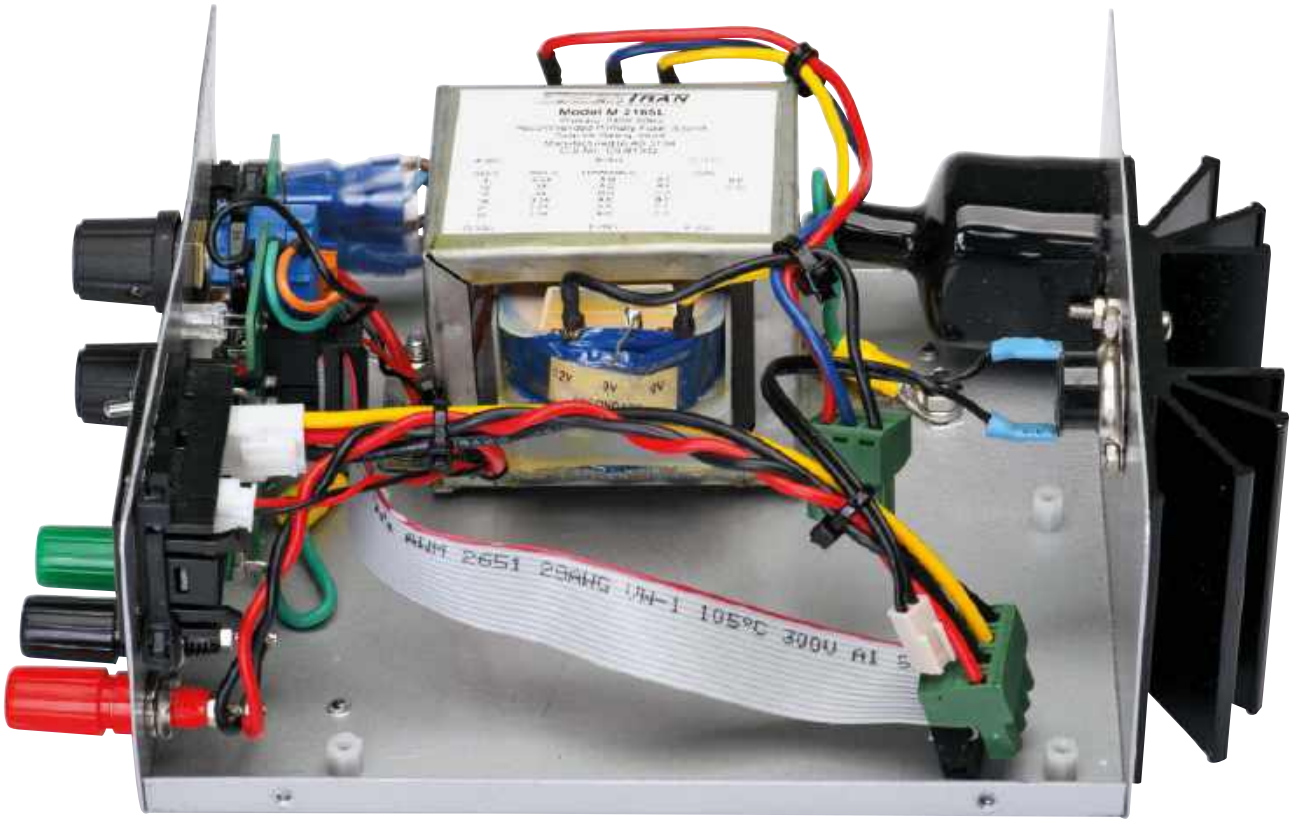
Rysunek 3. Rozmieszczenie elementów na głównej płytce drukowanej; elementy spolaryzowane należy montować zgodnie z kierunkiem i oznaczeniami wskazanymi na rysunku. VR2 stosuje się wyłącznie wtedy, gdy VR1 ma rezystancję większą niż 5 kΩ (śruba regulacyjna skierowana ku górze). Układy Q1, REG1 i moduł inwertera należy zamontować dopiero po przygotowaniu obudowy. Gniazda CON1 i CON2 powinny być ustawione tak, aby wejścia przewodów nie były blokowane przez inne elementy



(a) FRONT VIEW OF FRONT PANEL PCB (b) REAR VIEW OF FRONT PANEL PCB

Rysunek 4. Płytka zawiera elementy sterujące dostępne na panelu przednim oraz diody LED pełniące rolę sygnalizacyjną. Potencjometr VR3 jest przymocowany do płytki za pomocą kołków lutowniczych, jego zaciski są podłączone za do PCB również za ich pomocą. VR1 jest przymocowany za pomocą wsporników (kołki lutownicze) przylutowanych po obu stronach korpusu i podłączony do trzech padów (oznaczonych jako "Anti CW", "Wiper" i "CW") za pomocą krótkich odcinków przewodów

eprasa.pl 7f12934a40



Widok wnętrza zmontowanego zasilacza, bez obu płytek PCB, co pozwala lepiej zobaczyć rozmieszczenie pozostałych elementów oraz organizację okablowania. Zwróć uwagę na położenie trzech wtyczek w dolnej części, przygotowanych do podłączenia do głównej płytki drukowanej

Q6 to BC327, a REG2 to źródło napięcia odniesienia LM336-2.5.

Następnie należy przylutować potencjometry montażowe. Dwa z nich mają rezystancję 10 kΩ (VR6 i VR7), jeden lub dwa – 5 kΩ (VR2 i VR4), a VR5 – 100 Ω. Potencjometry 10 kΩ mogą być oznaczone jako 103, 5 kΩ jako 502, a 100 Ω jako 101. Po przylutowaniu należy je wyregulować zgodnie z rysunkiem 3.

Warto przypomnieć, że jeśli używasz wieloobrotowego potencjometru VR1 o oporności 2,5 kΩ, to nie należy montować VR2.

Teraz zamontuj mostek prostowniczy BR1. Ukośnie ścięty narożnik oznacza biegun dodatni, dlatego przed przylutowaniem upewnij się, że element jest ustawiony zgodnie z rysunkiem.

Można teraz zamontować złącza CON1 (trójdrożne) i CON2 (czterodrożne). Najpierw włóż wtyczki do gniazd, a potem obróć je tak, by śruby zacisku CON1 były skierowane w stronę CON3, a CON2 – w stronę krawędzi płytki drukowanej. To zapewni ich prawidłowe ustawienie. Po prawidłowym ustawieniu przylutuj oba złącza, a następnie złącze CON3, zwracając uwagę, by jego wycięcie było skierowane zgodnie z rysunkiem.

Na płytce drukowanej znajduje się 12 punktów testowych. W każdym z nich można zamontować pojedyncze piny pomiarowe lub pozostawić pady nieobsadzone i w razie potrzeby przykładać sondy multimetru bezpośrednio do miedzi na PCB. Przylutowany pin w punkcie TP GND ułatwia podłączenie masy (0 V) za pomocą krokodylka podczas pomiarów. Jeśli planujesz użyć pinów testowych, zamontuj je na tym etapie.

Teraz zamontuj kondensatory. Elementy ceramiczne o pojemnościach 100 nF, 10 nF i 1 µF można przylutować w dowolnym kierunku, ponieważ nie mają polaryzacji. Większość kondensatorów elektrolitycznych jest jednak spolaryzowana i należy je zamontować zgodnie z oznaczeniem biegunowości. Dodatnie wyprowadzenie jest zazwyczaj dłuższe, a po stronie ujemnej znajduje się pasek nadrukowany na obudowie. Kondensator 10 µF oznaczony jako NP (non-polarized) również nie jest spolaryzowany i może zostać przylutowany w dowolnym kierunku.

Teraz zamontuj przekaźnik RLY1 oraz dwukierunkowe złącze CON7. Na tym etapie nie montuj jeszcze elementów Q1, REG1 ani modułu przetwornicy napięcia.

Płytka PCB panelu przedniego

Płytka panelu przedniego (rysunek 4) zostanie obłożona komponentami po obu stronach. Na stronie wierzchniej umieszczone zostaną potencjometry, przełącznik oraz diody świecące, a od spodu umocowane zostaną złącza CON4...CON6.

Najwygodniej będzie w pierwszej kolejności wlutować 14-stykowe złącze CON4, ponieważ zapewni to swobodny dostęp do punktów lutowniczych na wierzchniej stronie płytki. Złącze należy włożyć od spodu płytki drukowanej. Przed przylutowaniem sprawdź dokładnie, czy jego ustawienie jest poprawne.

Następnie zamontuj sześć kołków lutowniczych dla potencjometru VR1 oraz trzy dla potencjometru VR2. Potem od spodu płytki drukowanej umieść złącze CON5 tak, by przewody były skierowane w stronę najbliższej krawędzi płytki.

Zamontuj przełącznik S2 na wierzchniej stronie płytki drukowanej. Określi on wysokość, na jakiej znajdą się potencjometry oraz diody świecące. Diody LED1 oraz LED2 przylutuj jednak dopiero po wykonaniu otworów we frontowej ściance obudowy i osadzeniu w nich odpowiednich oprawek.

Następnie zamocuj potencjometr VR2. Przed montażem skróć jego oskę tak, by długość od końca gwintowanej tulei montażowej do końca osi regulacyjnej wynosiła 15 mm. Potencjometr VR2 będzie dodatkowo stabilizowany za pomocą kołków lutowniczych, które przylutujesz do jego obudowy.

eprasa.pl 7f12934a40

Przed lutowaniem kołków lutowniczych dokładnie usuń warstwę ochronną (pasywacyjną) z tych miejsc korpusu, do których będą przylutowane, aby lut mógł dobrze przylgnąć. Kołki przylutuj tak, by górna krawędź gwintowanej tulei potencjometru znalazła się na tej samej wysokości co przełącznik S2.

Po zamocowaniu elementu wykonaj połączenia elektryczne z potencjometrem za pomocą przygotowanych wcześniej kołków lutowniczych.

Montaż potencjometru VR1

Sposób montażu potencjometru VR1 zależy od tego, czy stosujesz potencjometr jednoobrotowy, czy wieloobrotowy. Okrągłe wycięcie pozwala umieścić potencjometr wieloobrotowy bezpośrednio w otworze.

Po spodniej stronie płytki drukowanej przylutuj kątowe uchwyty mocujące, a następnie przymocuj potencjometr za pomocą opaski zaciskowej, w sposób pokazany na fotografii. Krótkimi przewodami połącz zaciski potencjometru z odpowiednimi punktami na płytce drukowanej:

- CW (ang. Clockwise) – zacisk potencjometru odpowiadający końcowi ścieżki oporowej, który osiąga minimalną rezystancję przy obrocie pokrętła zgodnie z ruchem wskazówek zegara.
- CCW (ang. Anti-clockwise) – zacisk odpowiadający końcowi ścieżki oporowej, który osiąga minimalną rezystancję przy obrocie pokrętła przeciwnie do ruchu wskazówek zegara.
- Ślizgacz potencjometru (ang. Wiper) – ruchomy punkt, który zmienia rezystancję podczas obracania pokrętłem.

Jeśli stosujesz potencjometr jednoobrotowy, przymocuj go za pomocą wsporników kątowych, które należy przylutować zarówno do jego korpusu, jak i do płytki drukowanej. Wsporniki zamontuj tak, by sięgały korpusu potencjometru i lekko wystawały poza otwór montażowy. Przed lutowaniem usuń powłokę ochronną z korpusu potencjometru w miejscach, gdzie przylutujesz wsporniki, co zapewni lepszą przyczepność lutowia.

Zaciski potencjometru jednoobrotowego przylutuj bezpośrednio do odpowiednich punktów połączeniowych na płytce drukowanej.

Inwerter napięcia

Moduł inwertera –8 V należy zmontować w sposób pokazany na **rysunku 5**. Rezystor R1 ma wartość 220 Ω i moc 1 W, a dioda ZD1 to dioda Zenera 12 V/1 W, stabilizująca napięcie zasilające inwerter. Upewnij się, że kondensatory elektrolityczne, układ IC1 i diody zostały prawidłowo osadzone i zorientowane.

Gotową płytkę inwertera należy zamocować pionowo na głównej płytce, wykorzystując krótkie odcinki drutu miedzianego (0,7 mm) lub ucięte wyprowadzenia elementów. Punkty VIN, GND i VOUT przetwornicy połącz z odpowiednimi polami na płytce głównej.

Wykonanie kabla taśmowego

Na **rysunku 6** pokazano sposób mocowania złączy IDC do kabla taśmowego. Przed ich zaciśnięciem należy upewnić się, że 14-żyłowy przewód i złącza są odpowiednio ustawione, a nacięcia znajdują się we właściwej orientacji – zgodnie z ilustracją.

Zaciskanie można wykonać, umieszczając po obu stronach złącza niewielki kawałek miękkiego drewna (np. sosnowego) i dociskając całość za pomocą ścisku stolarskiego typu G lub imadła. Alternatywnie można użyć dedykowanego narzędzia do zaciskania złączy IDC.

Obróbka części metalowych

Nadszedł czas na wywiercenie i obróbkę otworów w ściankach obudowy oraz w radiatorze, jak pokazano na **rysunku 7**.

Prostokątne wycięcia można wykonać, nawiercając wzdłuż ich obrysu serię drobnych otworów. Następnie należy wyłamać środek i wyrównać krawędzie pilnikiem.

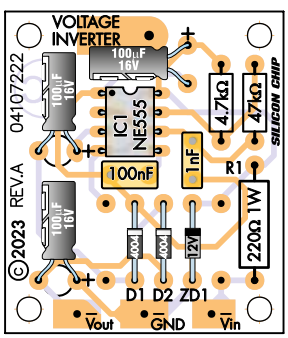
Otwór pod przełącznik zasilania powinien być dopasowany tak, aby element dało się wcisnąć na stałe. Przy jego obróbce warto zachować szczególną ostrożność.

Gniazda bananowe wymagają wykonania owalnych otworów oznaczonych literą „F". Najprościej uzyskać je, nawiercając najpierw otwory okrągłe, a następnie wydłużając je za pomocą pilnika o przekroju okrągłym.

Na tylnym panelu znajdują się cztery otwory przeznaczone do montażu stabilizatora, tranzystora mocy oraz wyłącznika termicznego. To otwory oznaczone literą „A", zlokalizowane z dala od gniazda zasilania. Po ich nawierceniu należy starannie oczyścić krawędzie z obu stron, używając narzędzia do usuwania zadziorów lub większego wiertła. Dzięki temu wokół otworów nie pozostaną ostre krawędzie, które mogłyby uszkodzić przewody lub utrudnić montaż.

Dzięki temu unikniesz przebicia podkładek izolacyjnych stabilizatora i tranzystora oraz zapewnisz dobry styk radiatora z tylnym panelem, co poprawi odprowadzanie ciepła.

Jeszcze lepsze odprowadzanie ciepła można by uzyskać, wykonując prostokątny



Rysunek 5. Komponenty modułu inwertera napięcia. Upewnij się, że kondensatory elektrolityczne, układ IC1 oraz diody są prawidłowo umieszczone i zorientowane. Kondensatory elektrolityczne powinny przylegać płasko do powierzchni płytki drukowanej



Główna płytka drukowana (z podłączonym modułem inwertera napięcia) oraz obie strony płytki drukowanej panelu przedniego przedstawione są w skali 1:1. W porównaniu z oryginalnym projektem zasilacza, główna płytka została powiększona, aby dopasować ją do zastosowanego transformatora. Płytka panelu przedniego pozostała bez zmian

eprasa.pl 7f12934a40





Widok z bliska na elementy i okablowanie za panelem przednim. Zwróć uwagę na izolację wyłącznika sieciowego

otwór na tranzystor, tak aby – wraz z podkładką izolacyjną – został zamocowany bezpośrednio na radiatorze, a nie na tylnym panelu obudowy. Uznaliśmy jednak, że montaż na panelu tylnym zapewnia wystarczający transfer ciepła do radiatora i jest w pełni zadowalający dla większości zastosowań opisywanego tu zasilacza.

Jednak w przypadku pracy z wysokim prądem przy niskim napięciu przez dłuższy czas, wykonanie tego otworu i montaż tranzystora bezpośrednio na radiatorze pozwolą skutecznie obniżyć jego temperaturę.

Po zakończeniu wiercenia i wycinania otworów tymczasowo zamontuj złącze zasilania sieciowego (IEC). Następnie ustaw radiator przy tylnym panelu w taki sposób, aby jego bok znajdował się około 1 mm od złącza, a górna krawędź była równa z górną krawędzią panelu. Przez wcześniej wykonane otwory w panelu zaznacz na radiatorze miejsca montażu tranzystora, stabilizatora i wyłącznika termicznego.

Upewnij się, że wszystkie otwory wypadają w centralnym obszarze montażowym radiatora, a nie na jego żebrach. W przeciwnym razie nie będzie możliwe prawidłowe zamocowanie śrub. Po sprawdzeniu zaznaczeń wykonaj otwory w radiatorze, a następnie usuń wszelkie zadziory, aby uzyskać gładkie krawędzie.

Montaż obudowy

Przymocuj cztery dystansowe tuleje M3 o długości 6,3 mm do narożników głównej płytki drukowanej, używając wkrętów maszynowych M3 o długości 5 mm. Następnie umieść tranzystor mocy oraz wyprowadzenia stabilizatora w odpowiednich otworach na płytce.

Przesuń płytkę tak, aby umożliwić późniejsze przymocowanie tranzystora i stabilizatora do tylnego panelu przy użyciu wcześniej wykonanych otworów. Na tym etapie możesz tymczasowo przykręcić oba elementy do panelu za pomocą śrub M3 i nakrętek.

Dopasuj wyprowadzenia tak, aby powierzchnia radiatora tranzystora przylegała równo do tylnej ścianki obudowy. Następnie, upewniając się, że płytka drukowana jest ustawiona prosto, a tuleje dystansowe spoczywają bezpośrednio na podstawie, przylutuj wyprowadzenia do płytki od strony wierzchniej.

Następnie zaznacz miejsca otworów montażowych w podstawie obudowy. Zaznacz również otwory do mocowania transformatora. Powinien on zostać umieszczony między lewą krawędzią płytki drukowanej a lewą ścianką obudowy, tak aby zachować równą odległość po obu stronach.

Następnie odkręć śruby mocujące tranzystor i stabilizator. Przylutuj ich wyprowadzenia od spodu płytki drukowanej.

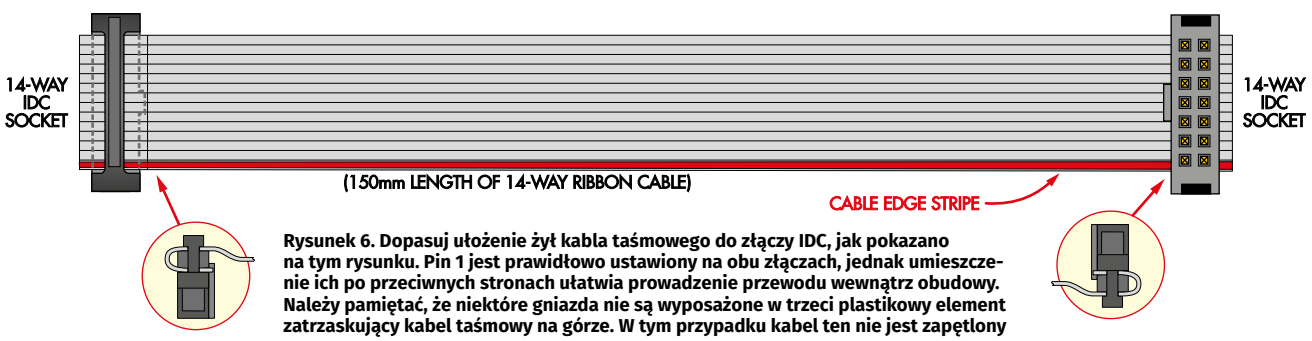
Teraz należy wywiercić otwory montażowe dla płytki drukowanej i transformatora (rozmieszczenie elementów pokazano na **rysunku 8**). Wykonaj także otwory uziemiające w podstawie obudowy i zeskrob farbę wokół nich, aby zapewnić bezpośredni kontakt przewodów uziemiających z metalem, a nie z warstwą lakieru.

Mocowanie radiatora

Radiator jest nieco wyższy niż obudowa. Aby zapobiec dotykaniu stołu warsztatowego przez radiator, można zastosować jeden z dwóch sposobów. Pierwszy to zamontowanie wyższych nóżek, które uniosą całą obudowę na odpowiednią wysokość. Drugi to dodanie pod radiator dystansów lub podkładek, które odizolują go od powierzchni stołu. Standardowe nóżki montażowe obudowy są zbyt niskie, by skutecznie rozwiązać ten problem.

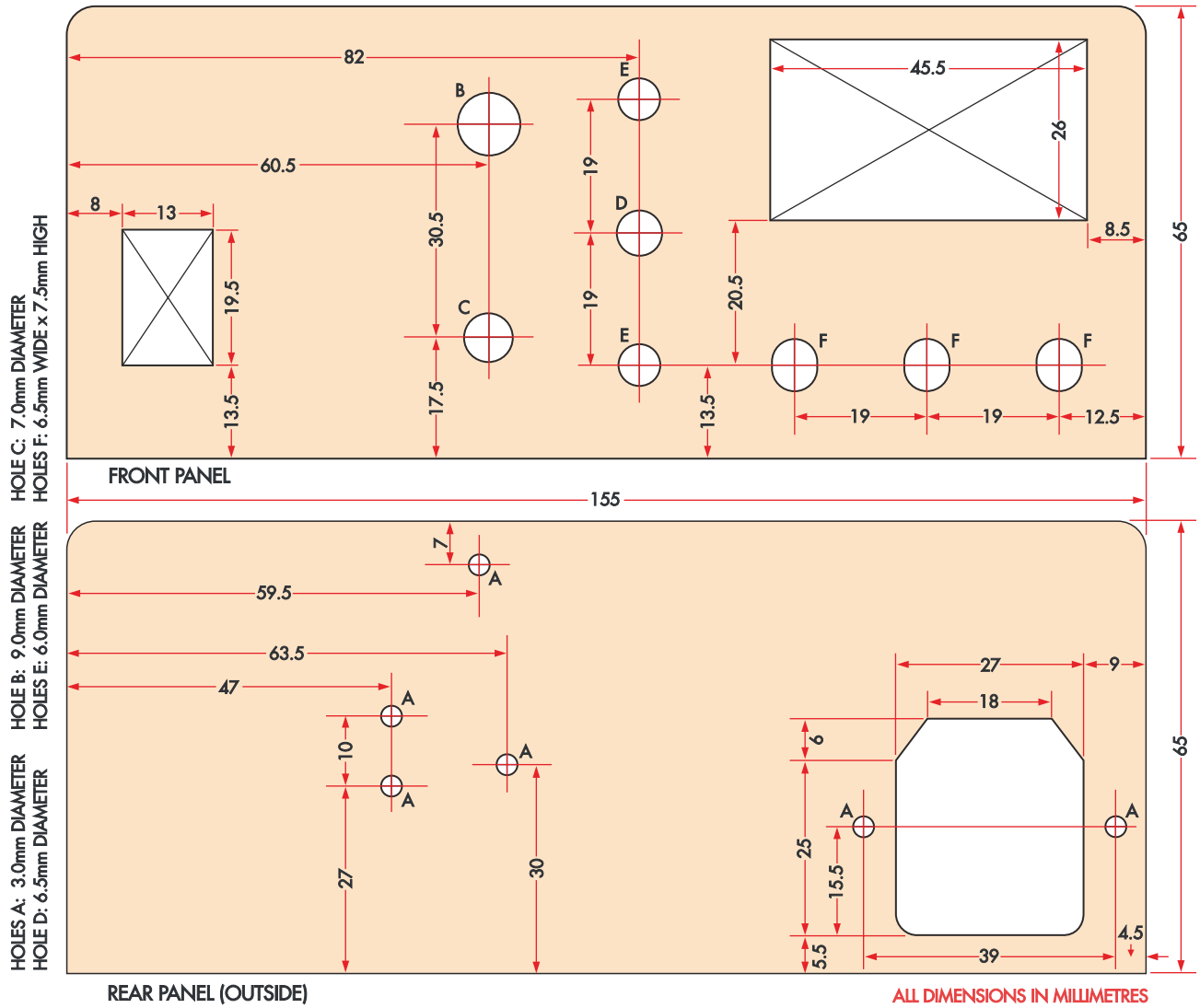
Można też umieścić dodatkowe elementy dystansowe między nóżkami a obudową, na przykład dwie podkładki nylonowe M3 pod każdą nóżką. Taki zabieg nieco uniesie obudowę, dzięki czemu radiator nie będzie dotykał powierzchni stołu. Do przymocowania nóżek w takiej konfiguracji należy użyć dłuższych wkrętów samogwintujących.

Inną metodą jest skrócenie radiatora poprzez odcięcie jego dolnej części tak, aby



Rysunek 6. Dopasuj ułożenie żył kabla taśmowego do złączy IDC, jak pokazano na tym rysunku. Pin 1 jest prawidłowo ustawiony na obu złączach, jednak umieszczenie ich po przeciwnych stronach ułatwia prowadzenie przewodu wewnątrz obudowy. Należy pamiętać, że niektóre gniazda nie są wyposażone w trzeci plastikowy element zatrzaskujący kabel taśmowy na górze. W tym przypadku kabel ten nie jest zapętlony

eprasa.pl 7f12934a40



Rysunek 7. Kształty i wymiary niektórych wycięć są kluczowe, dlatego należy je ostrożnie obrabiać pilnikiem i regularnie sprawdzać, czy elementy pasują do otworów. Na przykład, jeśli otwór pod miernik panelowy będzie zbyt duży, element wypadnie – podobnie w przypadku przełącznika kołyskowego. Dla gniazd na wtyki bananowe (oznaczonych jako „F") najpierw wywierć otwory okrągłe, a następnie wydłuż je do kształtu owalnego za pomocą pilnika o przekroju okrągłym

miał wysokość 67 mm. Można to wykonać przy użyciu piłki do metalu.

Po uporaniu się z kwestią radiatora nałóż cienką warstwę pasty termoprzewodzącej na jego tylną powierzchnię. Następnie dociśnij radiator do tylnego panelu w odpowiednim miejscu i zamontuj wyłącznik termiczny, używając śruby maszynowej M3 o długości 15 mm oraz nakrętek. Na tym etapie śrub nie dokręcaj całkowicie – pozostaw je lekko poluzowane, aby umożliwić późniejsze dopasowanie położenia radiatora.

Włóż śruby o długości 20 mm do otworów w radiatorze, przeprowadzając je przez miejsca montażowe tranzystora i stabilizatora, a następnie przeciągnij przez otwory w tylnym panelu obudowy. Na końcówki śrub nałóż odpowiednie podkładki izolacyjne: silikonową typu TO-3P dla tranzystora Q1 oraz typu TO-220 dla stabilizatora. Po przygotowaniu tych elementów można ponownie zamontować płytkę drukowaną, tak aby śruby mocujące przechodziły przez otwory montażowe tranzystora i stabilizatora.

Przed dokręceniem stabilizatora wciśnij tuleję izolacyjną w jego otwór montażowy, a następnie zamocuj element za pomocą nakrętki sześciokątnej. W przypadku tranzystora przed przykręceniem nakrętki należy nałożyć na ten element stalową podkładkę.

Przymocuj płytkę drukowaną do podstawy za pomocą śrub M3×5 mm, a następnie dokręć śruby wyłącznika termicznego, tranzystora i stabilizatora, upewniając się, że radiator pozostaje w pozycji prostopadłej do tylnego panelu.

Główna płytka drukowana jest przymocowana do podstawy za pomocą czterech śrub M3×5 mm z nylonowymi podkładkami. Podkładki te pozwalają na dokręcenie śrub do wsporników bez ryzyka kontaktu z wkrętami zamontowanymi od strony wierzchniej.

Etykieta na panelu przednim

Etykietę panelu (**rysunek 9**) można przygotować z użyciem folii do rzutników, drukując ją jako odbicie lustrzane. Po naklejeniu warstwa druku (atrament lub toner) znajdzie się pomiędzy folią a obudową, co zabezpieczy ją przed ścieraniem.

Należy zastosować folię odpowiednią do typu używanej drukarki – atramentowej lub laserowej – i przykleić ją przezroczystym silikonem o neutralnym sposobie utwardzania. Do tego celu nadaje się na przykład silikon dekarski.

Przed utwardzeniem silikonu należy starannie usunąć pęcherzyki powietrza i nierówności. Po związaniu kleju otwory w folii można wykonać przy użyciu noża modelarskiego.

eprasa.pl 7f12934a40

Inne opcje i więcej szczegółów na temat tworzenia etykiet można znaleźć na stronie internetowej: www.silicon-chip.au/Help/FrontPanels.

Włóż dwie oprawki na diody LED w otwory w panelu przednim, a następnie umieść diody w odpowiadających im otworach na górnej stronie płytki drukowanej. Zwróć uwagę, aby dłuższe wyprowadzenie każdej diody (anoda, oznaczone jako „A") było skierowane we właściwą stronę. Dociśnij diody do płytki, ale na tym etapie jeszcze ich nie lutuj.

Odłam lub odetnij kołek pozycjonujący z potencjometru VR3 (oraz z jednoobrotowego VR1, jeśli taki został użyty), a następnie zamontuj te elementy w panelu przednim. Podkładkę umieść po stronie potencjometru, a nakrętkę od zewnętrznej strony panelu.

Następnie zamontuj przełącznik zasilania, najpierw przykręcając jedną nakrętkę od wewnątrz, aby ustalić głębokość osadzenia panelu na gwintowanej części obudowy przełącznika. Następnie nałóż drugą nakrętkę od zewnątrz, aby unieruchomić element w wybranej pozycji.

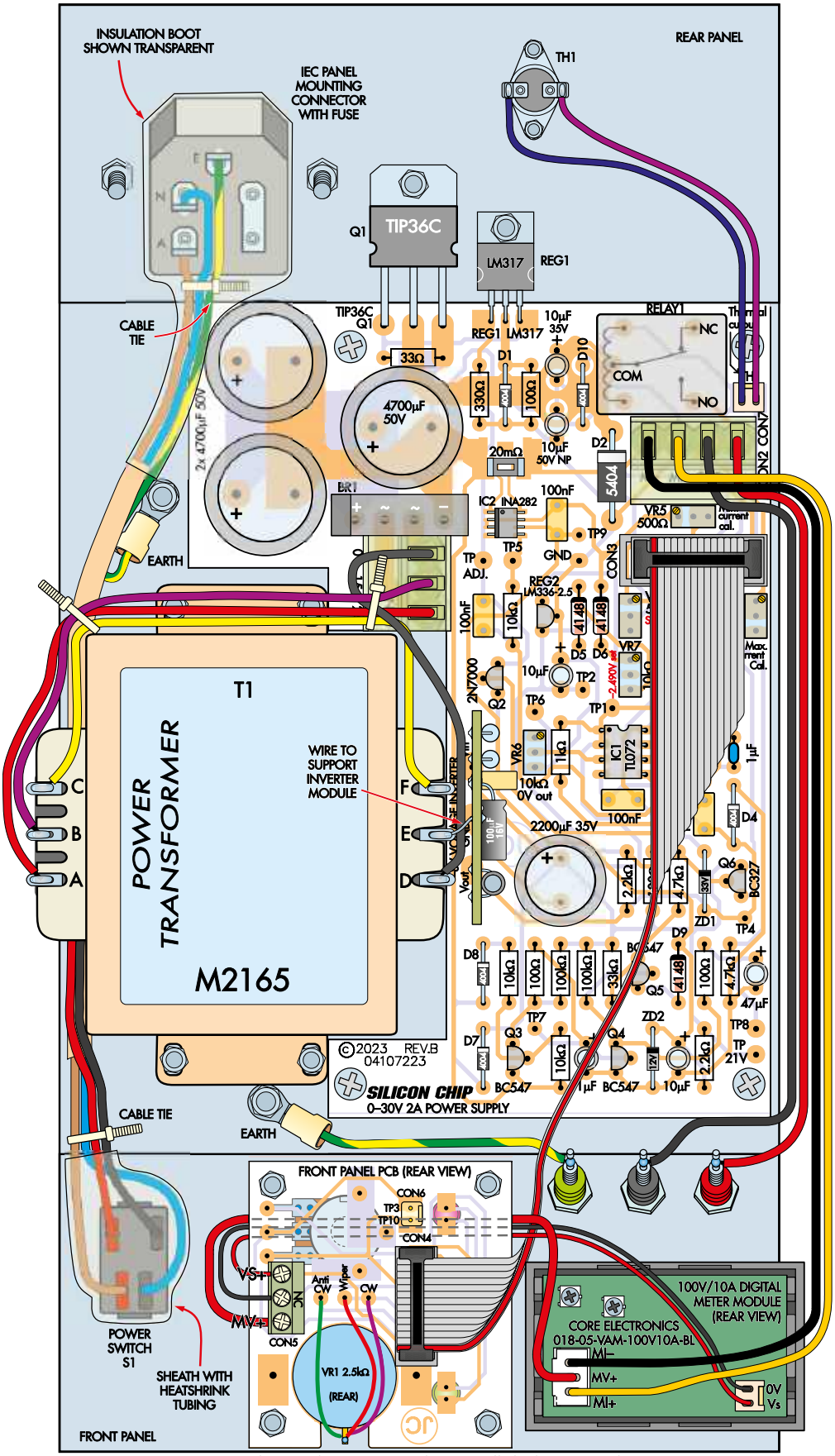
Przesuń diody LED z płytki drukowanej i wsuń je w oprawki zamontowane w panelu przednim, a następnie przylutuj je do płytki PCB w tak ustalonej pozycji. Płytka drukowana panelu przedniego jest utrzymywana przez przełączniki i potencjometry, więc nie wymaga dodatkowego mocowania. Jeśli jednak chcesz zwiększyć jej stabilność, możesz dodać wsporniki o długości 15 mm w kilku narożnikach.

Teraz załóż gałki na potencjometry. W przypadku VR2 upewnij się, że wskaźnik jest ustawiony prawidłowo – tak, aby przy obu skrajnych pozycjach obrotu wskazywał odpowiednie ograniczniki zaznaczone na etykiecie panelu przedniego.

Pozostałe elementy

Przymocuj złącze zasilania sieciowego (IEC) do tylnego panelu, używając śrub M3 o długości 15 mm oraz nakrętek. Transformator zamontuj na podstawie obudowy, wykorzystując cztery śruby M4 o długości 10 mm, podkładki zębate sprężyste oraz nakrętki.

Następnie można zamontować miernik panelowy. Jest on zaprojektowany



Rysunek 8. Wnętrze obudowy z rozmieszczeniem okablowania. Upewnij się, że urządzenie zostało okablowane dokładnie tak, jak pokazano na tym rysunku – w szczególności część sieciowa. Nie oszczędzaj na opaskach kablowych, izolacji ani na uziemieniu

eprasa.pl 7f12934a40

Podsumowanie dotyczące punktów testowych

Na **TP1** wyprowadzone zostało ujemne napięcie doprowadzane do układu REG1 za pośrednictwem potencjometrów VR1 i VR2. Mierzy się je względem masy (GND) lub zacisku V– na złączu CON2. Typowa wartość wynosi od –1,2 V do –1,3 V. Potencjometr VR6 służy do regulacji tego napięcia tak, aby uzyskać 0 V na wyjściu (V+) złącza CON2, gdy VR1 jest całkowicie skręcony przeciwnie do ruchu wskazówek zegara.

TP2 to punkt pomiarowy napięcia odniesienia –2,49 V. Napięcie to mierzy się względem masy (GND) lub zacisku V– na złączu CON2 i reguluje za pomocą potencjometru VR7.

Ustawienie ograniczenia prądu mierzy się między **TP3** i **TP10** na złączu CON6; przy prawidłowej regulacji napięcie powinno mieścić się w zakresie od 0 V do 2 V. Odpowiednio za pomocą VR4 i VR5 ustawia się wartości progowe. CON6 pozwala mierzyć ustawienie ograniczenia prądu (regulowanego przez VR3) za pomocą multimetru lub innego woltomierza o pływającym wejściu.

Na **TP4** występuje ujemne napięcie zasilania, które powinno wynosić od –8 V do –9 V względem GND.

TP5 umożliwia pomiar sygnału wyjściowego monitora prądu IC2, który wynosi 1 V na każdy amper prądu obciążenia. Napięcie to mierzy się względem TP2 (–2,490 V).

Na **TP6** występuje ujemne napięcie podawane na wejście układu IC1a. TP1, będące wyjściem IC1a, powinno mieć napięcie różniące się od TP6 tylko o kilka miliwoltów. Znaczenie TP1 zostało opisane wcześniej.

TP7 powinno mieć wartość bliską 0 V, a po wyłączeniu zasilania wzrastać do około 0,6 V (mierzone względem GND). Jest to napięcie detekcji obecności napięcia AC do sterowania przekaźnikiem: 0 V oznacza, że napięcie AC zostało wykryte, a 0,6 V – że nie zostało wykryte.

Napięcie na **TP8** powinno wzrosnąć z 0 V do 13,6 V względem GND w ciągu kilku sekund po pierwszym podłączeniu zasilania, a po jego wyłączeniu szybko spaść do poziomu bliskiego 0 V. Czas narastania napięcia z 0 V do 13,6 V stanowi opóźnienie włączenia.

Napięcie na **TP9** powinno wynosić około 12 V względem GND, generowane przez diodę Zenera ZD2.

Napięcie na TP10 to offset służący do ustawienia ograniczenia prądu, kompensujący odczyty prądu na TP5 (zobacz opis TP3 powyżej).

TP21V to dodatnie napięcie zasilania, które powinno wynosić około 21 V względem GND.

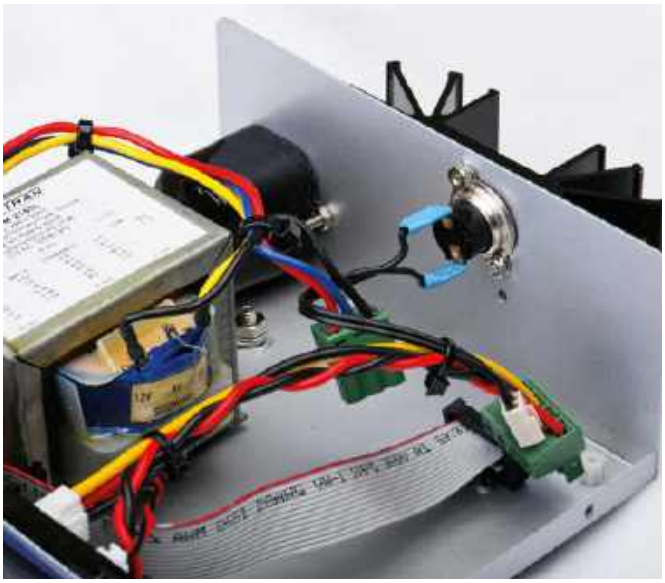
tak, aby wsunąć go w wycięcie panelu i zatrzasnąć na miejscu, jednak w praktyce jego górne i dolne zaczepy nie zostaną całkowicie ściśnięte, ponieważ opierają się o wyświetlacze siedmiosegmentowe.

Rozwiązaniem jest lekkie podważenie bocznych zaczepów, aby wysunąć z obudowy wewnętrzną płytkę drukowaną wraz z wyświetlaczami. Następnie należy wsunąć samą obudowę miernika przez otwór w panelu przednim. Teraz możliwe będzie dociśnięcie górnych i dolnych zatrzasków, co pozwoli na pewne osadzenie miernika w panelu. Po zamocowaniu obudowy wystarczy ponownie włożyć wewnętrzne elementy miernika na miejsce.

Okablowanie sieciowe

Całe okablowanie po stronie napięcia sieci należy wykonać z użyciem przewodu przeznaczonego do tego celu. Przewód brązowy powinien pełnić funkcję przewodu fazowego (L), a niebieski – neutralnego (N). Przewód w zielono-żółte paski służy wyłącznie do połączenia uziemienia. Szczegóły znajdują się na schemacie połączeń (rysunek 8).

Podłącz przewody zasilające do złącza zasilania sieciowego (IEC), a następnie zepnij je razem opaską kablową. Przewlecz przewody przez



Widok z bliska na przełącznik termiczny po podłączeniu i zaizolowaniu

gumową osłonę, zanim ją zamocujesz. Osłonę przytnij tak, aby jej główna część miała 30 mm długości – zapewni to odpowiednią ilość miejsca na transformator i pozwoli bezpiecznie zaizolować połączenia.

Przewód uziemiający wychodzący ze złącza zasilania sieciowego (IEC) powinien być poprowadzony bezpośrednio do punktu uziemienia na obudowie. Należy zakończyć go zaciskanym oczkiem i przymocować do podstawy za pomocą śruby M4 o długości 10 mm, podkładki zębatej sprężystej i dwóch nakrętek M4. Jeśli jeszcze tego nie zrobiłeś, zeskrob farbę wokół otworu montażowego, aby zapewnić pewne połączenie elektryczne z metalową powierzchnią obudowy.

Przewody należy podłączyć do przełącznika sieciowego za pomocą żeńskich złączy zaciskanych typu faston. Upewnij się, że przewody są odpowiednio połączone i unieruchomione, aby zapobiec ich wyrwaniu. Tylną część przełącznika oraz złącza należy osłonić koszulką termokurczliwą o średnicy 25 mm. Przewody uzwojenia wtórnego transformatora podłącz do złącza CON1, stosując przewody o obciążalności prądowej co najmniej 7,5 A.

Następnie połącz obie płytki za pomocą wcześniej przygotowanego przewodu taśmowego IDC i podłącz miernik panelowy. Cienki czarny przewód odpowiadający za uziemienie zasilania miernika panelowego nie jest podłączony – można go skrócić lub przymocować do środkowego zacisku złącza CON5. Zacisk ten służy wyłącznie jako uchwyt przewodu i nie jest połączony elektrycznie z żadnym obwodem.

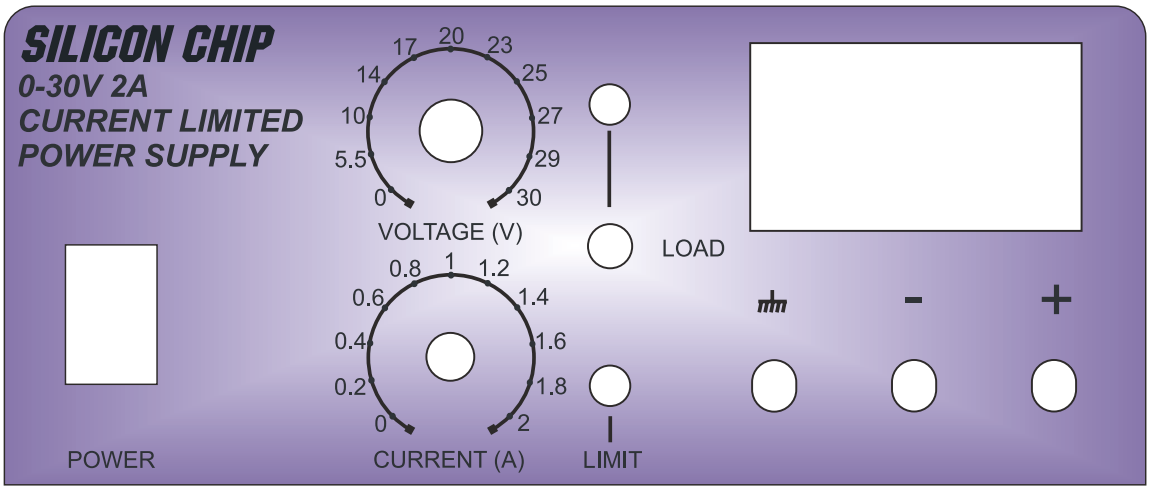
Podłącz gniazda bananowe do panelu przedniego, a następnie połącz je ze złączem CON2 – czarne dla wyjścia ujemnego, czerwone dla dodatniego. Zacisk uziemienia podłącz bezpośrednio do obudowy.

Testowanie i kalibracja

Przed podłączeniem zasilania należy dokładnie sprawdzić całe okablowanie i upewnić się, że wszystkie połączenia po stronie sieciowej zostały wykonane prawidłowo. Jeśli stosujesz podstawkę pod układ IC1, umieść go teraz w odpowiedniej orientacji. Podczas jego wkładania należy zachować ostrożność, aby żadne z wyprowadzeń nie podwinęło się pod obudowę układu.

Przekręć potencjometr VR1 całkowicie w lewo, czyli przeciwnie do ruchu wskazówek zegara, a VR3 tylko nieznacznie w prawo. W ten sposób ustawisz zasilacz na minimalne napięcie wyjściowe przy niskim prądzie. Potencjometr VR6 przekręć maksymalnie w prawo,

eprasa.pl 7f12934a40



Rysunek 9. Etykietę panelu przedniego można pobrać w formacie PDF ze strony internetowej Silicon Chip i wydrukować w celu umieszczenia na obudowie

Istnieje alternatywna etykieta bez oznaczeń napięcia, pasująca do potencjometru wieloobrotowego

aż usłyszysz delikatne kliknięcie. Jeśli go nie słychać, wykonaj około 20 pełnych obrotów zgodnie z ruchem wskazówek zegara. Zabieg ten zapobiega wystąpieniu początkowego napięcia ujemnego na wyjściu stabilizatora przed jego właściwym ustawieniem.

Włącz zasilanie. Woltomierz powinien wskazywać napięcie w zakresie od około 1,2 V do 1,3 V. Następnie sprawdź, czy napięcie wyjściowe rośnie podczas obracania potencjometru VR1 zgodnie z ruchem wskazówek zegara. Nie przekraczaj jednak 35 V, ponieważ kondensator wyjściowy jest przystosowany maksymalnie do tego napięcia.

Jeśli zasilacz nie działa na tym etapie, należy dokładnie sprawdzić całą konstrukcję. W szczególności upewnij się, że na punkcie TP4 występuje napięcie około –8 V (lub zbliżone), a na TP21 V – około 21 V. Sprawdź również, czy na TP1 napięcie wynosi około 0 V. Jeśli wartości są nieprawidłowe, ponownie sprawdź rozmieszczenie elementów oraz jakość i poprawność lutowania.

Gdy napięcia wydają się prawidłowe, można przystąpić do regulacji. Pierwszym krokiem jest ustawienie napięcia odniesienia. Zmierz napięcie między punktem TP GND (lub ujemnym zaciskiem wyjściowym na panelu przednim) a TP2. Następnie wyreguluj potencjometr VR7 tak, aby uzyskać dokładnie –2,490 V.

Po ustawieniu napięcia odniesienia można przejść do regulacji stabilizatora w taki sposób, aby umożliwiał uzyskanie minimalnego napięcia wyjściowego równego 0 V. W tym celu przekręć potencjometr VR1 całkowicie w lewo, czyli przeciwnie do ruchu wskazówek zegara. Następnie zmierz napięcie między zaciskami wyjściowymi zasilacza. Obracaj VR6 w kierunku przeciwnym do ruchu wskazówek zegara, aż napięcie spadnie do 0 V.

Następnie należy ustawić maksymalny zakres napięcia wyjściowego na 30 V. Ten krok jest wymagany wyłącznie w przypadku zastosowania potencjometru jednoobrotowego jako VR1. Jeśli używany jest potencjometr wieloobrotowy, ten etap można pominąć, ponieważ potencjometr VR2 nie jest wtedy zamontowany. W przypadku potencjometru wieloobrotowego maksymalne napięcie wyjściowe osiągane jest przy całkowitym przekręceniu VR1 zgodnie z ruchem wskazówek zegara i zwykle wynosi około 30 V lub nieco więcej.

Ostrożnie obracaj pokrętło potencjometru VR1 zgodnie z ruchem wskazówek zegara i zatrzymaj się, gdy napięcie wyjściowe osiągnie 30 V lub gdy potencjometr wykona pełny obrót w tym kierunku – w zależności od tego, co nastąpi wcześniej. Jeśli potencjometr VR1 został już całkowicie przekręcony, a napięcie nadal jest niższe niż 30 V, wyreguluj potencjometr VR2 zgodnie z ruchem wskazówek zegara, aż uzyskasz 30 V na wyjściu. Jeśli natomiast 30 V zostanie osiągnięte zanim VR1 osiągnie skrajne położenie, przekręć VR2 lekko przeciwnie do ruchu wskazówek zegara i ponownie obracaj VR1 w prawo. Powtarzaj tę czynność, aż napięcie 30 V zostanie osiągnięte dokładnie przy maksymalnym ustawieniu VR1.

Zakres ograniczenia prądu ustawia się poprzez całkowite przekręcenie potencjometru VR3 w prawo, a następnie pomiar napięcia między punktami TP2 i TP3. Wyreguluj VR4 tak, aby uzyskać napięcie 2 V – odpowiada to maksymalnemu prądowi wyjściowemu 2 A.

Ustawienie minimalnego prądu polega na skorygowaniu dolnego zakresu działania potencjometru VR3, tak aby skompensować napięcie offsetowe układu IC2. W tym celu przekręć VR3 całkowicie w lewo, a następnie zmierz napięcie między punktami TP5 i TP10. Wyreguluj VR5 tak, aby napięcie wynosiło 0 V.

Ponowna regulacja VR4 w celu ustawienia maksymalnego ograniczenia prądu nie powinna być konieczna, ponieważ zmiana napięcia wynikająca z regulacji VR5 wpływa na ustawienie prądu maksymalnego jedynie w niewielkim stopniu – rzędu około 20 mV, co jest pomijalne przy wcześniej ustawionej wartości 2 A. Jeśli jednak chcesz, możesz przeprowadzić korektę ponownie. ■

John Clarke

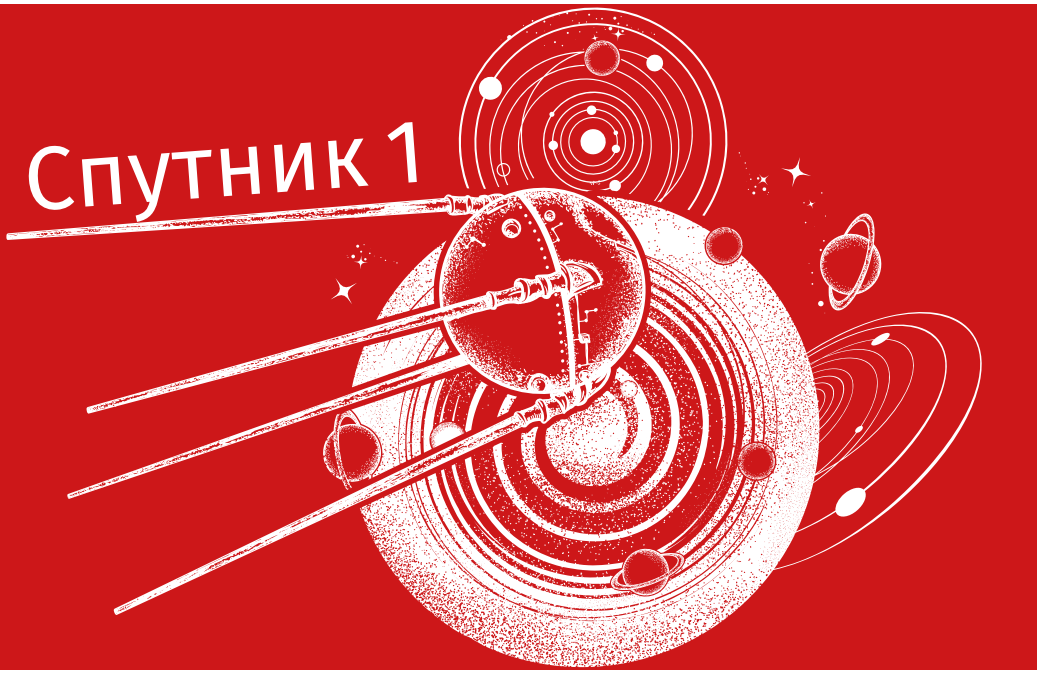
Artykuł reprodukowano na podstawie umowy z magazynem „Silicon Chip”, 2022. www.siliconchip.com.au



Po zakończeniu montażu wszystkich elementów i okablowania zasilacz powinien wyglądać jak na ilustracji powyżej. Po sprawdzeniu poprawności działania pozostaje tylko przymocować pokrywę za pomocą czterech dołączonych śrub – po dwie z każdej strony

eprasa.pl 7f12934a40

Wystrzelenie w 1957 roku radzieckiego satelity Sputnik-1 rozpoczęło „kosmiczny wyścig” między mocarstwami. Na pokładzie Sputnika znajdowały się dwa nadajniki radiowe, każdy o mocy 1 W. Ze względu na historyczne znaczenie tego satelity postanowiłem zbudować autentyczną replikę jego bloku nadajnika. Zostanie to opisane w niniejszej serii artykułów.



Rekonstrukcja nadajnika radiowego Sputnika, część 1

Sputnik-1 był w 1957 roku imponującym osiągnięciem w dziedzinie eksploracji kosmosu i świadectwem umiejętności radzieckich inżynierów, którzy go zaprojektowali.

Satelita potwierdził nie tylko, że rakietą można wysłać obiekt w przestrzeń kosmiczną i umieścić go na stabilnej orbicie, ale również, że obiekt ten może zawierać działający nadajnik radiowy. Nadawany sygnał mógł być łatwo odbierany na Ziemi przez radioodbiorniki krótkofalowe, o ile znajdowały się one „w zasięgu wzroku” satelity. Eksperyment wykazał, że satelity w kosmosie mogą być wykorzystywane jako radiowe stacje przekaźnikowe, ponieważ kierunek rozchodzenia się fal radiowych i świetlnych jest z zasady odwracalny.

Pomysł umieszczenia satelity na orbicie geostacjonarnej został wysunięty przez Arthura C. Clarke’a w 1948 roku. Jednak w tamtym czasie niewiele osób traktowało ten pomysł poważnie, jako że Clarke był pisarzem science fiction.

Sputnik-1 zainspirował świat, a ponadto przyczynił się do powstania agencji NASA. Wpływ Sputnika nie tylko na naukę, ale i na kulturę popularną był bardzo znaczący. Jego wizerunek trafił nawet na znaczki pocztowe (**zdjęcia 3** i **4**).

Po raz pierwszy zobaczyłem zdjęcia Sputnika-1 jako chłopiec na początku lat 60. Pobudzał on moją wyobraźnię w obszarze elektroniki, nauk ścisłych i podróży kosmicznych. Nie przypuszczałem wtedy, że w przyszłości pewnego dnia postaram się zrekonstruować nadajnik radiowy i „Manipulator” tego satelity.

Nadajnik radiowy D-200

Satelita był zbudowany tak prosto, jak to tylko możliwe. Wewnątrz nadajnika D-200 znajdowały się dwa niezależne moduły nadające na częstotliwościach 20,005 MHz i 40,002 MHz. Jeden moduł widzimy na **zdjęciach 5** i **6**. Drugi znajduje się z innej strony urządzenia. D-200 był otoczony przez baterie i zespół wentylatora chłodzącego.

Wewnątrz statku kosmicznego system baterii tworzył dużą ośmiokątną strukturę, a nadajnik znajdował się w otworze pośrodku (**zdjęcie 2**). Wnętrze polerowanego kulistego korpusu o średnicy 0,58 m wypełniono suchym azotem pod ciśnieniem 1,3 atmosfery (1,3 bar = 1300 hPa). W każdym module fala nośna pochodziła z oddzielnego generatora kwarcowego.

Anteny były w przybliżeniu dipolami o długości ¼ fali, ułożonymi w kształt litery V po obu stronach korpusu satelity.



Zdjęcie 1: Sputnik-1, pierwszy sztuczny satelita Ziemi, kompletnie zmontowany

eprasa.pl 7f12934a40



Zdjęcie 2: Co było w środku Sputnika? Wyraźnie widać ośmiokątny zestaw baterii, wewnątrz którego znajdował się moduł nadajnika D-200



Zdjęcia 3 i 4: Północnokoreańskie i radzieckie znaczki ze Sputnikiem. W tamtych czasach to była wielka sprawa!

Były fizycznie krótsze niż dokładne ćwierć długości fali częstotliwości nośnych. Kątowy układ anten na korpusie satelity ułatwił wpasowanie go do stożka nosowego rakiety nośnej. Wygięty dipol dawał bardziej równomierny rozkład sygnału niż typowy kształt „w ósemkę" prostej anteny dipolowej.

Moc wyjściowa każdego modułu nadajnika wynosiła 1 W. Obydwa moduły były naprzemiennie załączane i wyłączane przez przerzutnikowy układ przekaźników zwany „Manipulatorem" (Манипулятор). Te niezwykłe przekaźniki to dwa cylindryczne obiekty widoczne na zdjęciach w górnej części modułu D-200. Nie było żadnej zaawansowanej modulacji, lecz tylko zwykła, przerywana transmisja fali nośnej.

Oba nadajniki były przez Manipulator naprzemiennie załączane i wyłączane, więc w żadnym momencie w pasmie radiowym nie było transmitowane więcej niż 1 W mocy.

W każdym module nadajnika znajdowały się trzy miniaturowe lampy elektronowe, pentody 2P19B – jedna w obwodzie oscylatora i dwie w układzie przeciwsobnym w wyjściowym stopniu mocy.

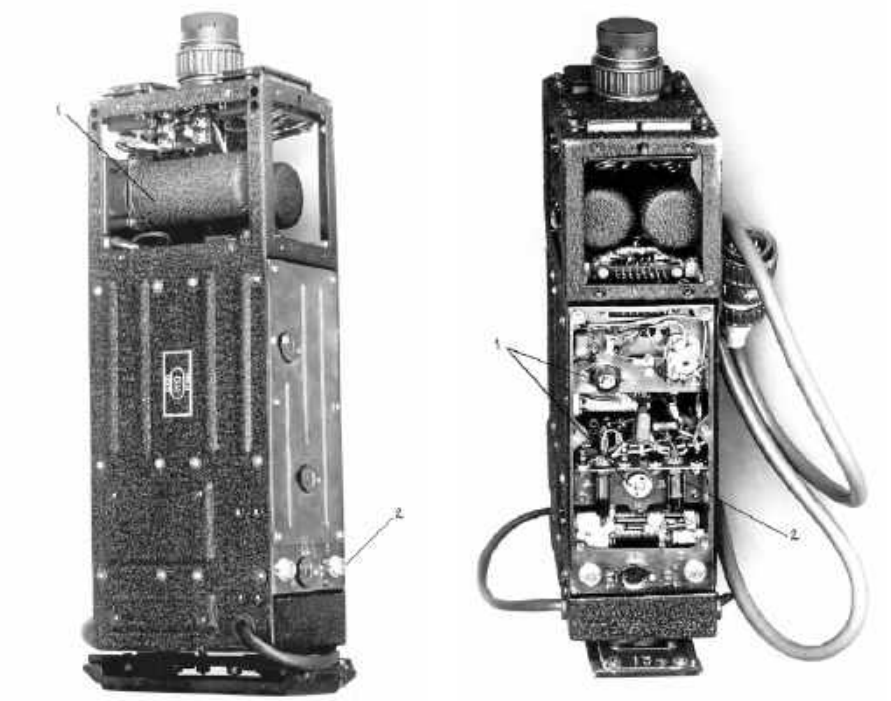
Propagacja fal radiowych

Projektanci satelity użyli dwóch częstotliwości transmisji i dwóch modułów nadajników w celu redundancji, ale także dla zapewnienia, że w najgorszych spodziewanych warunkach w jonosferze – w zimowe popołudnia – przynajmniej jeden z sygnałów przedostanie się przez warstwy F jonosfery.

Warstwy F1 i F2 to obszary jonosfery bombardowane ultrafioletem ze Słońca. Ciśnienie w nich jest niskie, a wolne elektrony i jony mogą się poruszać przez długi czas, zanim ponownie połączą się w neutralne atomy. Te zjonizowane warstwy wpływają na fale elektromagnetyczne – mogą pochłaniać część ich energii, odbijać je lub przepuszczać, w zależności od kąta padania i częstotliwości.

Stopień jonizacji warstw F zależy od pory roku, pory dnia i zmienia się z roku na rok. Ma na nie również wpływ 11-letni cykl plam słonecznych, ponieważ wpływa on na poziom promieniowania ultrafioletowego.

Obliczenia twórców Sputnika opierały się na założeniu, że satelita znajduje się nad horyzontem, 700 km nad powierzchnią Ziemi i 3000 km od odbiornika. Projektanci doszli do wniosku, że na to, aby sygnał przeszedł przez warstwy F1 i F2 między satelitą a odbiornikiem, potrzeba mocy 1 W. W dokumencie projektowym wspomnieli oni, że przy zastosowaniu

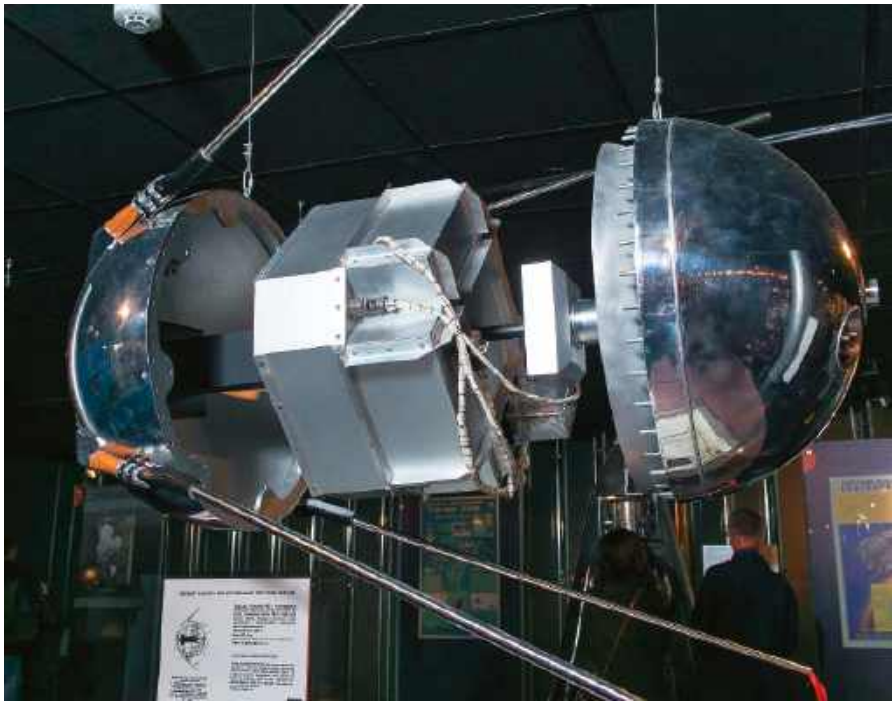


Zdjęcia 5 i 6: Nadajnik D-200, który leciał w Sputniku-1, pokazany z dwóch różnych ujęć. Na górze widać dwie duże puszki przekaźników, na których opiera się konstrukcja Manipulatora. Układy nadajnika znajdują się niżej

eprasa.pl 7f12934a40

superczułego profesjonalnego odbiornika może być wystarczająca moc 10 mW. Szkopuł w tym, że zwykły obywatel nie ma takiego sprzętu.

Projektanci wyraźnie chcieli, aby transmisje satelitarne byli w stanie odebrać przeciętni obywatele, zwłaszcza w USA. Genialnym posunięciem był wybór częstotliwości 20,005 MHz, ponieważ leżała ona o 5 kHz od amerykańskiego kanału czasowo-częstotliwościowego WWV o częstotliwości 20,000 MHz. Częstotliwość ta rzecz jasna ulegałaby zdudnieniu z falą nośną Sputnika-1, tworząc sygnał dźwiękowy o częstotliwości 5 kHz, który mógłby być słyszany na zwykłym radioodbiorniku z zakresem fal krótkich, nastrojonym na częstotliwość 20 MHz, niewyposażonym w specjalny generator zdudnieniowy (BFO). Wielu amerykańskich obywateli mogło wziąć swoje radyjka, dostroić się do WWV i usłyszeć Sputnika-1, o ile satelita ten znajdował się wtedy w zasięgu odbioru radiowego.



Zdjęcie 7: Widok rozłożonej repliki Sputnika-1, źródło: https://w.wiki/6tVc

Zasilanie bateryjne

Wewnątrz ośmiokątnej obudowy Sputnika-1 znajdowały się trzy specjalnie wykonane baterie srebrowo-cynkowe. Jedna bateria zasilała wentylator, podczas gdy dwie pozostałe tworzyły źródło napięcia żarzenia lamp 2P19B.

Satelita posiadał również akumulator wysokiego napięcia do zasilania anod i siatek lamp. Odczep 21 V tego akumulatora zasilał układ Manipulatora.

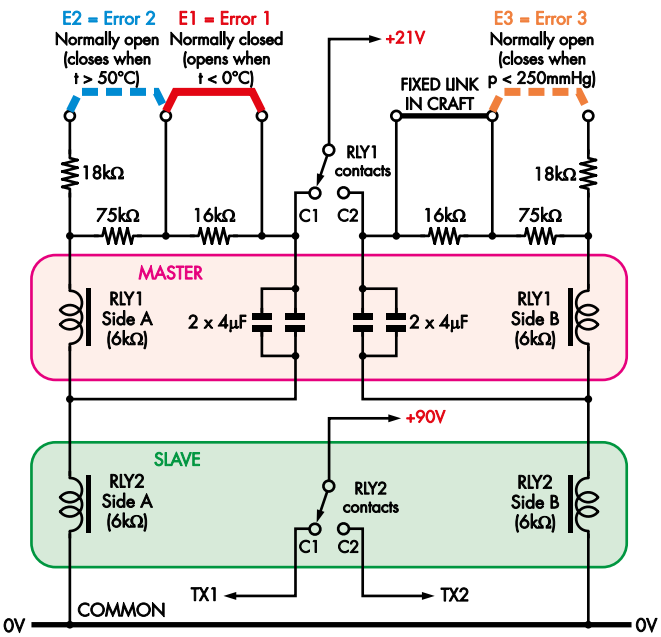
Baterie zostały tak zaprojektowane, aby zasilać statek przez co najmniej 14 dni. Po wystrzeleniu 4 października 1957 roku, Sputnik-1 nadawał nieprzerwanie przez trzy tygodnie. Transmisje ustały 26 października. Satelita miał silnie eliptyczną orbitę – jej apogeum wynosiło 947 km, a perygeum 228 km. Spadł na Ziemię dopiero 4 stycznia 1958 roku.

Jak zakończyło się nadawanie ze Sputnika?

Bateria żarzenia lamp (7,5 V) miała pojemność 140 Ah, a całkowity prąd żarzenia wynosił około 180…200 mA dla obu modułów nadajnika łącznie. W tym tempie bateria żarzenia powinna wystarczyć na około 700 godzin (29 dni), ale natężenie prądu żarzenia spada wraz ze spadkiem napięcia, więc wystarczyłaby prawdopodobnie na ponad 30 dni. Obliczenia te są jednak mało miarodajne, ponieważ oscylatory nadajników zatrzymały się przy około 2/3 pełnego rozładowania – po około 20 dniach. Wraz ze spadkiem temperatur lamp ich transkonduktancja malała, i to spowodowało w pewnym momencie ustanie pracy oscylatorów.

Manipulator zasilany z baterii o napięciu 21 V pobierał znikomy prąd – poniżej 1 mA.

Podczas testów pojedynczy nadajnik pracujący z mocą wyjściową 1 W, działający



Rysunek 1: „Manipulator" – układ generatora oparty na dwóch przekaźnikach: nadrzędnym i podrzędnym. Przełącza się on z częstotliwością około 2,5 Hz z wypełnieniem bardzo bliskim 50% – chyba że jeden z „przełączników od błędów" (E1-E3) zmieni stan ze spoczynkowego

TOTAL RESISTOR VALUES WITH ERROR CONDITIONS

STATE	Side A	Side B
NORMAL	75kΩ	75kΩ
ERROR 1 (E1)	91kΩ	75kΩ
ERROR 2 (E2)	14.5kΩ	75kΩ
ERROR 3 (E3)	75kΩ	14.5kΩ
E2 & E3	14.5kΩ	14.5kΩ
E1 & E3	91kΩ	14.5kΩ
NOTE: E1 and E2 error conditions are mutually exclusive		

eprasa.pl 7f12934a40

(pod kontrolą Manipulatora) w zwykłym 50% cyklu pracy, pobierał średni prąd zasilania około 24 mA ze źródła o średnim napięciu 130 V. Średni prąd siatek ekranujących wszystkich trzech lamp był rzędu 7 mA. Oznacza to, że pobór mocy nadajników z baterii wynosił 3,75 W (7 mA·90 V+24 mA·130 V).

W stanie wyłączenia nadajnika prąd anodowy oscylatora ze 130 V wynosił 7 mA, a prąd siatki ekranującej oscylatora z 90 V – 3 mA. Moc wynosiła wtedy 1,18 W (3 mA·90 V+7 mA·130 V).

Przy naprzemiennym załączaniu i wyłączaniu obu nadajników całkowita moc mogła zatem wynosić 4,93 W (1,18 W+3,75 W). Dla uproszczenia założyłem, że moc ta pochodziła w całości z zacisku 130 V akumulatora, co oznacza, że prąd pobierany z akumulatora wynosiłby w Sputniku-1 blisko 38 mA. Akumulator miał pojemność 30 Ah. Dlatego całkowite jego rozładowanie powinno zająć jakieś 789 godzin (około 33 dni) – może nawet o dzień mniej, biorąc pod uwagę, że pewien niewielki prąd pobierał jeszcze Manipulator. Niewiele odbiega to od obliczonego czasu całkowitego rozładowania baterii żarzenia, wynoszącego około 30 dni. Oczekiwany czas pracy układów, zanim napięcia stały się zbyt niskie, wynosił około 2/3 tego czasu, co odpowiada okresowi pracy 21 dni.

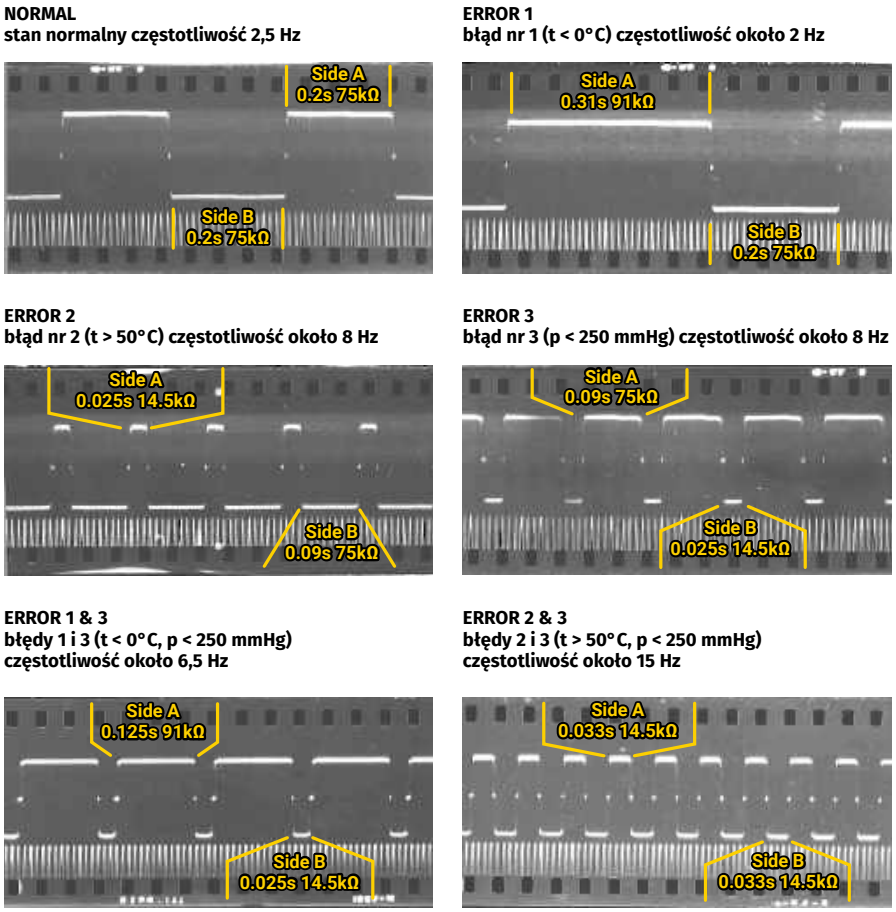
Moc żarzenia wynosiła 1,5 W (7,5 V·0,1 A·2), można więc powiedzieć, że Sputnik-1 do wytworzenia 1 W mocy wyjściowej nadajnika zużywał 6,5 W.

Czas pracy Sputnika-1, wynoszący trzy tygodnie, znacznie przekroczył jego zakładaną żywotność wynoszącą 14 dni, co jest bardzo imponujące. Akumulator niezbędny do spełnienia tego założenia miał masę 50 kg.

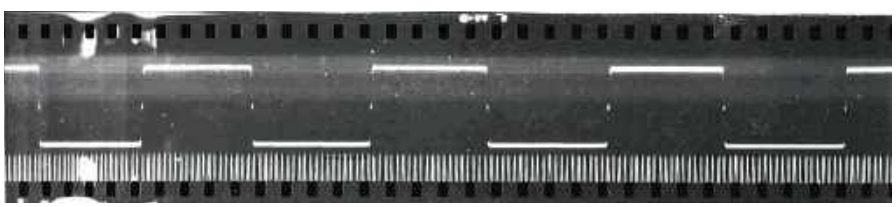
Manipulator

Od czasu ujawnienia dokumentów projektowych bloku nadajnika D-200 ponad dekadę temu, historycy elektroniki skupiali się głównie na jego modułach nadajników i w dużej mierze pomijali milczeniem układ Manipulatora. Można było przeczytać jedynie krótkie uwagi na jego temat – typu: „nadajniki były załączane i wyłączane przez przekaźniki". Wygląda na to, że nigdy nie badano tematu Manipulatora i nikt ani nie udokumentował jego funkcji, ani dokładnie ich nie odtworzył. Częściowo wynika to z faktu, że w dokumentach projektowych brakowało informacji na temat teorii działania i funkcji Manipulatora.

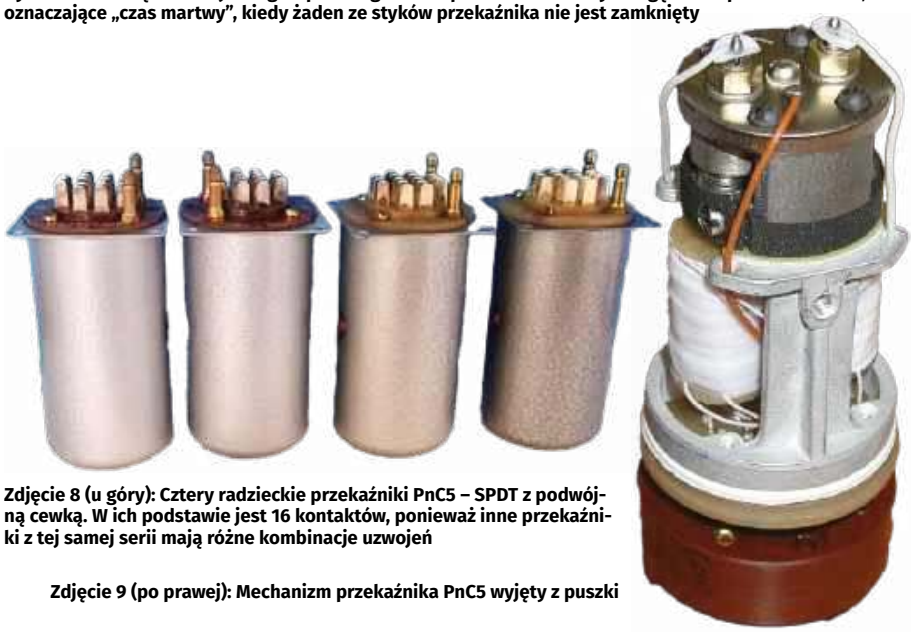
Manipulator wyłączał napięcia siatek ekranujących obu lamp wyjściowych 2P19B naprzemiennie w każdym module nadajnika,



Rysunek 2: Przebiegi w Manipulatorze w różnych możliwych sytuacjach, zarejestrowane przez projektantów Sputnika na taśmie filmowej 35 mm. Impulsy odniesienia mają częstotliwość 100 Hz



Rysunek 3: Powiększenie jednego z przebiegów Manipulatora. Zwróćmy uwagę na kropki na zboczach, oznaczające „czas martwy", kiedy żaden ze styków przekaźnika nie jest zamknięty



Zdjęcie 8 (u góry): Cztery radzieckie przekaźniki PnC5 – SPDT z podwójną cewką. W ich podstawie jest 16 kontaktów, ponieważ inne przekaźniki z tej samej serii mają różne kombinacje uzwojeń

Zdjęcie 9 (po prawej): Mechanizm przekaźnika PnC5 wyjęty z puszki

eprasa.pl 7f12934a40

tym samym wyłączając wyjście danego modułu. Układ Manipulatora składał się z dwóch powszechnie dostępnych (w tamtych czasach) dwucewkowych superczułych przekaźników bistabilnych produkcji radzieckiej – PnC4 model PC4.

Sputnik-1 nie przesyłał informacji telemetrycznych ani innych o stanie satelity. Zawierał jednak trzy proste przełączniki (zwane w dokumentacji „przełącznikami od błędów"), które mogły zmieniać cykl pracy i częstotliwość Manipulatora w przypadku przekroczenia w statku kosmicznym pewnych ekstremalnych wartości ciśnienia i temperatury. Oddzielny wewnętrzny wyłącznik termiczny obsługiwał system wentylacji, załączając go, gdy temperatura przekroczyła 30°C i wyłączając, gdy spadła poniżej 23°C.

Podczas lotu Sputnika-1 żaden z „przełączników od błędów" nie zadziałał, więc sygnał z dwóch nadajników pozostawał w 50% cyklu pracy każdego z nich. Wraz z rozładowywaniem się baterii zasilającej Manipulator spadła jednak częstotliwość przełączania.

Przekaźnik jako generator

By w satelicie zapewnić sprawne przełączanie modułów radiowych, musiały zostać użyte przekaźniki bistabilne.

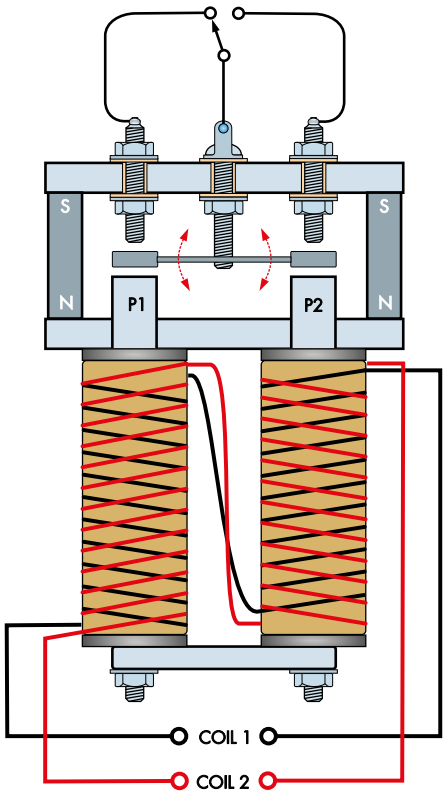
Zasada wykorzystania przekaźnika jako generatora, z kondensatorem w obwodzie cewki i kilkoma rezystorami, zdaje się być dość prosta. W Internecie można znaleźć wiele układów generatorów na przekaźnikach. Uzyskanie w nich idealnego 50% cyklu pracy nie jest jednak takie proste.

Powód jest taki, że cykle ładowania i rozładowania kondensatora nie zawsze są sobie równe ze względu na różne rezystancje źródła. Można temu zaradzić, przekierowując rozładowanie do obciążenia przez dodatkowy styk przekaźnika. Dokładne wyrównanie rezystancji w każdym z półcykli nadal jednak sprawia trudności. Należy także brać pod uwagę właściwości elektromechaniczne przekaźnika oraz opóźnienia załączenia oraz odblokowania magnetycznego.

Jeśli do cewki przekaźnika przyłożymy napięcie, zaobserwujemy opóźnienie zanim cokolwiek się stanie. Częścią tego opóźnienia jest czas narastania prądu wynikający z indukcyjności cewki przekaźnika. Innym aspektem jest czas potrzebny do przyspieszenia masy twornika (ruchomego ramienia mechanicznego) i jego przejścia do nowej pozycji. Zazwyczaj to właśnie tworник łączy styki przekaźnika. Łączny czas opóźnienia elektromechanicznego może, w zależności od konstrukcji i rozmiarów fizycznych przekaźnika, trwać od 1 ms do 300 ms, a nawet dłużej.

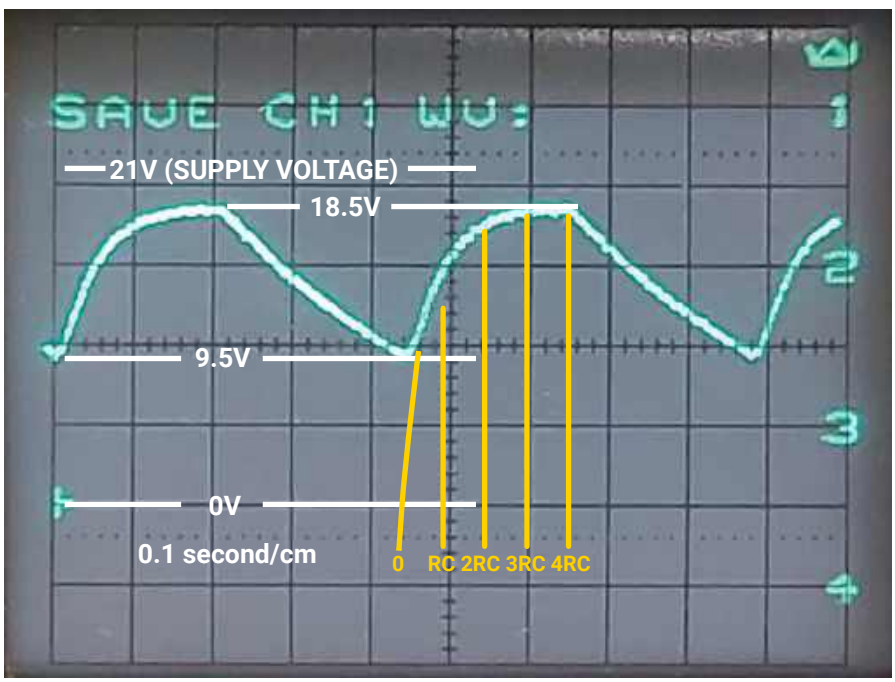
Nasuwa się interesujące pytanie – w jaki sposób projektantom Manipulatora do Sputnika-1 udało się sprawić, że generator na przekaźniku wytwarzał niemal idealną falę prostokątną?

Część odpowiedzi jest taka, że zastosowali oni symetryczny układ elektryczny zawierający przekaźniki bistabilne w konfiguracji master/slave (nadrzędny/podrzędny; przypis redaktora).

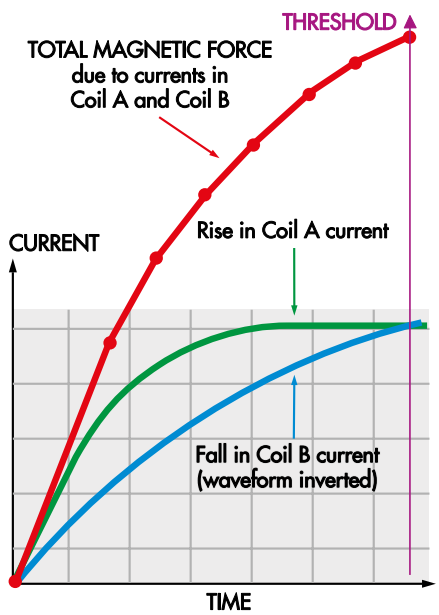


Rysunek 4: Ogólna budowa radzieckich przekaźników bipolarnych PnC4/PnC5 z podwójną cewką, używanych w Manipulatorze. Duże cewki sprawiają, że przekaźniki te są bardzo czułe

Przekaźniki bistabilne zawierają magnes stały, który po zatrzaśnięciu utrzymuje zworę (i jej styk) w tej samej pozycji. Dzięki temu układy z takimi przekaźnikami są bardzo energooszczędne. Do zmiany stanu przekaźnika wymagane są tylko pojedyncze impulsy prądu

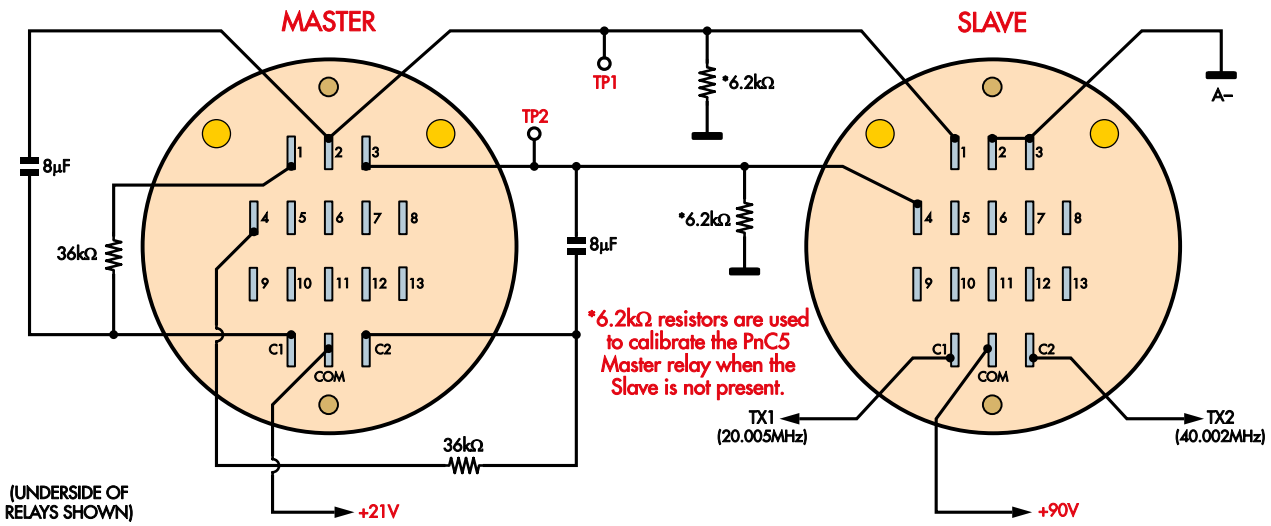


Rysunek 5: Oscylogram pokazujący jak napięcie na cewce przekaźnika (oznaczone na biało) zmienia się podczas taktowania. Żółte znaczniki pokazują z grubsza, jaka wielokrotność stałej czasowej obwodu odpowiada chwilowemu kształtowi przebiegu. Napięcie zasilania to 21 V, podstawa czasu wynosi 0,1 s/działkę



Rysunek 6: Pola magnetyczne obu cewek oddziałują na siebie. Możemy je zsumować i zobaczyć, jak wypadkowe natężenie pola magnetycznego zmienia się w czasie

eprasa.pl 7f12934a40



Rysunek 7: Widzimy tu sposób, w jaki główne elementy są dołączone do podstawek przekaźników, zarówno w przyrządzie testowym jak i w budowanej replice Manipulatora.

albo przebieg z wysokim tylko zboczem narastającym. Po przełączeniu prąd – wymagany w konwencjonalnym przekaźniku ze sprężyną powrotną twornika – nie jest już potrzebny.

Aby „wyzerować" przekaźnik bistabilny, należy do jego cewki podać impuls o przeciwnej polaryzacji albo doprowadzić impuls do drugiej cewki, nawiniętej w przeciwfazie w stosunku do pierwszej. W przypadku gdy na przekaźnikach bistabilnych ma być zrealizowany generator symetrycznej fali prostokątnej, wymagana jest idealna równowaga magnetyczna, a obie połówki przekaźnika muszą mieć niemal identyczną czułość na prądy cewki inicjujące zmianę stanu. Na równowagę magnetyczną duży wpływ ma dobre wyregulowanie mechaniczne biegunów magnetycznych przekaźnika.

Projektanci Manipulatora zastosowali system, w którym każda połowa cyklu pracy wiąże się z ładowaniem kondensatora 8 µF. Zapewnia to elektryczną symetrię układu i wymaga jedynie, aby nabiegunniki cewki po każdej stronie przekaźnika znajdowały się dokładnie w takiej pozycji, by siły magnetyczne się równoważyły.

Można było zmienić współczynnik wypełnienia oscylacji na inny niż 50%/50% poprzez zmianę wartości rezystancji po obu stronach obwodu ładowania zasilającego cewkę przekaźnika głównego. Umożliwiło to przesyłanie informacji o błędach lub awariach.

Układ Manipulatora, wykorzystujący dwa dwucewkowe przekaźniki bipolarne, był zadziwiająco energooszczędny. W dokumentacji podano pobór mocy poniżej 20 mW.

Przekaźniki w konfiguracji „nadrzędny/podrzędny" pracują w dużym stopniu analogicznie do działania cyfrowego przerzutnika master/slave. Rezystancja stałoprądowa cewek w przekaźniku podrzędnym, około 6 kΩ, stanowi rezystancję ładującą kondensatory czasowe przekaźnika nadrzędnego, co pozwoliło zaoszczędzić na elementach.

Gdy kondensatory czasowe są dostatecznie naładowane, napięcie na ich zaciskach staje się wystarczająco wysokie, aby, mimo istnienia rezystancji włączonych w szereg z cewkami przekaźnika głównego, spowodować zmianę jego stanu.

W dokumentacji podano argumenty przeciwko oparciu konstrukcji Manipulatora na lampach elektronowych, ponieważ zużywałby on wtedy więcej energii. Były też argumenty przeciwko generatorowi relaksacyjnemu z lampą wyładowczą, ponieważ lampy są bardziej wrażliwe na przyspieszenia i wibracje. System musiał wytrzymać przyspieszenia do 20 g.

W wersji ostatecznej projektu przewidziano sześć możliwych wzorców cykli pracy i częstotliwości przełączania obu nadajników. Jak się jednak okazało, żaden z nich nie wystąpił w trakcie 21-dniowego lotu zanim baterie uległy rozładowaniu.

Okres pracy generatora

Dokument projektowy (www.siliconchip.au/Shop/6/224) wymienia okres pracy



Zdjęcie 10 (po lewej): Wykonałem przyrząd do testowania i regulowania przekaźników, używając dwóch podstawek pasujących do przekaźnika PnC5



Zdjęcie 11 (po prawej): Spodnia strona przyrządu do testowania i regulacji przekaźników. Widać elementy i okablowanie tworzące generator na dwóch przekaźnikach

eprasa.pl 7f12934a40

Manipulatora jako 0,4 sekundy. Nie jest jednak jasne, czy był to pełny okres cyklu Manipulatora, czy też okres, w którym jeden z nadajników był włączony. Gdyby chodziło o ten drugi przypadek, odebrany sygnał Sputnika-1, słyszalny jako sygnał dźwiękowy w odbiorniku, miałby częstotliwość tylko 75 na minutę. Badanie amatorskich nagrań dźwiękowych w Internecie, zarejestrowanych na początku lotu Sputnika-1, wykazało, że częstotliwość sygnałów wynosiła około 144…150 na minutę. Potwierdza to, że 0,4 sekundy stanowiło pełny cykl czasowy Manipulatora i że każdy nadajnik miał, przy świeżych bateriach, czas włączenia około 0,2 sekundy.

Częstotliwość przełączania Manipulatora spadała wraz z obniżaniem się napięcia zasilania. Gdy napięcie spadło z 21 V do około 13 V generator działał z częstotliwością zbliżoną do połowy pierwotnej wartości. Większość nagrań wskazujących, że każdy z nadajników jest załączony na 0,2 sekundy, miała miejsce we wczesnej fazie lotu Sputnika-1. Nagrania, na których wydaje się, że jest to raczej 0,3 sekundy, zostały dokonane w późniejszej fazie lotu, gdy napięcie akumulatora było niższe. Gdyby napięcie spadło poniżej 9…10 V, generator na przekaźnikach PnC5 powinien był się zatrzymać.

Dokumentacja wspomina, że producent gwarantował cztery miliony operacji przekaźnika. W trybie podstawowym ilość operacji przez 14 dni powinna wynosić około trzech milionów. 14 dni to 1 209 600 sekund; trzy miliony podzielone przez tę liczbę dają 2,48 Hz – wartość bardzo bliską 2,5 Hz odpowiadającym okresowi pracy generatora.

Podsumowując: istnieją mocne dowody na to, że Sputnik-1 – przynajmniej przez kilka dni po starcie, że świeżymi bateriami – transmitował naprzemienne impulsy niemodulowanych fal nośnych na częstotliwościach 20,005 MHz i 40,002 MHz, a każdy impuls miał długość bardzo zbliżoną do 0,2 sekundy. Niektóre źródła internetowe podają czas 0,3 sekundy, co najwyraźniej odpowiada późniejszej fazie lotu.

Gdy transmisje były odbierane przez odbiornik wyposażony w generator zdudnieniowy BFO, stawały się „impulsami dźwiękowymi". Wysokość dźwięku mogła być ustawiona w radiu pokrętłem BFO, natomiast częstotliwość powtórzeń impulsów była bliska 2,5 Hz (150 na minutę).

Przełączniki od błędów

Układ przełączników od błędów pokazano na **rysunku 1**. Przełącznik E1, normalnie zamknięty, otwierał się poniżej temperatury 0°C, natomiast przełącznik E2, normalnie otwarty, zamykał się po przekroczeniu 50°C. Przełącznik E3, normalnie otwarty, zamknąłby się, gdyby ciśnienie wewnątrz komory spadło poniżej 250 mmHg (1/3 bara = 333 hPa). Oznaczałoby to, że Sputnik-1 ma przeciek, wywołany prawdopodobnie przedziurawieniem korpusu przez mały meteor.

Musiałem wydedukować w jaki sposób przełączniki te były dołączone do Manipulatora, aby ich działanie zgadzało się z wzorcami cyklu pracy, zamieszczonymi w dokumentacji. Wzorce te zostały zarejestrowane na czymś, co wygląda na 35-milimetrową taśmę filmową ze znacznikiem czasu. Korzystając z dostępnych w Internecie nagrań nadajnika Sputnika, wykonanych po kilku dniach jego lotu (ze świeżymi bateriami), ustaliłem, że częstotliwość znacznika czasu wynosi 100 Hz.

Rysunek 2 zaczerpnięty z dokumentacji, pokazuje, w jaki sposób przełączniki od błędów wpływały na taktowanie manipulatora. Gdy aktywna jest strona A, włączony jest nadajnik 40 MHz. Gdy strona B jest aktywna – nadajnik 20 MHz. Aby dokonać tych zapisów filmowych, projektanci satelity musieli użyć kineskopu dwustrumieniowego (dwukanałowego). Odchylanie w pionie górnego kanału było sterowane ze środkowego styku przekaźnika podrzędnego, a do jego dwóch pozostałych styków dołączono prawdopodobnie dodatnie i ujemne napięcie odniesienia. Odchylania poziomego wiązki nie było. Podczas zapisu taśma filmowa była przesuwana wzdłuż ekranu kineskopu i ulegała naświetlaniu.

Dodatkowy sygnał kalibracyjny (kanał drugi) zapewniał, że prędkość filmu nie wpływała na dokładność czasową pomiaru. Jest to lepiej widoczne na zbliżeniu (**rysunek 3**). Impulsy kalibracyjne pochodziły najprawdopodobniej z wyprostowanego dwupołówkowo napięcia sieci energetycznej, ponieważ w Rosji częstotliwość sieci wynosi 50 Hz. Mogły też zostać wytworzone w generatorze kwarcowym i dzielnikach częstotliwości.

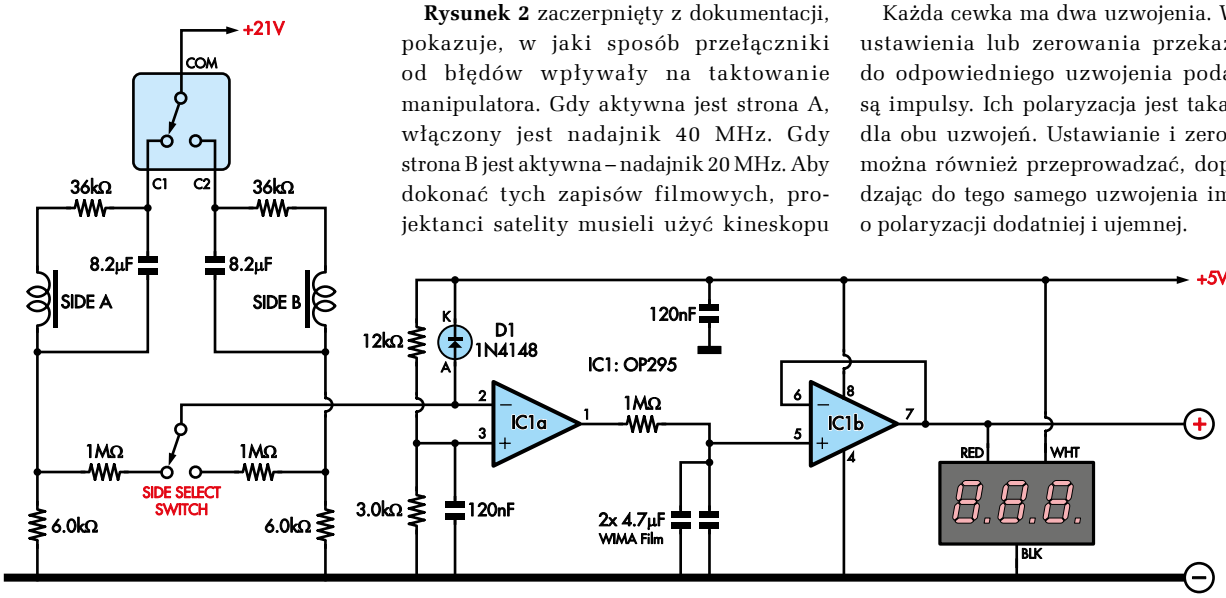
Zwróćmy uwagę na krótkie okresy „czasu martwego" przekaźnika podrzędnego (gdy żaden z jego styków nie jest zamknięty), widoczne jako punkty w środku wysokości przebiegu.

Gdy żaden z przełączników od błędów nie był aktywny (a jak się okazało, podczas całego lotu nie zostały one aktywowane nigdy), cykl pracy manipulatora przypominał falę prostokątną. Każdy z nadajników był włączany naprzemiennie z czasem załączenia około 0,2 sekundy i czasem wyłączenia również 0,2 sekundy.

Przekaźniki bipolarne PnC5

Zdjęcie 8 przedstawia kilka przekaźników PnC5, które mają taką samą obudowę jak PnC4. **Zdjęcie 9** ukazuje jeden tych z przekaźników wyjęty z pojemnika. Strukturę przekaźnika widać szczegółowo na **rysunku 4**.

Każda cewka ma dwa uzwojenia. W celu ustawienia lub zerowania przekaźnika, do odpowiedniego uzwojenia podawane są impulsy. Ich polaryzacja jest taka sama dla obu uzwojeń. Ustawianie i zerowanie można również przeprowadzać, doprowadzając do tego samego uzwojenia impulsy o polaryzacji dodatniej i ujemnej.



Rysunek 8: Układ testowy, który pomógł w wyregulowaniu przekaźników, aby zapewniały 50% cykl pracy Manipulatora

eprasa.pl 7f12934a40

Nie udało mi się kupić przekaźnika PnC4, dokładnie takiego, jaki był używany w Sputniku-1. Przekaźniki PnC5, które udało mi się kupić, są jednak niemal identyczne. Odkryłem, że główna różnica polega na tym, że dwa magnesy, P1 i P2, są nieco inaczej wyregulowane. Myślę, że była też różnica w sposobie zawieszenia zwory. W PnC4 zastosowano prawdopodobnie czop beztarciowy.

Gdy magnesy P1 i P2 są wystarczająco oddalone od zwory, PnC5 nie zatrzaskuje się, a zwora powraca do pozycji neutralnej. Jest ona zawieszona na cienkim metalowym pasku i działa jak napięta taśma. Jednakże niewielkie dosunięcie biegunów w toku regulacji pozwala na zatrzaśnięcie zwory w dowolnej pozycji. Wówczas przekaźnik PnC5 zachowuje się jak PnC4 i staje się przekaźnikiem bipolarnym.

Po tym, jak dokonałem tego odkrycia i przeprowadziłem wstępną regulację, stało się dla mnie jasne, że od ustawień obu biegunów zależy również ogólna czułość przekaźnika.

Rozważmy teraz działanie kondensatora jako elementu czasowego. Możemy pominąć wpływ rezystora 75 kΩ na proces ładowania kondensatora, ponieważ rezystor ten jest duży w porównaniu z rezystancją cewek przekaźnika podrzędnego wynoszącą około 6 kΩ. Sprawdzimy pewne założenia.

W większości obwodów czasowych RC, kondensator, aby osiągnął napięcie wymagane do pewnej zmiany stanu układu, jest ładowany przez czas równy jednej do dwóch stałych czasowych. Dłuższe czasy są niepożądane, bo kształt napięcia na kondensatorze staje się płaski, a dokładność odmierzania czasu maleje.

W ciągu jednej stałej czasowej RC kondensator ładuje się do 63% napięcia zasilającego, po dwóch stałych czasowych – do około 86,5%, po trzech – do 95%, po czterech – do 98%, a po pięciu stałych czasowych kondensator jest naładowany w 99%. Po tym czasie jego napięcie zmienia się już niewiele.

Odkryłem, że po wyregulowaniu przekaźników PnC5 tak, aby pracowały jako bipolarne, przekaźniki te działały w układzie takim jak w Sputniku, ale – aby osiągnąć prawidłową częstotliwość 2,5 Hz z kondensatorami 8 µF – wymagały rezystora 36 kΩ, a nie 75 kΩ. Oznacza to, że osiągnąłem czułość przekaźników nieco niższą niż w przypadku oryginalnych przekaźników PnC4. Czułość mógłbym zwiększyć, oddalając magnesy od zwory, ale gdybym przesadził, przekaźnik nie zatrzaskiwałby się niezawodnie i powracałby do stanu neutralnego. Powodem jest naprężenie mechanizmu przełączającego w przekaźnikach PnC5. Do jego pokonania wymagana jest niewielka ilość dodatkowej energii.

Co z efektem Dopplera?

Czy na historyczne nagrania dźwiękowe, dokonane, gdy satelita znajdował się nisko nad horyzontem i oddalał się lub zbliżał do obserwatora, mógł wpłynąć efekt Dopplera?

Jeśli częstotliwość transmisji wynosi f_t, to częstotliwość f_o obserwowana w odbiorniku wynosi $f_t \cdot c/(c+v)$ gdy nadajnik oddala się od odbiornika i $f_t \cdot c/(c-v)$ gdy nadajnik porusza się w stronę odbiornika.

Prędkość v Sputnika-1 wynosiła około 8000 m/s, a c (prędkość światła) wynosi około 3·108 m/s. Jeśli zaniedbamy krzywiznę toru lotu, to gdy satelita oddala się od odbiornika, obserwowana fala nośna zmniejsza swą częstotliwość o 0,0027%, a gdy satelita leci w kierunku odbiornika, częstotliwość wzrasta o 0,0027%. Odnosząc to do częstotliwości nośnej 20,005 MHz – objawi się ona jako 20,0046667 MHz lub 20,00553347 MHz.

Sygnał dźwiękowy w odbiorniku powstaje jako zdudnienie tej częstotliwości z drugą, np. 20 MHz, więc wysokość dźwięku zmieni się przez efekt Dopplera z około 5,53 kHz (gdy satelita zbliża się do horyzontu) przez 5 kHz (satelita nad głową) do 4,66 kHz (satelita schodzi za daleki horyzont). W praktyce zmiana ta będzie raczej mniejsza ze względu na zakrzywiony tor lotu satelity.

Spodziewano się, że efekt Dopplera w połączeniu z dwiema różnymi częstotliwościami transmisji może pomóc uzyskać większą ilość informacji na temat jonosfery.

Częstotliwość powtarzania impulsów dźwiękowych (nie wysokość dźwięku), wynosząca 2,5 Hz, była praktycznie stała w trakcie przemieszczania się satelity od horyzontu do horyzontu, ponieważ zmieniała się tylko w zakresie od 2,500066675 Hz do 2,49993335 Hz. Żaden słuchacz nigdy by nie zauważył tego odstrojenia. Znacznie bardziej znaczące były zmiany okresu powtarzania impulsów wywołane rozładowywaniem się baterii.

Niektóre z historycznych nagrań dźwiękowych sygnału Sputnika-1 wykazują raczej nie efekt Dopplera, lecz dość upiorny „fading", typowy dla odbioru na falach krótkich.

Niekiedy podczas nagrywania sygnału Sputnika-1 z radioodbiorników wyposażonych w generator zdudnieniowy (BFO), ludzie kręcili pokrętłem tego generatora, zmieniając wysokość otrzymanego sygnału dźwiękowego. Było to mocno dezorientujące co do własności odbieranego sygnału i błędnie przedstawiało stan faktyczny. Co gorsza, powstały też taśmy z zapisami, na których impulsy dźwiękowe wydawały się raptownie zmieniać odstępy, co było w rzeczywistości spowodowane złym sklejeniem taśm.

W celach testowych zastąpiłem w układzie Manipulatora przekaźnik podrzędny przez dwa rezystory 6,2 kΩ w miejscu jego cewek. Wpływ tej zmiany na zachowanie przekaźnika głównego (generatora) był niewielki, jeśli w ogóle zauważalny.

Interesowało mnie jaki prąd cewki jest wymagany do zmiany stanu przekaźników. Dokonałem rejestracji napięcia w układzie próbnym na kondensatorze 8,2 µF, używając oscyloskopu z sondą izolowaną galwanicznie. Wyniki pokazuje **rysunek 5**. Później, już w replice nadajnika, zmieniłem kondensatory na pary oryginalnych radzieckich kondensatorów papierowo-olejowych 4 µF/160 V.

Rozpatrzmy działanie cewki 1 przekaźnika RLY1 (nadrzędnego). Kondensator C1 ładuje się, gdy zasilający go lewy styk przekaźnika jest zamknięty. Po osiągnięciu przez kondensator określonego progu napięcia, przekaźnik nadrzędny przełącza się, zmieniając stan na przeciwny, co inicjuje proces ładowania C2 przez styk prawy.

Na oscylogramie z rysunku 5 widać, że następuje to, gdy napięcie na zaciskach kondensatora (zaznaczone białym kolorem) wzrośnie z 9,5 V do 18,5 V. A zatem, aby spowodować zmianę stanu przekaźnika nadrzędnego typu PnC5 o cewce 6 kΩ połączonej w szereg z rezystorem 36 kΩ, wymagany jest przyrost napięcia o 9 V. Odpowiada to prądowi cewki 214 µA (9 V/42 kΩ). Przekaźnik ma zatem zbliżone parametry – choć nie jest tak czuły – jak oryginalny przekaźnik PnC4, który przełączał się przy zaledwie 111 µA.

Rozładowanie kondensatora odbywa się wolniej, ponieważ w tym czasie styk C1 jest otwarty i kondensator rozładowuje się przez cewkę przekaźnika i rezystor 36 kΩ.

Żółte znaczniki na rysunku 5 pokazują, że wykładnicza krzywa ładowania odpowiada czasowi równemu czterokrotnej stałej czasowej RC. Czas ładowania odpowiada w przybliżeniu kondensatorowi 8 µF ładowanemu przez 6,2 kΩ (cewka przekaźnika podrzędnego) ze źródła napięcia 21 V.

Na pierwszy rzut oka rozwiązanie takie wydaje się być niekorzystne dla dokładnego ustawienia parametrów czasowych. Lepszą dokładność można by było uzyskać, pracując w zakresie jednej lub dwóch stałych czasowych RC. Rozważyliśmy jednak efekty związane z prądem tylko jednej z cewek przekaźnika głównego. Co z drugą cewką?

Gdy do jednej cewki przykładamy napięcie i prąd przez nią płynący rośnie, napięcie na drugiej cewce spada. Prądy obu cewek dają znoszące się efekty magnetyczne ze względu na przeciwne biegunowości cewek.

eprasa.pl 7f12934a40

Gdybyśmy na oscylogramie do napięcia cewki A dodali napięcie cewki B ze znakiem minus (czyli pokazali różnicę A – B), to uzyskalibyśmy lepszy obraz tego, jak przekaźnik nadrzędny zbliża się do zmiany stanu. Podchodzenie do progu przełączenia jest znacznie bardziej strome – przypomina krzywą wykładniczą o okresie dwóch stałych czasowych. Widać to na **rysunku 6**. Przypis redaktora: na rysunku kolorem zielonym pokazano prąd cewki A, kolorem niebieskim – odwrócony (ze znakiem minus) prąd cewki B, a kolorem czerwonym – ich sumę, stanowiącą o wypadkowej sile magnetycznej.

Nigdy nie widziałem innych dużych przekaźników bipolarnych, które mogą zmieniać stan przy prądach cewek rzędu 100...200 µA. Najbardziej czułe przekaźniki, z jakimi stykałem się wcześniej, wymagały co najmniej 500...1000 µA prądu cewki, a większość – znacznie więcej. Po tym, jak w końcu odnalazłem kartę katalogową przekaźnika PnC4 podtyp PC4.520.350, używanego w Sputniku-1, potwierdziło się, że cewki tego przekaźnika mają rezystancję 6,5 kΩ ±1,3 kΩ i że przekaźnik działa w zakresie 87...174 µA. Jest to zgodnie z wnioskami, jakie wyciągnąłem na jego temat – że przełącza się przy około 111 µA. Podejrzewam, że producent PnC4 dostarczał Radzieckiej Agencji Kosmicznej specjalnie przetestowane i wyregulowane egzemplarze tych przekaźników. Przekonałem się na własnej skórze, że w przekaźniku nadrzędnym krytyczne – zwłaszcza dla idealnie symetrycznego procesu przełączania – jest właściwe wyregulowanie położeń magnesów. Aczkolwiek po tej czynności zachowanie przekaźnika wydaje się być bardzo przewidywalne.

Niestandardowy układ regulacji

Aby w przekaźnikach PnC5 łatwiej było wyregulować magnesy, zbudowałem niestandardowy układ do monitorowania ich cyklu pracy, pokazany na **rysunku 7**. Wymagało to również wykonania przyrządu testowego z gniazdami do mocowania przekaźników – patrz **zdjęcia 10** i **11**.

Część układu stanowią rezystory 6,2 kΩ, zastępujące cewki przekaźnika podrzędnego. Napięcia na nich są wykorzystywane do aktywacji komparatora o poziomie przełączania 1 V, dającego regularny sygnał prostokątny o amplitudzie 5 V. Komparator, zrealizowany niestandardowo na wzmacniaczu operacyjnym (**rysunek 8**), bardzo mi pomógł przeprowadzić wymagane regulacje. Zmontowany układ pokazano na **zdjęciu 12**.

Wyjście wzmacniacza operacyjnego OP295 jest typu rail-to-rail. Sygnał wyjściowy zostaje mocno scałkowany. Dokładny cykl pracy zależał nieco od częstotliwości roboczej, więc regulacji magnesu przekaźnika dokonałem przy częstotliwości roboczej bliskiej 2,5 Hz.

Można by było oczekiwać, że przy dokładnie 50% cyklu pracy napięcie na wyjściu integratora powinno w tym układzie wynosić 2,5 V. Jednak w stanie idealnej równowagi generatora rzeczywista wartość wyniosła około 2,66 V. Powodem są niewielkie przerwy w taktowaniu, podczas których żadne styki nie są zamknięte (około 4 ms z każdej strony impulsu). W trakcie tych przerw na rezystorze 6 kΩ występuje niski poziom napięcia, przerzucający komparator (układ odwracający) w stan wysoki. Szybkie obliczenie wykazuje, że scałkowane napięcie wyjściowe komparatora powinno teoretycznie wynosić 2,6 V (2,5 V 208 ms/200 ms). Inna wartość rzeczywista, wynosząca około 2,66 V, nie ma jednak znaczenia – pod warunkiem, że napięcia są dokładnie jednakowe, gdy przełącznik przełącza między stronami A i B. Innymi słowy, obie połówki przekaźnika muszą mieć identyczne właściwości magnetyczne i być symetrycznie taktowanie. Gdy przekaźnik nie jest w idealnej „równowadze magnetycznej", średnia wartość jednego z napięć jest niższa niż 2,66 V, a drugiego – wyższa.

Układ pomiarowy można by było zdublować, a scałkowane napięcie na drugim z rezystorów 6 kΩ doprowadzić do drugiego komparatora. Trzeba by było jednak wprowadzić dodatkowy układ sprawdzający, czy różnica napięć jest do zaakceptowania. W praktyce lepiej było ręcznie obsługiwać przełącznik i obserwując miernik, sprawdzać, czy obie połówki przekaźnika pracują symetrycznie.

Odgłos działającego Manipulatora

Gdy Manipulator działa, dźwięk wydawany przez przekaźniki bardzo przypomina tykanie zegara. Można sobie wyobrazić Sputnika-1 lecącego w 1957 roku wokół Ziemi z prędkością orbitalną 8 km/s, w którego wnętrzu przekaźniki cykają niczym zegar. Było to zachowanie

Reakcje na Sputnik-1

Po wystrzeleniu Sputnika-1 Amerykanów bardzo interesowało, jakie dane telemetryczne są zakodowane w transmisjach z tego satelity. Tak naprawdę żadnych danych tam nie było. Była jedynie fala o jednej z dwóch częstotliwości nośnych, naprzemienne wysyłanych z częstotliwością 2,5 Hz określoną przez Manipulator. Nie wystąpił żaden z błędów, więc podczas całego lotu cykl pracy Manipulatora utrzymywał się na stałym poziomie 50%.

Gdyby pracownicy agencji CIA o tym wiedzieli, byliby mocno rozczarowani. Wciąż nurtowała ich obawa, że przegapiają jakieś tajne informacje zawarte w transmisjach. Częścią geniuszu konstrukcji Sputnika-1 była jednak jego prostota. Nie ma wątpliwości, że CIA wykazała dużą nadgorliwość, próbując doszukiwać się czegoś, czego nie było.


"All the News That's Fit to Print"

The New York Times.

LATE CITY EDITION

SOVIET FIRES EARTH SATELLITE INTO SPACE; IT IS CIRCLING THE GLOBE AT 18,000 M. P. H.; SPHERE TRACKED IN 4 CROSSINGS OVER U. S.

HOFFA IS ELECTED TEAMSTERS HEAD; WARNS OF BATTLE

COURSE RECORDED

Navy Picks Up Radio Signals—4 Report Sighting Device

560 MILES HIGH

Visible With Simple Binoculars, Moscow Statement Says

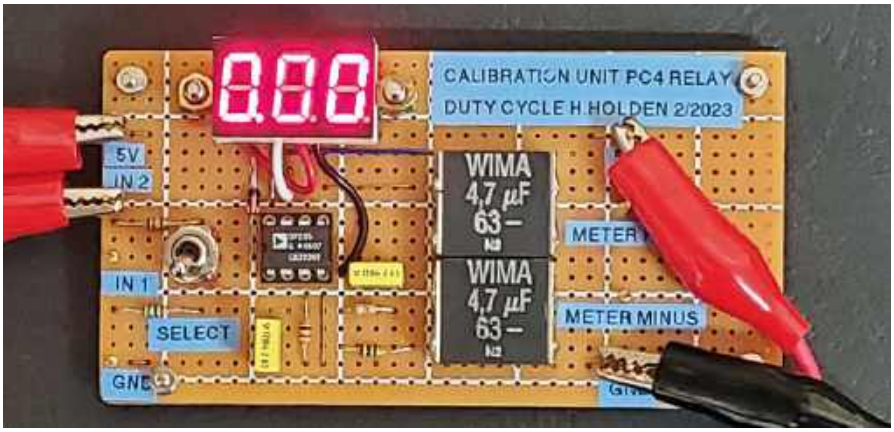
Device Is 8 Times Heavier Than One Planned by U.S.

FAUBUS COMPARES HIS STAND TO LEE'S

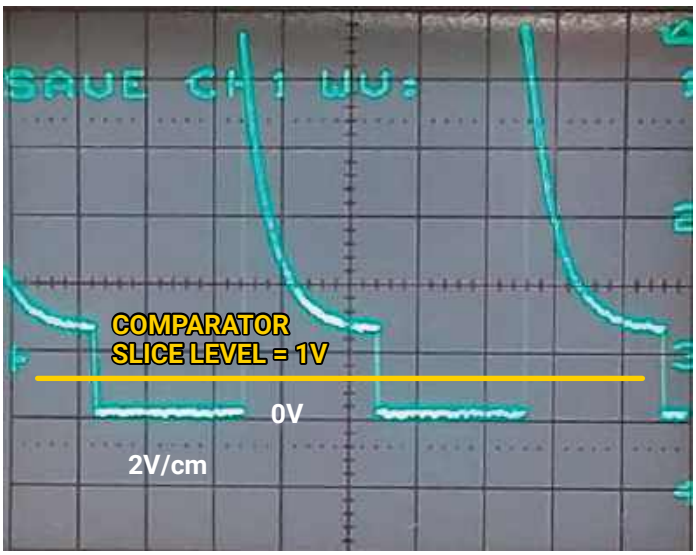
ARGENTINA TAKES EMERGENCY STEPS

SATELLITE SIGNAL BROADCAST HERE

eprasa.pl 7f12934a40



Zdjęcie 12: Prosty układ do ustawienia cyklu pracy generatora, umieszczony na płytce prototypowej



Rysunek 9: Przebieg na wyjściu pierwszego wzmacniacza operacyjnego na rysunku 8 w trakcie procesu kalibracji Manipulatora. Poziom przełączania komparatora to 1 V, wzmocnienie 2 V/działkę



Zdjęcie 13: Taki przebieg uzyskamy, podłączając stałe napięcie dodatnie i ujemne do skrajnych styków przekaźnika podrzędnego, a styk środkowy do wejścia oscyloskopu. Schodki na zboczach przebiegu oznaczają „czas martwy", kiedy żadne styki nie są zamknięte

o wiele bardziej magiczne niż gdyby w środku panowała śmiertelna cisza.

Dźwięku Manipulatora można posłuchać pod poniższymi linkami:
www.siliconchip.au/link/abmm
www.siliconchip.au/Shop/6/224

Wątpię, by od czasu uruchomienia Sputnika-1 ktokolwiek inny zbudował ten układ. Dokumentacja projektu ukazała się dopiero w ostatniej dekadzie. Do poprawnego działania układ wymaga użycia rosyjskich magnetycznych przekaźników bipolarnych PnC4 lub PnC5 – bardzo trudnych do zdobycia – w dobrym stanie i odpowiednio wyregulowanych. Niestety, większość z tych przekaźników została w Rosji i na Ukrainie poddana recyklingowi, ponieważ zawierały one cenne metale szlachetne, a zakłady zajmujące się odzyskiem oferowały za nie niezłe pieniądze.

Zużycie energii

Jak wspomniałem wcześniej, w dokumentacji podano, że pobór mocy Manipulatora był mniejszy niż 20 mW. W układzie z przekaźnikami PnC5 zmierzyłem zaledwie 14 mW i spodziewam się, że z przekaźnikami PnC4 moc ta byłaby nieco niższa.

Kiedy zobaczyłem te 20 mW i że w szereg z cewkami przekaźnika są włączone rezystory 75 kΩ, nie mogłem w to wszystko uwierzyć i pomyślałem, że to pewnie błąd drukarski. Musiałem poczekać, aż z Ukrainy dotrą przekaźniki PnC5 i sprawdzić, czy układ naprawdę działa przy tak zdumiewająco niskiej mocy.

Jeśli styki przekaźnika podrzędnego są dołączone do źródeł napięć dodatniego i ujemnego, można otrzymać przebieg pokazany na **zdjęciu 13**, podobny do zapisów oryginalnego Manipulatora na taśmie filmowej 35 mm. Zwróćmy uwagę na krótkie chwile, w których żaden ze styków nie jest zamknięty. Wideo z pomiaru analogowym oscyloskopem obejrzymy na stronie https://youtu.be/k15GSKK_UY0.

Za miesiąc

Na tym etapie uruchomiłem działającą replikę Manipulatora. Następnym zadaniem było odtworzenie modułu nadajnika. Musiałem również zbudować egzemplarz obudowy metalowej, w której miał się znaleźć układ nadajnika, a także opracować odpowiedni zasilacz.

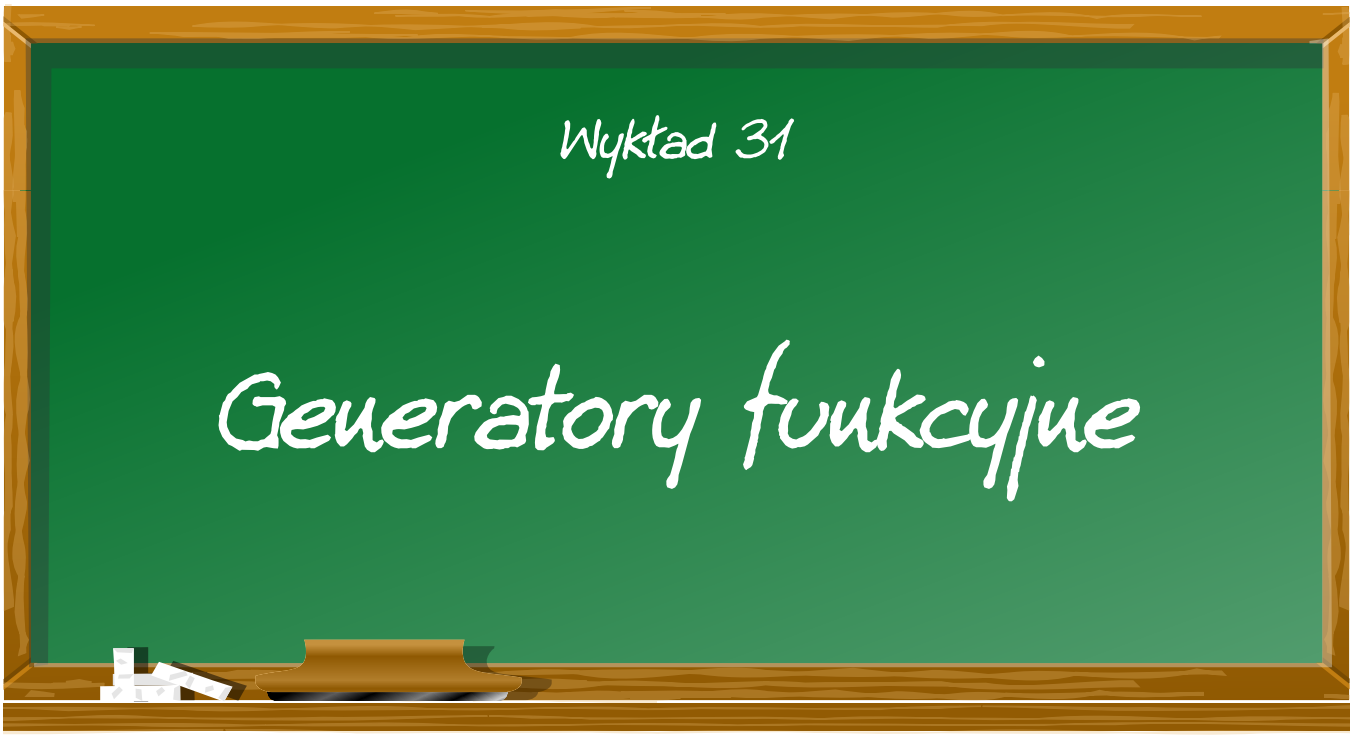
Wszystko to zostanie opisane w drugiej części artykułu. ■

Dr Hugo Holden

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

eprasa.pl 7f12934a40

Patronat EdW nad szkołami i uczelnianymi Kołami Naukowymi rozkwita i daje redakcji EdW impulsy zachęcające do wspierania edukacji szkolnej i uczelnianej. Działa sprzężenie zwrotne. Dostajemy mnóstwo wiadomości od uczniów, nauczycieli i studentów. Dla nich jest ta rubryka.



Generator funkcyjny to urządzenie, które zazwyczaj umożliwia generowanie przynajmniej trzech podstawowych przebiegów: sinusoidalnego, trójkątnego i prostokątnego. Służy do testowania i pobudzania układów elektronicznych różnymi przebiegami.

Specyfikacja generatorów funkcyjnych

Podstawowe wymagania stawiane generatorom funkcyjnym

Jak wspomniano we wstępie, większość generatorów funkcyjnych umożliwia generowanie przynajmniej trzech podstawowych przebiegów sygnału:

- sinusoidalnego (ang. sine wave, SINE),
- trójkątnego (ang. triangle wave, TRI),
- prostokątnego (ang. square wave, SQU).

W nawiasach zostały podane nazwy tych przebiegów w języku angielskim, ponieważ w takim języku są one opisane na większości generatorów.

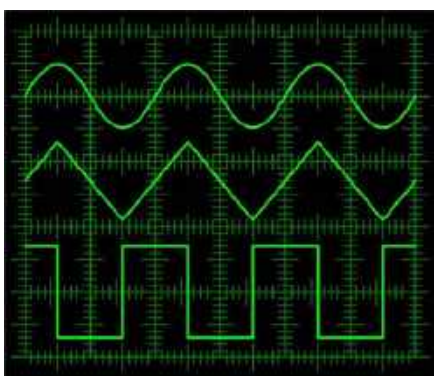
Oczywiście, generatory funkcyjne powinny umożliwiać regulację częstotliwości (Frequency) oraz amplitudy (Amplitude) generowanych sygnałów w możliwie jak najszerszym zakresie. Prosty generator funkcyjny – obok miernika uniwersalnego i przystępnego cenowo oscyloskopu – to podstawowe wyposażenie każdego elektronika hobbysty.

Zakres częstotliwości

Generatory funkcyjne są dostępne w wersjach o bardzo zróżnicowanym zakresie częstotliwości. Im szerszy ten zakres, tym więcej zastosowań ma takie urządzenie. Mimo to warto zadać sobie pytanie, jakimi sygnałami będziesz się w rzeczywistości zajmował.

Jeśli zamierzasz pracować z układami audio, nie ma sensu inwestować w generator zdolny do generowania sygnałów do 10 MHz. W zupełności wystarczy niedrogie urządzenie pracujące w zakresie od 10 Hz do 100 kHz, które pozwoli na wykonanie wszystkich potrzebnych pomiarów.

Jeżeli jednak chcesz być przygotowany na wszystkie możliwe sytuacje pomiarowe, warto zaopatrzyć się w generator oferujący możliwość ustawienia częstotliwości do 1 MHz – a najlepiej do 3 MHz.



Trzy podstawowe sygnały wyjściowe każdego generatora funkcyjnego (© 2019 Jos Verstraten)

eprasa.pl 7f12934a40

Napięcie wyjściowe

Tanie generatory funkcyjne są zazwyczaj wyposażone w jeden potencjometr, który umożliwia regulację napięcia wyjściowego w zakresie od 0 V do maksymalnej wartości oferowanej przez urządzenie. Maksymalne napięcie powinno wynosić co najmniej 10 V (między szczytem dodatnim a ujemnym, tzw. Vpp), tak aby możliwe było bezpośrednie sterowanie nawet mniej czułymi wzmacniaczami końcowymi z maksymalną mocą.

Jednak urządzenia wyposażone jedynie w pojedynczy potencjometr do regulacji amplitudy okazują się w praktyce całkowicie bezużyteczne. Przykładowo, aby zmierzyć pasmo przenoszenia przedwzmacniacza mikrofonowego, potrzebny jest sygnał sinusoidalny o amplitudzie zaledwie kilku miliwoltów. Tego typu wartości nie da się dokładnie ustawić jednym potencjometrem – jego precyzja jest zbyt niska. Dlatego oprócz potencjometru powinien być również obecny przełącznik umożliwiający wybór jednego z kilku zakresów napięcia wyjściowego, na przykład: 0 mV…10 mV, 0 mV…100 mV, 0 mV…1 V, 0 mV…10 V.

Taki przełącznik nazywany jest tłumikiem (ang. Attenuator, oznaczany skrótem ATT).

Tańszą alternatywą dla wielopozycyjnego przełącznika są dwa przyciski, umożliwiające załączenie tłumienia sygnału o 20 dB i o 40 dB. Oznacza to, że napięcie wyjściowe ustawione za pomocą potencjometru można stłumić odpowiednio 10-, 100- lub 1000-krotnie. Na przykład: ustawiając 5,0 V i naciskając przycisk –20 dB, otrzymujemy 500 mV; –40 dB daje 50 mV, a wciśnięcie obu przycisków jednocześnie – 5 mV (czyli 60 dB tłumienia, co przekłada się na 1000-krotne zmniejszenie napięcia). Taki układ sprawdza się w większości zastosowań praktycznych.

Jeśli generator posiada wyłącznie potencjometr bez żadnego tłumika, użytkownik zmuszony jest do stosowania samodzielnie wykonanych dzielników napięcia (tzw. tłumików pasywnych) zbudowanych z rezystorów i podłączanych bezpośrednio do wyjścia generatora.

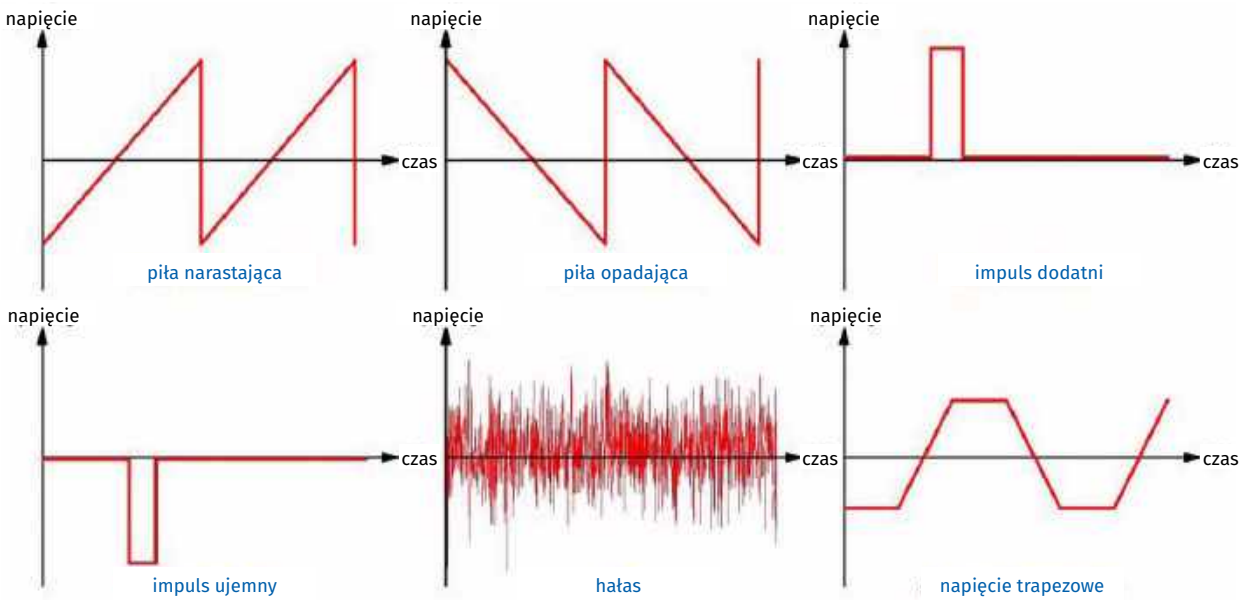


Praktyczna regulacja zakresu napięcia wyjściowego (© 2019 Jos Verstraten)

Dodatkowe możliwości

Lepsze generatory funkcyjne oferują znacznie więcej niż tylko generowanie przebiegów sinusoidalnych, trójkątnych i prostokątnych. Nowoczesne urządzenia cyfrowe potrafią generować olbrzymią liczbę różnych kształtów sygnałów. Do najczęściej spotykanych należą:

- **Przebiegi piłokształtne (Sawtooth)**. Mogą mieć nachylenie dodatnie (rosnące) lub ujemne (opadające). W praktyce jednak sygnały tego typu są rzadko stosowane.
- **Przebiegi impulsowe (Pulse)**. Mają kształt prostokątny, ale stosunek czasu trwania poziomu wysokiego do niskiego nie wynosi 1:1. Takie impulsy są bardzo przydatne podczas pracy z układami cyfrowymi.
- **Szum (Noise)**. Jest to sygnał, którego częstotliwość i amplituda zmieniają się całkowicie losowo. Szum bywa bardzo użyteczny przy pomiarach akustycznych i testach układów elektronicznych.
- **Przebiegi trapezowe (Trapezoidal)**. Nazwa odnosi się do kształtu przebiegu, przypominającego trapez. W praktyce laboratoryjnej autor nigdy nie potrzebował tego rodzaju sygnału.
- **Przebiegi arbitralne (Arbitrary)**. Funkcja dostępna wyłącznie w generatorach cyfrowych. Umożliwia ona samodzielne definiowanie kształtu sygnału – np. dla bardzo specyficznych zastosowań.



Dodatkowe kształty sygnałów generowane przez droższe generatory funkcyjne (© 2019 Jos Verstraten)

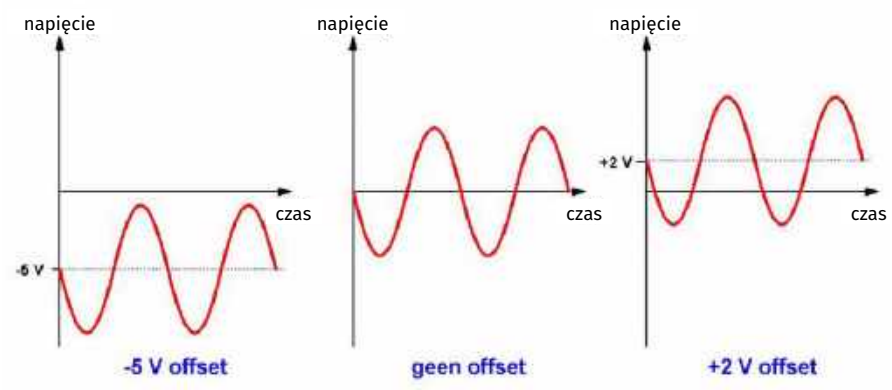
eprasa.pl 7f12934a40

Funkcja offsetu

Większość generatorów funkcyjnych umożliwia nałożenie na sygnał wyjściowy dodatkowego napięcia stałego. Funkcja ta nosi nazwę offset i jest realizowana za pomocą osobnego potencjometru na panelu przednim urządzenia.

Na poniższej ilustracji przedstawiono działanie offsetu:

- Na środkowym wykresie offset jest wyłączony lub ustawiony na 0 V – sinus przebiega symetrycznie względem zera.
- Na lewym wykresie offset ustawiono na –5 V – cały przebieg sinusoidalny przesunięty jest w dół i pozostaje ujemny.
- Na prawym wykresie offset wynosi +2 V – sinus przesuwa się ku górze i większa część tego przebiegu przyjmuje wartości dodatnie.



Graficzne objaśnienie działania funkcji offsetu (© 2019 Jos Verstraten)

W praktyce funkcja offsetu wykorzystywana jest dość rzadko.

Współczynnik wypełnienia (duty cycle)

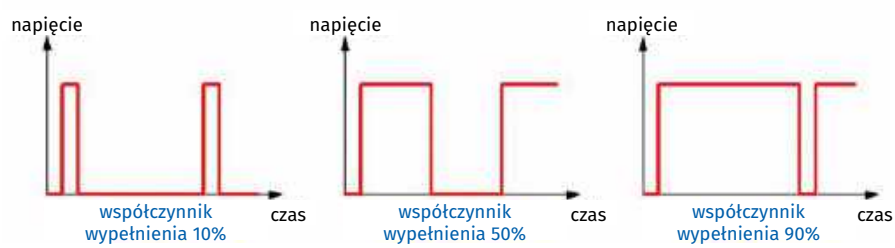
To bardzo przydatna funkcja, dostępna w niemal wszystkich generatorach funkcyjnych. Umożliwia ona regulację wypełnienia, czyli dostrojenie czasowej symetrii sygnału wyjściowego.

Dla przebiegów sinusoidalnych funkcja ta nie ma zastosowania – niesymetryczna sinusoida nie ma większego sensu. Jednak przy generowaniu sygnału prostokątnego (ang. Square) funkcja ta staje się niezwykle użyteczna (możliwość zmiany wypełnienia w sygnałach prostokątnych przydaje się m.in. w sterowaniu PWM – przypis redakcji).

Za pomocą potencjometru oznaczonego jako DUTY lub SYMM można regulować wypełnienie sygnału prostokątnego w szerokim zakresie. Wypełnienie (ang. duty cycle) zawsze wyraża się w procentach. Na przykład: przebieg prostokątny o wypełnieniu 5% oznacza, że przez 5% czasu trwania jednego okresu napięcie jest wysokie, a przez pozostałe 95% – niskie.

Kilka wyjść sygnałowych

Dobre generatory funkcyjne wyposażone są w kilka wyjść sygnałowych o różnych impedancjach wewnętrznych, np. 50 Ω, 75 Ω czy 600 Ω. Praktycznym dodatkiem jest również wyjście oznaczone jako TTL lub SYNC. Bez względu na ustawiony kształt sygnału, na tym wyjściu zawsze dostępne jest napięcie impulsowe o bardzo krótkich czasach narastania i opadania. Sygnał ten może służyć do zewnętrznego wyzwalania oscyloskopu. Jeśli wyjście oznaczone jest jako TTL, generowane impulsy można również bezpośrednio wykorzystać do sterowania cyfrowych układów scalonych z serii 74xxx.



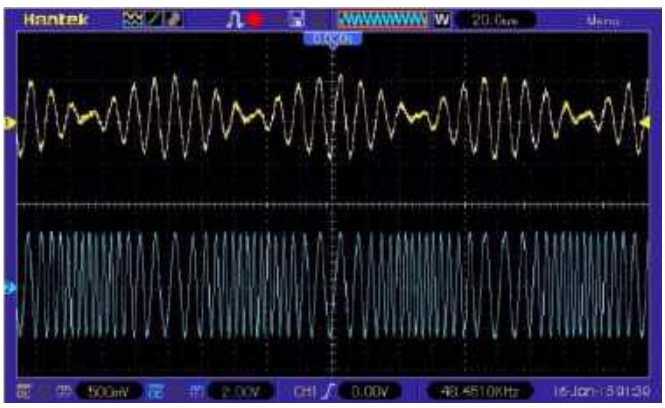
Graficzne objaśnienie działania funkcji symetrii przebiegu (© 2019 Jos Verstraten)

Modulacja amplitudy i częstotliwości

Droższe generatory funkcyjne oferują możliwość modulowania sygnału wyjściowego zarówno pod względem amplitudy (AM), jak i częstotliwości (FM). W takich układach wartość amplitudy lub częstotliwości jest zmieniana zgodnie z przebiegiem dodatkowego sygnału niskiej częstotliwości.

Jeśli sygnał modulujący rośnie, zwiększa się amplituda lub częstotliwość sygnału wyjściowego. Gdy sygnał maleje, amplituda lub częstotliwość również ulegają zmniejszeniu.

Na poniższym oscylogramie przedstawiono przykładowe przebiegi na wyjściu generatora funkcyjnego pracującego odpowiednio w trybie modulacji amplitudy (AM) i modulacji częstotliwości (FM).



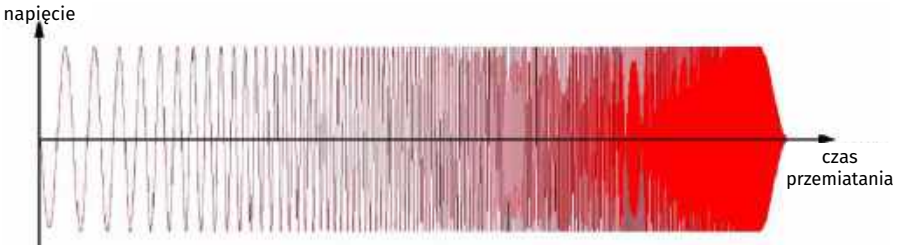
Oscylogram przedstawia modulację amplitudy (u góry) oraz modulację częstotliwości (na dole) (© 2019 Jos Verstraten)

Funkcja sweep

Funkcja sweep to bardzo przydatna opcja, dostępna w wielu generatorach funkcyjnych – zarówno analogowych, jak i cyfrowych. Umożliwia ona stopniowe zwiększanie

eprasa.pl 7f12934a40

częstotliwości sygnału wyjściowego generatora – od ustalonej częstotliwości początkowej do wartości częstotliwości końcowej – w określonym czasie.



Sygnał wyjściowy z generatora funkcyjnego pracującego w trybie sweep (© 2019 Jos Verstraten)

Częstotliwość początkowa, częstotliwość końcowa oraz czas trwania sweepu są ustawiane przez użytkownika. Przykładowo, sygnał z generatora można podać na wejście wzmacniacza audio, a następnie wykonać sweep sygnałem sinusoidalnym od 20 Hz do 20 kHz w ciągu 10 sekund. Po podłączeniu oscyloskopu do wyjścia wzmacniacza można wówczas sprawdzić, jak dobrze odtwarza on całe pasmo audio.

Dodatkowo, wiele generatorów oferuje wybór trybu sweep. Może on mieć charakter liniowy lub logarytmiczny.

- W trybie liniowym częstotliwość zwiększa się równomiernie w czasie.
- W trybie logarytmicznym częstotliwość wzrasta dziesięciokrotnie w każdej kolejnej jednostce czasu.

Przykład logarytmicznego sweepu z 10 Hz do 1 MHz w ciągu 5 sekund przedstawia się następująco:

- pierwsza sekunda: 10 Hz → 100 Hz
- druga sekunda: 100 Hz → 1 kHz
- trzecia sekunda: 1 kHz → 10 kHz
- czwarta sekunda: 10 kHz → 100 kHz
- piąta sekunda: 100 kHz → 1 MHz

Funkcja generowania krótkich pakietów sygnału sinusoidalnego (tone burst)

Niektóre generatory funkcyjne oferują funkcję zwaną tone burst. Pozwala ona na włączanie i wyłączanie sygnału wyjściowego na żądanie, za pomocą zewnętrznego sygnału sterującego (funkcja ta przydaje się szczególnie przy testowaniu układów akustycznych (np. głośników) lub transmisji, gdzie istotne jest unikanie ciągłego pobudzania – przypis redakcji).

Ważną cechą tego trybu jest to, że przełączanie odbywa się zawsze po zakończeniu pełnego okresu sygnału wyjściowego – dzięki czemu unikane są zakłócenia wynikające z nagłego przerwania przebiegu w przypadkowym momencie.

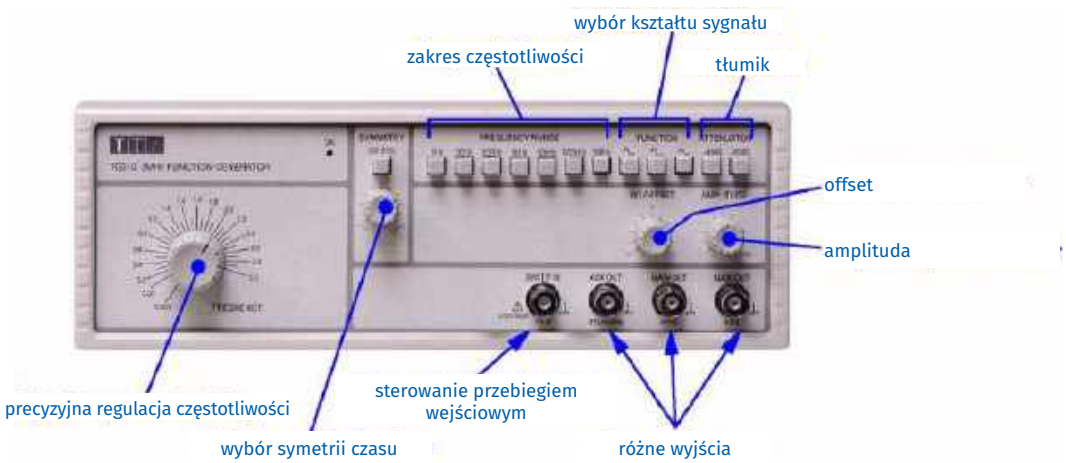
Na ilustracji pokazano przykład działania funkcji tone burst, gdzie pojedynczy pakiet składa się z pięciu pełnych okresów przebiegu sinusoidalnego, po których następuje przerwa obejmująca dziesięć okresów bez żadnego sygnału.



Sygnał wyjściowy w trybie tone burst (© 2019 Jos Verstraten)

Generator analogowy kontra cyfrowy
Czy generatory analogowe to przeżytek?

W przeszłości na rynku dostępne były wyłącznie generatory funkcyjne oparte w całości na układach analogowych. Choć dziś uważa się je za przestarzałe, nadal można je nabyć z drugiej ręki – często w bardzo atrakcyjnych cenach. Przykładowo, za około 25 euro można na eBayu lub Marktplaats kupić generator, który w momencie premiery kosztował wielokrotność tej kwoty.



Typowy wygląd analogowego generatora funkcyjnego (© 2019 Jos Verstraten)

eprasa.pl 7f12934a40

Generator analogowy można łatwo rozpoznać po panelu czołowym wyposażonym w liczne pokrętła (potencjometry) oraz przełączniki obrotowe lub przyciski. I to właśnie ta „stara szkoła" jest ich ogromną zaletą: są one niezwykle intuicyjne i szybkie w obsłudze. Przestawienie sygnału wyjściowego z 20 Hz na 25 kHz może zająć dosłownie dwie sekundy – wystarczy przekręcić dwa pokrętła. W przypadku nowoczesnych generatorów cyfrowych jest to zazwyczaj znacznie bardziej czasochłonne i mniej wygodne.

Na ilustracji przedstawiono typowy wygląd analogowego generatora funkcyjnego – model TG310 firmy AIM-TTI INSTRUMENTS – z zaznaczonymi wcześniej omówionymi funkcjami.

Nowoczesny generator cyfrowy

Na ilustracji przedstawiono typowego reprezentanta nowoczesnych generatorów cyfrowych – model FY3200S produkcji chińskiej. Pierwszą rzeczą, która rzuca się w oczy, jest obecność tylko jednego pokrętła, natomiast przycisków jest już bardzo dużo. Przyciskami wybiera się daną funkcję urządzenia, a następnie za pomocą obrotowego pokrętła można ustawić parametry tej funkcji. Wszystkie operacje są oczywiście wspomagane informacjami wyświetlanymi na ekranie. Warto dodać, że za wspomnianym pokrętłem nie kryje się klasyczny potencjometr, lecz tzw. enkoder – urządzenie generujące impulsy podczas obrotu. Mikrokontroler wewnątrz generatora rozpoznaje kierunek i liczbę impulsów, interpretując zamierzenia użytkownika.

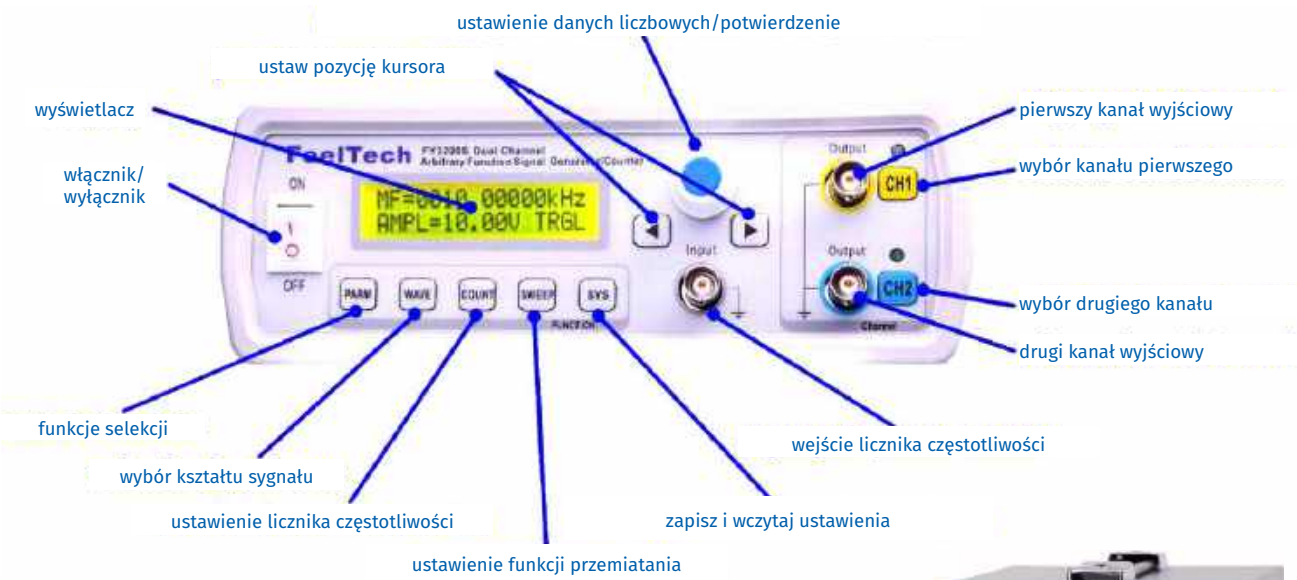
Główną wadą tego rozwiązania jest mniejsza wygoda: nie da się już błyskawicznie zmienić częstotliwości z 20 Hz na 25 kHz – wymaga to wielu operacji.

Z drugiej strony, zalety są oczywiste:

- cyfrowe generatory oferują znacznie więcej funkcji niż ich analogowe odpowiedniki,
- są również dużo tańsze (mowa o nowych urządzeniach).

Większość cyfrowych generatorów ma też dwa identyczne kanały, które można ustawiać całkowicie niezależnie. Niestety, ponieważ obsługuje się je za pomocą tych samych przycisków i enkodera, interfejs staje się mniej przejrzysty i trudniejszy w użyciu.

Na koniec warto wspomnieć, że niemal wszystkie cyfrowe generatory mają dodatkowe wejście pomiarowe. Po podłączeniu sygnału, naciśnięciu kilku przycisków i przekręceniu enkodera, na ekranie pojawia się częstotliwość sygnału wejściowego.



Typowy wygląd cyfrowego generatora funkcyjnego (© 2019 Jos Verstraten)

Generator funkcyjny kontra generator sinusoidalny

Oprócz generatorów funkcyjnych można spotkać również tzw. generatory sinusoidalne (Sine Wave Generator), dostępne głównie jako urządzenia używane. Generują one wyłącznie przebiegi sinusoidalne i prostokątne, lecz działają w zupełnie inny sposób niż typowe generatory funkcyjne.

W generatorach sinusoidalnych przebieg sinusoidalny jest wytwarzany przez prawdziwy oscylator sinusoidalny. Dopiero później sygnał ten może być przekształcony w przebieg prostokątny. Największą zaletą tego typu urządzeń jest ekstremalnie niska wartość zniekształceń harmonicznych. Dobry generator sinusoidalny potrafi wygenerować sygnał o zniekształceniach rzędu zaledwie 0,01%! Dla porównania, typowy generator funkcyjny cechuje się zniekształceniami na poziomie 0,1% do nawet 1,0%.

W praktyce ma to znaczenie głównie w jednym przypadku – przy pomiarach zniekształceń w niskoczęstotliwościowych wzmacniaczach audio. Generator funkcyjny się do tego nie nadaje, ponieważ jego własne zniekształcenia są większe niż zniekształcenia nawet bardzo słabego wzmacniacza.



Typowy wygląd generatora sinusoidalnego (© eBay)

eprasa.pl 7f12934a40

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

Jednak dla większości hobbystów nie stanowi to większego problemu, ponieważ pomiary zniekształceń wymagają drogiego dodatkowego wyposażenia: bardzo selektywnych filtrów i precyzyjnych analogowych mierników napięcia w miliwoltach. Niewielu amatorów elektroniki dysponuje takim sprzętem, dlatego ta wada generatorów funkcyjnych w praktyce rzadko bywa istotna.

Działanie analogowych generatorów funkcyjnych
Schemat blokowy

Analogowy generator funkcyjny zbudowany jest w oparciu o oscylator sterowany napięciem lub prądem, znany jako VCO (*Voltage Controlled Oscillator*) lub CCO (*Current Controlled Oscillator*). Układ ten odpowiada za generowanie sygnałów trójkątnych i prostokątnych. Po doprowadzeniu do jego wejścia napięcia stałego lub prądu stałego, na zewnętrznym kondensatorze pojawia się narastające liniowo napięcie trójkątne. W innym punkcie układu można równocześnie uzyskać przebieg prostokątny.

Oprócz tego urządzenie zawiera układ przekształcający napięcie trójkątne w przybliżony sygnał sinusoidalny.

Oscylator sterowany

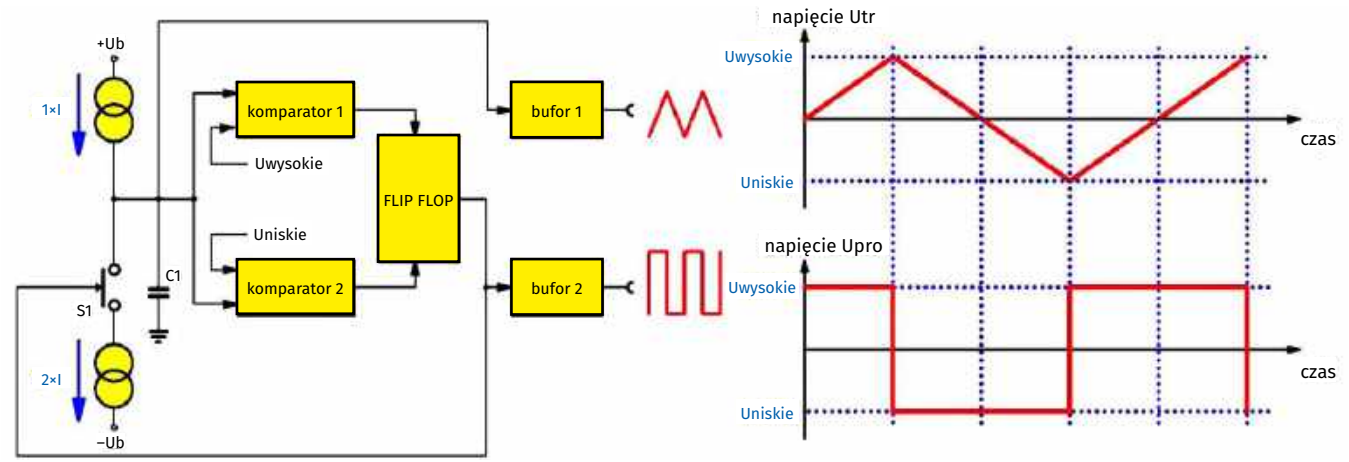
Zasada działania oscylatora sterowanego przedstawiona jest na ilustracji poniżej. Kondensator C1 połączony jest ze źródłem prądowym o natężeniu I. Prąd ten ładuje kondensator, powodując liniowy wzrost napięcia w czasie. Za pomocą elektronicznego przełącznika S1 można do kondensatora podłączyć drugie źródło prądowe o natężeniu 2 × I, które nie dostarcza prądu, lecz go pobiera.

To kluczowy moment: gdy przełącznik S1 jest otwarty, kondensator ładowany jest prądem I i napięcie rośnie liniowo. Gdy przełącznik zostanie zamknięty, górne źródło prądu I „odpływa" do dolnego źródła 2 × I. Różnicę prądu – kolejne I – dostarcza kondensator, który tym samym zaczyna się rozładowywać. W rezultacie napięcie na kondensatorze spada liniowo.

Zatem poprzez otwieranie i zamykanie przełącznika S1 można naprzemiennie ładować i rozładowywać kondensator tym samym prądem I – co prowadzi do powstania napięcia trójkątnego.

Proces przełączania sterowany jest przez przerzutnik i dwa komparatory, które porównują napięcie na kondensatorze z dwiema wartościami progowymi: Uwysokie i Uniskie. Gdy napięcie przekroczy Uwysokie, górny komparator aktywuje się, resetuje przerzutnik i zamyka przełącznik S1 – rozpoczyna się rozładowywanie kondensatora. Gdy napięcie spadnie poniżej Uniskie, dolny komparator aktywuje przerzutnik ponownie, który otwiera S1 – rozpoczyna się ładowanie.

W ten sposób na kondensatorze powstaje sygnał trójkątny, a na wyjściu przerzutnika – sygnał prostokątny. Oba sygnały są zazwyczaj prowadzone do buforów wyjściowych, które zabezpieczają układ przed wpływem obciążeń zewnętrznych. Gotowe przebiegi pobiera się z wyjść tych buforów.



Zasada generowania przebiegów: trójkątnego i prostokątnego (© 2019 Jos Verstraten)

Konwersja sygnału trójkątnego na sinusoidalny

Wszystkie analogowe generatory funkcyjne wykorzystują układ, którego wzmocnienie zależy od wartości sygnału wejściowego – im większe napięcie wejściowe, tym mniejsze wzmocnienie układu. Jeśli na taki układ poda się sygnał trójkątny, to jego wierzchołki zostaną „spłaszczone", ponieważ największe napięcie powoduje najmniejsze wzmocnienie. W efekcie na wyjściu otrzymujemy przebieg będący przybliżeniem sinusoidy. Należy podkreślić, że generator funkcyjny potrafi jedynie aproksymować przebieg sinusoidalny – nie generuje idealnej sinusoidy.

Zasada działania takiego układu została uproszczona i pokazana na schemacie poniżej. Sygnał trójkątny pochodzący z VCO lub CCO trafia przez rezystor R1 na wyjście. Pomiędzy wyjściem a masą znajduje się bardziej złożony układ, który zasadniczo działa jak tłumik zależny od napięcia.

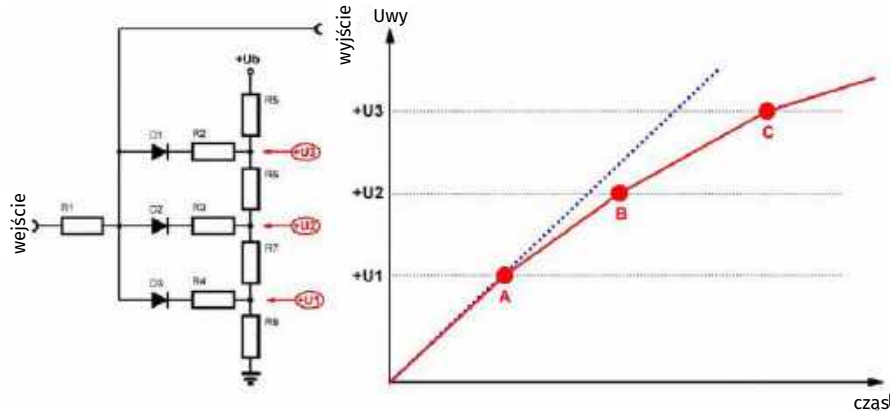
Działanie opiera się na właściwości diod krzemowych, które zaczynają przewodzić, gdy napięcie anody przekroczy o około 0,65 V napięcie katody. Na schemacie znajdują się trzy diody, których katody zostały spolaryzowane dodatnio przez dzielnik napięcia złożony z rezystorów R5, R6, R7 i R8.

- Jeśli napięcie wejściowe jest mniejsze niż +U1, anody diod mają niższy potencjał niż katody, więc wszystkie diody są w stanie zaporowym. W takim przypadku sygnał przechodzi przez R1 na wyjście bez tłumienia.

eprasa.pl 7f12934a40

- Gdy napięcie wzrośnie powyżej +U1, dioda D3 zaczyna przewodzić. Pojawia się prąd płynący przez D3 i szeregowy rezystor R4 do dzielnika. Źródłem tego prądu jest napięcie wejściowe, więc część prądu płynie również przez R1, powodując spadek napięcia – sygnał wyjściowy staje się mniejszy niż wejściowy. Układ R1–D3–R4–R8 działa jak dzielnik napięcia zależny od amplitudy.

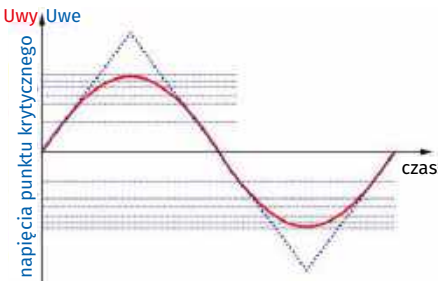
Ten efekt widać na wykresie w zakresie A/B: napięcie wyjściowe jest niższe od wejściowego.



Zasada przekształcania sygnału trójkątnego w sinusoidalny (© 2019 Jos Verstraten)

- Jeśli napięcie wzrośnie powyżej +U2, przewodzi również dioda D2. Powstaje drugi prąd odpływający do masy przez R1–D2–R3–R7–R8, co jeszcze bardziej zwiększa spadek napięcia na R1 – sygnał na wyjściu jest jeszcze bardziej spłaszczony (zakres B/C na wykresie).
- Gdy napięcie przekroczy +U3, zaczyna przewodzić trzecia dioda D1, a przez R1 płynie kolejny prąd, który odpływa przez D1–R2–R6–R7–R8. Skutkuje to jeszcze większym spadkiem napięcia między wejściem a wyjściem.

Dzięki takiej konstrukcji układ stopniowo i selektywnie tłumi „szczyty" sygnału trójkątnego, zamieniając go w przybliżony przebieg sinusoidalny.



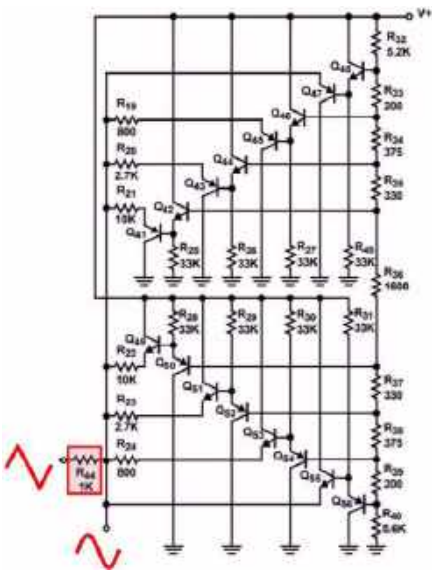
Pełne przekształcenie przebiegu trójkątnego w sinusoidalny (© 2019 Jos Verstraten)

Jeśli przyjrzymy się przebiegowi napięcia wyjściowego w obszarze A/B/C, zauważymy, że w miarę wzrostu napięcia jego przyrost w czasie staje się coraz bardziej łagodny. To zachowanie przypomina sinusoidę. Gdy narysujemy napięcia wejściowe i wyjściowe w mniejszej skali, zobaczymy wyraźnie, jak napięcie trójkątne zostaje przekształcone przez tłumik zależny od napięcia w kształt zbliżony do sinusoidalnego.

Oczywiście w rzeczywistych układach stosuje się więcej niż trzy sekcje z diodami, a ponadto konieczne jest zbudowanie analogicznego układu dla ujemnej połowy przebiegu trójkątnego.

Nie ulega wątpliwości, że dokładność konwersji zależy w dużej mierze od starannego doboru wartości wszystkich rezystorów. Aby możliwie wiernie odwzorować sinusoidę, punkty załamania w charakterystyce tłumika muszą być precyzyjnie obliczone, a dla każdego z nich należy dokładnie dobrać odpowiedni poziom tłumienia.

To, że w praktyce stosuje się dość złożone układy, pokazuje poniższy schemat. Przedstawia on konwerter przebiegu trójkątnego na sinusoidalny wbudowany w układ scalony ICL8038, używany w generatorach funkcyjnych.



Praktyczny układ konwertera trójkąt–sinusoida (© Harris Semiconductor)

W tym przypadku diody z uproszczonego schematu zostały zastąpione przez szereg tranzystorów. Są one sterowane w taki sposób, aby w określonych momentach przebiegu trójkątnego zaczynały przewodzić i zwiększały obciążenie sygnału. Powoduje to wzrost prądu płynącego przez rezystor R44. W efekcie na rezystorze odkłada się coraz większe napięcie, co prowadzi do stopniowego tłumienia – dokładnie takiego samego, jakiego efektem było spłaszczanie sygnału przy użyciu diod.

Dzięki temu uzyskuje się podobny efekt „zaokrąglenia" wierzchołków przebiegu trójkątnego, zbliżając jego kształt do sinusoidy.

Stopień wyjściowy

Generowanie przebiegów sinusoidalnych, prostokątnych i trójkątnych to jedno – przystosowanie ich do praktycznego wykorzystania to zupełnie inna sprawa. Układy opisane wcześniej mają zazwyczaj stosunkowo wysoką impedancję wyjściową, przez co nie są w stanie bezpośrednio zasilać odbiorników stanowiących niewielkie nawet obciążenie rezystancyjne czy pojemnościowe.

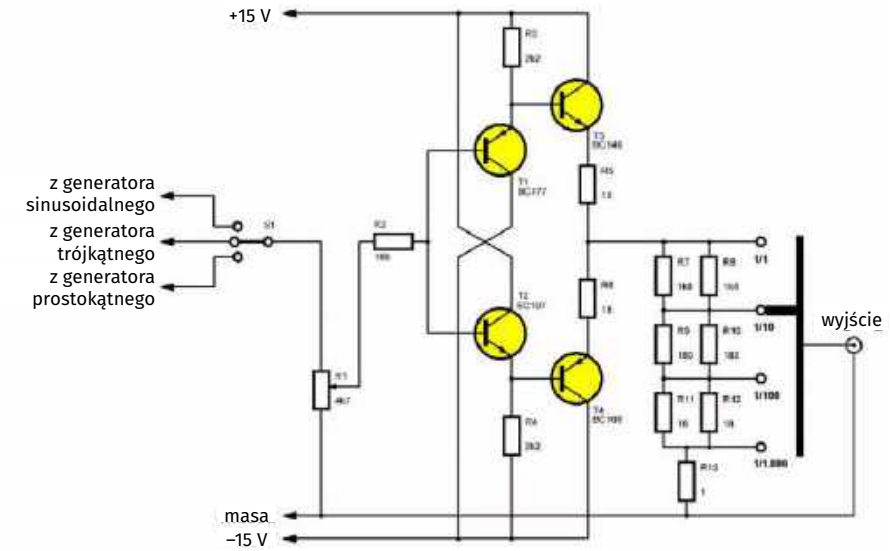
Aby można było wygodnie używać tych sygnałów w praktyce, konieczne jest zastosowanie stopnia buforowego, który potrafi dostarczyć prądy rzędu co najmniej 50 mA. Zaprojektowanie takiego wzmacniacza nie jest jednak trywialne – zwłaszcza że nie chodzi tylko o transmisję przebiegów sinusoidalnych. Układ musi również dobrze przenosić sygnały trójkątne, prostokątne, a nawet piłokształtne czy impulsowe, które zawierają dużo składowych harmonicznych o wysokiej częstotliwości.

Jeśli chcesz zbudować stopień wyjściowy zdolny do transmisji przebiegu prostokątnego o częstotliwości 100 kHz bez zauważalnych zniekształceń, jego pasmo przenoszenia musi wynosić co najmniej 2 MHz.

eprasa.pl 7f12934a40

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

Na ilustracji przedstawiono prosty, uniwersalny schemat stopnia końcowego, który sprawdził się w tysiącach zastosowań. Jest to układ komplementarny, często spotykany w różnych odmianach w analogowych generatorach funkcyjnych. Dzięki specjalnej strukturze komplementarnej jego pasmo przenoszenia jest bardzo szerokie – umożliwia transmisję przebiegów prostokątnych do 200 kHz bez zauważalnych zniekształceń.

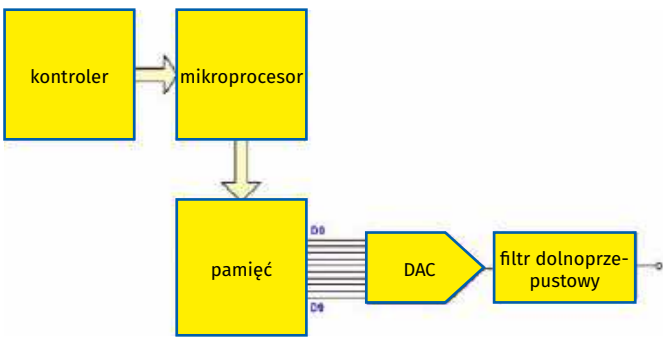


Standardowy stopień wyjściowy analogowego generatora funkcyjnego (© 2019 Jos Verstraten)

Wadą jest brak wzmocnienia napięciowego – wzmocnienie wynosi dokładnie 1 – ale układ zapewnia wzmocnienie prądowe. Maksymalny prąd wyjściowy wynosi ±50 mA. Wyjście zakończone jest rezystancyjnym dzielnikiem napięcia 1/10/100/1000, co pozwala precyzyjnie ustawić napięcie wyjściowe generatora nawet z dokładnością do pojedynczych miliwoltów.

Działanie cyfrowych generatorów funkcyjnych
Zasada działania generatorów DDS

DDS to skrót od Direct Digital Synthesis, czyli bezpośrednia synteza cyfrowa sygnałów analogowych. Oznacza to cyfrowe generowanie przebiegów analogowych. Jedna pełna okresowa forma sygnału zostaje podzielona na dużą liczbę drobnych kroków, a wartość każdego z nich zapisana jest w postaci cyfrowej – tzw. próbki (sample). Wszystkie te próbki tworzą cyfrową tabelę kształtu sygnału, która przechowywana jest w pamięci urządzenia.



Schemat blokowy cyfrowego generatora funkcyjnego (© 2019 Jos Verstraten)

Tabela ta jest następnie odczytywana z regulowaną częstotliwością. Kolejne próbki cyfrowe są przekształcane przez przetwornik cyfrowo-analogowy (DAC) na odpowiadające im wartości napięcia, tworząc w ten sposób przebieg analogowy.

Główną zaletą systemu DDS jest możliwość zaprogramowania dowolnego kształtu sygnału i późniejsze jego „odtworzenie” przez generator. Lepsze generatory DDS mają interfejs do połączenia z komputerem PC. Dzięki dedykowanemu oprogramowaniu można stworzyć własną tabelę próbek dla konkretnego kształtu sygnału i załadować ją do pamięci generatora.

Gdy wybierzemy kształt sygnału i częstotliwość, oprogramowanie sterujące dba o to, aby mikrokontroler w odpowiedniej kolejności i z właściwą szybkością przesyłał zapisane próbki na linie danych. DAC przekształca te cyfrowe wartości w napięcia analogowe, tworząc w przybliżeniu pożądany sygnał wyjściowy o „schodkowym” kształcie. Za przetwornikiem DAC zwykle znajduje się jeszcze filtr dolnoprzepustowy, którego zadaniem jest możliwie jak najlepiej wygładzić te schodki i przybliżyć przebieg do idealnego kształtu.



„Schodkowe” przybliżenie przebiegu w generatorze funkcyjnym pracującym z rozdzielczością 10 bitów (© 2019 Jos Verstraten)

Im więcej bitów i próbek – tym lepszy sygnał wyjściowy

Nie ulega wątpliwości, że jakość napięcia wyjściowego rośnie wraz ze wzrostem liczby danych cyfrowych, na podstawie których rekonstruowany jest sygnał analogowy – czyli wraz z liczbą bitów danych oraz liczbą próbek na okres.

eprasa.pl 7f12934a40

Tanie cyfrowe generatory funkcyjne pracują zazwyczaj z rozdzielczością 8-bitową i wykorzystują jedynie 512 próbek na okres. W takim przypadku na sygnale wyjściowym wyraźnie widać tzw. „schodki" charakterystyczne dla przybliżonego przebiegu cyfrowego (tzw. stair-step approximation).

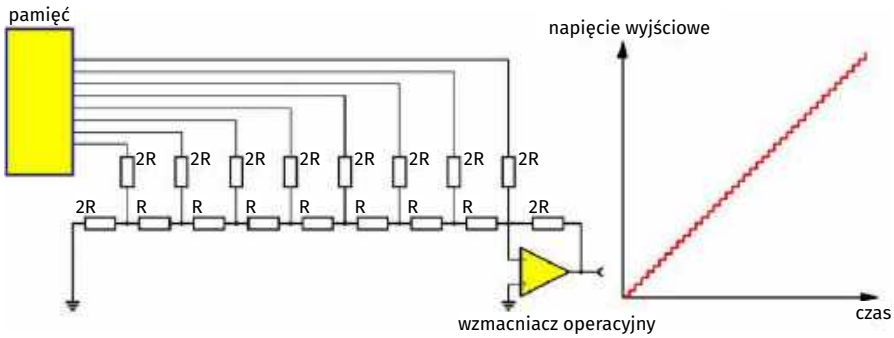
Jeśli zależy ci na wysokiej jakości sygnału, warto szukać generatora, który pracuje z rozdzielczością 10 lub nawet 12 bitów i używa co najmniej 2048 próbek do odwzorowania jednego okresu. Wówczas sygnał wyjściowy będzie znacznie płynniejszy i bardziej zbliżony do idealnego kształtu.

Przetwornik cyfrowo-analogowy (DAC)

Istnieje wiele sposobów na konwersję cyfrowych próbek na napięcie analogowe. Jakość tej konwersji ma kluczowe znaczenie dla czystości sygnału wyjściowego w generatorze funkcyjnym.

W tanich generatorach cyfrowych najczęściej stosuje się tzw. przetwornik R-2R DAC, który bez wątpienia jest najprostszym i najtańszym rozwiązaniem tego typu. Na ilustracji przedstawiono jego zasadę działania dla układu 8-bitowego.

Z wykorzystaniem podstawowej wiedzy z teorii obwodów można wykazać, że na wyjściu wzmacniacza operacyjnego pojawi się napięcie o kształcie trójkątnym, jeśli cyfrowe próbki na wejściu będą stopniowo narastać od 'L-L-L-L-L-L-L-L' do 'H-H-H-H-H-H-H-H', a następnie spadać w odwrotnym kierunku. W ten sposób otrzymujemy na wyjściu schodkową aproksymację sygnału trójkątnego. Analogicznie, przez odpowiednią zmianę wartości próbek odczytywanych z pamięci, można uzyskać przybliżony przebieg sinusoidalny, prostokątny lub piłokształtny.



Zasada działania przetwornika R-2R DAC (© 2019 Jos Verstraten)

Wadą tego rozwiązania są ukryte pojemności pasożytnicze występujące w wielu punktach układu. W połączeniu z rezystorami tworzą one lokalne filtry dolnoprzepustowe, które ograniczają pasmo przenoszenia i pogarszają odwzorowanie sygnałów o wysokiej częstotliwości.

Generatory funkcyjne dla hobbystów elektroniki Od kilku do stu euro

Nowe generatory funkcyjne przeznaczone dla amatorów można kupić – zarówno w formie zestawów do samodzielnego montażu, jak i jako gotowe urządzenia – w cenach od 5 do 100 euro. Jeśli szukasz generatora do swojego hobbystycznego laboratorium, warto najpierw sporządzić listę wymagań: jakie pasmo częstotliwości Cię interesuje, jakie przebiegi wyjściowe są potrzebne i jak powinna wyglądać regulacja napięcia wyjściowego.

Analogowe – tylko z drugiej ręki

Jak wspomniano wcześniej, z odrobiną szczęścia można kupić znakomite starsze generatory analogowe za dosłownie kilka euro. Wyszukiwanie na eBayu hasła „function generator" daje dziesiątki wyników, jak chociażby widoczny poniżej Wavetek 110B za niespełna dwadzieścia dolarów. Trzeba jednak uważać – większość ofert pochodzi ze Stanów Zjednoczonych, co wiąże się z wysokimi kosztami wysyłki i ewentualnym cłem.

Warto także zajrzeć na lokalne serwisy ogłoszeniowe, takie jak Marktplaats lub Marketplace, gdzie czasem pojawiają się ciekawe okazje bez dodatkowych kosztów przesyłki. Do sprawdzonych marek należą: Philips, HP (Hewlett Packard), Wavetek, Dynascan oraz GW Instek.



Wspaniała oferta z drugiej ręki na eBayu (© 2019 Jos Verstraten)

Analogowe zestawy do samodzielnego montażu poniżej dziesięciu euro

Dla tych, którzy nie mają wygórowanych wymagań i pracują wyłącznie z układami małej częstotliwości, istnieją dwa chińskie zestawy analogowych generatorów funkcyjnych, które są oferowane za mniej niż dziesięć euro. Wykorzystują one dwa bardzo stare układy scalone – XR2206 i ICL8038 – które są nadal produkowane przez chińskich producentów jako tzw. second source. Na poniższym zdjęciu widać, jak wyglądają te urządzenia. Oczywiście koszt produkcji tych układów zredukowano do minimum. Dlatego urządzenia te należy zasilać z zewnętrznego zasilacza sieciowego, a przełączniki zakresów zostały zastąpione zworkami na płytce drukowanej. Złącza BNC oczywiście są poza budżetem w przypadku tak tanich urządzeń – sygnały wyjściowe są dostępne na złączach śrubowych.

eprasa.pl 7f12934a40



Dwa bardzo tanie analogowe generatory funkcyjne oferowane jako zestawy do samodzielnego montażu (© 2019 Jos Verstraten)

Analogowy zestaw do samodzielnego montażu za dwadzieścia euro

Na AliExpress i eBay można kupić zestaw do budowy generatora funkcyjnego opartego na układzie MAX038 za około 18,00 euro. Zakres częstotliwości sięga do 20 MHz – przynajmniej według sprzedawców. Nasze testy tego nie potwierdzają. Mimo to dla hobbysty, który musi kontrolować wydatki na swoją pasję, jest to ciekawa i użyteczna opcja. Może też stanowić poligon do pierwszych prób w zakresie lutowania elementów SMD.



Analogowy generator funkcyjny z układem MAX038 (© AliExpress)

REKLAMA

PRENUMERATA EdW+

Rozpocznij przygodę z elektroniką! Poznaj podstawy elektroniki z prenumeratą „Elektroniki dla Wszystkich” wraz z zestawem Praktyczny Kurs Elektroniki (PKE)

Na PKE składa się zestaw edukacyjny EDW A09 KPL, w którym znajdziesz:
1. Projekt – samodzielnie uruchamiany układ elektroniczny. Wszystkie układy są montowane na dołączonej płytce stykowej, do której wkłada się „nóżki” elementów na wcisk,
2. Pendrive z wykładami i materiałami multimedialnymi kursu PKE,
3. Zasilacz płytek stykowych AVT3072 C,
4. Zasilacz impulsowy 12 V, 1,4 A.



Cena prenumeraty EdW+PKE wynosi 280,90 zł. Zamówienia na prenumeratę w ofercie EdW+ możesz złożyć na stronie **www.UlubionyKiosk.pl**

eprasa.pl 7f12934a40

Cyfrowe generatory funkcyjne poniżej dwudziestu pięciu euro

To już nieco lepsze urządzenia, choć wciąż z wieloma ograniczeniami. Model FG-050 generuje pięć podstawowych kształtów sygnału, a także szum i sygnał elektrokardiogramu (ECG). Zakres częstotliwości wynosi od 1 Hz do 65,534 kHz, przy maksymalnym napięciu wyjściowym 15 Vpp. Model FG-100 umożliwia generowanie sinusoid do 500 kHz, a pozostałych sygnałów do 20 kHz, przy maksymalnym napięciu wyjściowym 10 Vpp.



Dwa bardzo przystępne cenowo cyfrowe generatory funkcyjne, z lewej FG-050, z prawej FG-100 (© 2019 Jos Verstraten)

Cyfrowe generatory funkcyjne do pięćdziesięciu euro

W tej kategorii cenowej można już znaleźć wiele chińskich cyfrowych generatorów funkcyjnych. Jednak naszym zdaniem najlepszym generatorem funkcyjnym do hobbystycznego laboratorium w tym przedziale cenowym jest FY3200S lub FY3224S, oferowany pod różnymi markami. Urządzenie to pracuje z rozdzielczością 12 bitów i 2048 próbek na okres sygnału. Maksymalna częstotliwość wynosi 24 MHz. Można cyfrowo ustawić niemal wszystkie parametry sygnału, w tym także amplitudę. Generator oferuje tryb sweep oraz oczywiście modulację amplitudy (AM) i częstotliwości (FM).

Posiadamy taki egzemplarz i jesteśmy z niego bardzo zadowoleni. Minusem jest fakt, że urządzenie obsługuje się wyłącznie za pomocą przycisków i jednego pokrętła – enkodera. Osobiście nie jesteśmy fanami takiego rozwiązania, ale to drobne niedogodności, które rekompensuje bogactwo funkcji i możliwości oferowanych przez ten generator.



FY3200S – generator DDS, który szczerze polecamy każdemu hobbyście (© Banggood)



UTG9005C-II firmy Uni-Trend w całej okazałości

Cyfrowe generatory funkcyjne powyżej stu euro

Również w tym przedziale cenowym dostępnych jest kilka chińskich cyfrowych generatorów funkcyjnych. Jednak naszym zdaniem najlepszym generatorem funkcyjnym do amatorskiego laboratorium w tej klasie cenowej jest UTG9005C-II firmy Uni-Trend Technology (UNI-T). Przy cenie wynoszącej 120 euro, generator ten wytwarza sygnały wyjściowe do 5 MHz z rozdzielczością 14 bitów i częstotliwością próbkowania 125 MSa/s.

Dodatkowe wyjście na tylnej ściance urządzenia dostarcza maksymalną moc skuteczną 4 W przy obciążeniu 8 Ω. Maksymalne napięcie wyjściowe wynosi 23 Vpp, a maksymalny prąd wyjściowy to 750 mA. Pasmo przenoszenia zastosowanej końcówki mocy sięga 200 kHz, a impedancja wyjściowa jest mniejsza niż 2 Ω. ■

Jos Verstraten

eprasa.pl 7f12934a40

TAWOIA Glass (szkło kwarcowe)

https://sklep.avt.pl/pl/menu/tawoia-glass-4505.html



BESTSELLERY sklepu AVT – sklep.avt.pl

3 unikalne serie gniazdek i włączników

Rabat dla Czytelników EdW
przy zakupie podaj kod EdW2505GW

Kod ważny do 30.09.2025

-5%

Rabat dla Prenumeratorów EdW
przy zakupie podaj numer prenumeraty

-10%

Ceramic Loft (ceramika)

https://sklep.avt.pl/pl/menu/seria-ceramic-loft-4190.html

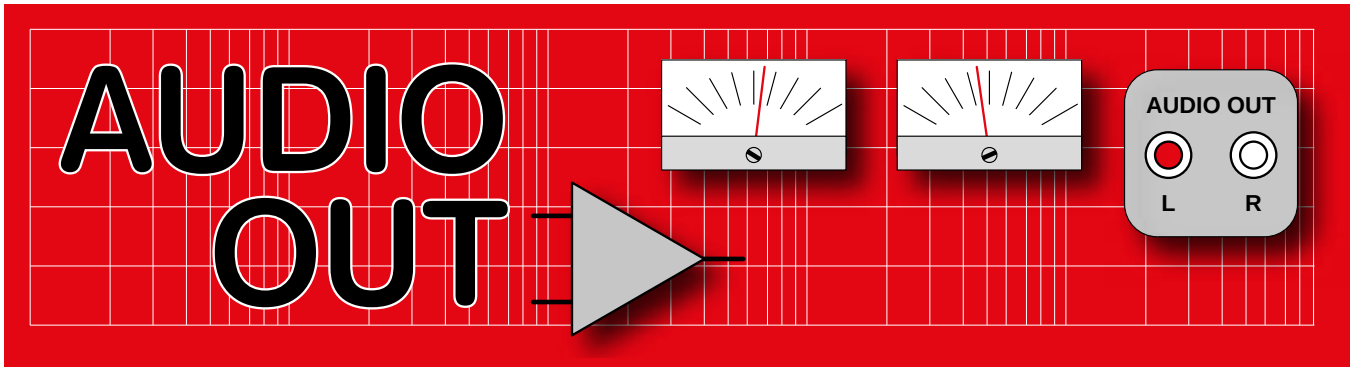


Retro PRL (bakelit)

https://sklep.avt.pl/pl/series/retro-prl-3237.html



eprasa.pl 7f12934a40



Transformatory w elektroakustyce, część 2

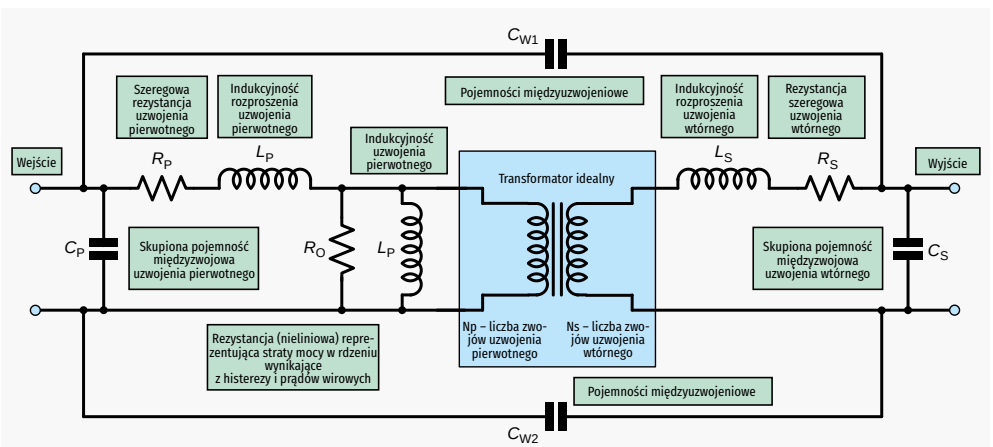
Bieżące opracowanie jest kontynuacją tematu, którego pierwsza część ukazała się w oryginale (w czasopiśmie Practical Electronics) w lipcu 2022 roku oraz w EdW w czerwcu 2025. Temat jest obszerny i niełatwy. Koncentruje się na zastosowaniu jednego z najstarszych elementów w elektronice – transformatora. To obok rezystora, kondensatora i zwykłej cewki, element najbardziej skomplikowany, gdyż zawiera (co najmniej) dwie cewki sprzężone indukcyjnie, umieszczone na wspólnym rdzeniu zamykającym drogę wspólnego strumienia magnetycznego.

Trzeba szczerze przyznać, iż we wczesnych latach, gdy rodziła się elektronika jaką znamy dzisiaj, zastosowanie transformatorów było szersze niż obecnie. Wystarczy spojrzeć na schematy wczesnych radioodbiorników czy odbiorników OTV, gdzie roiło się od indukcyjności. Obecnie, cewka i transformator uważane są za element skomplikowany, drogi i niewygodny, a równocześnie postęp technologiczny umożliwia na alternatywne sposoby realizacji funkcji, które wcześniej załatwiały różnego rodzaju transformatory, transduktory i im podobne. Wydaje się jednak, że transformatory zupełnie z użytku nie wyjdą tak szybko, o ile w ogóle kiedykolwiek to nastąpi. Nieco inaczej sytuacja wygląda w sprzęcie audio, którego to tematu dotyczy niniejsze opracowanie. W tej gałęzi elektroniki, transformatory znajdujemy już coraz rzadziej. Dlatego opracowanie bieżące dotyczy raczej rozwiązań archiwalnych. Pierwsza część omawiała zastosowanie transformatorów. Teraz skupimy się na ich niedoskonałościach. A czym bliżej przyglądamy się działaniu transformatora, tym więcej znajdziemy w nim elementów pasożytniczych. Umiejscowienie tych elementów pasożytniczych jest też sporym uproszczeniem. W rzeczywistości, przecież nie ma tam takich elementów. A nanosimy je na schemat w celu przybliżenia transformatora idealnego, jego rzeczywistego, prawdziwego odpowiednika. Znaczenie i liczba elementów pasożytniczych nie zależą wyłącznie od konstrukcji transformatora. Bardziej zależy od jego aplikacji i funkcji jaką ma w rzeczywistym obwodzie pełnić. Sprawa jest stosunkowo dobrze znana w obwodach zasilania. W sprzęcie audio jest jeszcze gorzej, a tym wąskim wycinkiem tematu chcemy się zająć w dalszej części niniejszego opracowania. Tą część artykułu też należałoby podzielić na dwie osobne. Najpierw przyjrzymy się więc transformatorowi „jako takiemu" z uwzględnieniem jego elementów pasożytniczych. Następnie omówimy funkcje jakie pełni (lub raczej pełnił) w sprzęcie audio.

Schemat zastępczy rzeczywistego transformatora

Schemat zastępczy transformatora rzeczywistego, to w istocie dodanie elementów pasożytniczych do transformatora idealnego. Żaden element nie jest idealny, a już w szczególności dotyczy to elementu jakim jest transformator. Transformator idealny byłby pozbawiony wszelkich strat energii w procesie przenoszenia mocy elektrycznej między uzwojeniami. Transformator idealny cechowałby się teoretycznie płaską charakterystyką przenoszenia w nieskończonym zakresie częstotliwości, bez tłumienia i zniekształceń.

Względy strat mocy/energii są szczególnie dokuczliwe w transformatorach pracujących w obwodach zasilania. „Niedomagania" w tym zakresie mogą być mniej istotne we wzmacniaczach, przedwzmacniaczach i innych obwodach elektroniki stosowanych w sprzęcie audio. Na czoło wysuwają się zaś niedoskonałości



Rysunek 9. Schemat zastępczy transformatora – elementy pasożytnicze dodane do transformatora idealnego

eprasa.pl 7f12934a40

odpowiedzi częstotliwościowej, gdyż pasmo akustyczne, jest mimo wszystko bardzo szerokie. Tam, gdzie potrzeba pasma jeszcze szerszego (czyli w sprzęcie wizyjnym) względy te niemal całkowicie eliminują zastosowanie transformatorów.

Sama zasada działania transformatora, opierająca się na fizyce prawa Faraday'a, eliminuje jego zastosowanie w obszarze prądów stałych. Wbrew pozorom, jest to często cecha korzystna dla zastosowań w sprzęcie audio.

Przegląd elementów pasożytniczych które należy przypisać rzeczywistemu transformatorowi, oprzemy na schemacie uwidocznionym na **rysunku 9**. Mamy tu transformator idealny, uzupełniony modelowymi elementami pasożytniczymi, które nie występują fizycznie, ale reprezentują wpływ zjawisk rzeczywistych. Idąc dalej w przybliżaniu elementu idealnego jego rzeczywistemu odpowiednikowi, należałoby być może rozbić pasożytnicze elementy dyskretne na elementy o stałych rozproszonych. W praktyce, nie ma zwykle potrzeby tak daleko idącej komplikacji.

Elementy pasożytnicze powodujące straty mocy

Na schemacie zastępczym widzimy wszystkie elementy pasywne znane elektryczności: rezystory, cewki, kondensatory i – najbardziej skomplikowany, reprezentujący indukcję wzajemną – transformator idealny. Należy podkreślić, iż na schemacie pokazanym na rysunku 9, wszystkie elementy traktujemy jako idealne, „centralny element" idealnego transformatora jest jednym z nich. Spośród wszystkich elementów pasywnych znanych elektrotechnice, za rzeczywiste straty mocy, zawsze odpowiedzialne są rezystancje rzeczywiste. Nie inaczej jest i tutaj. Każdy rezystor znajdujący się na rysunku 9 odpowiedzialny jest za jakąś część strat energetycznych w procesie przenoszenia energii z uzwojenia pierwotnego na wtórne. Samo idealny transformator traktujemy jako idealnie sprzężone cewki magnetyczne. To znaczy, idealnie cały strumień magnetyczny sprzęga uzwojenie pierwotne z wtórnym, których liczbę zwojów oznaczono jako N_p i N_s, co w rzeczywistym transformatorze nigdy nie jest w pełni spełnione. Przekazywanie energii jest zaś w pełni zdefiniowane prawami Faraday'a i Ampera, i aby zrozumieć poruszane tu zagadnienia, nie trzeba praktycznie znać nic więcej.

Najbardziej oczywistymi stratami mocy, są straty na rezystancjach rzeczywistych uzwojeń. To tzw. „copper losses", czyli straty „w miedzi". Pasożytnicze rezystory które to reprezentują na rysunku 9, to R_p i R_s. Należy zaznaczyć, iż R_p i R_s to rezystancje DC uzwojenia, odpowiednio pierwotnego i wtórnego. Przy wyższych częstotliwościach, należałoby uwzględnić zjawisko wypychania prądu do zewnętrznej warstwy przekroju przewodnika. Zjawisko naskórkowości powoduje zmniejszenie efektywnego przekroju przewodnika dla prądu przemiennego, co wpływa na wzrost strat i wymaga uwzględnienia dodatkowej impedancji w modelu transformatora. Nawet gdy ten fakt pominiemy, to i tak, rzeczywiste rezystancje uzwojeń nie są wszystkim, co powoduje straty energii i grzanie się transformatora. W tym względzie sporo wnosi sam rdzeń, w którym krąży strumień magnetyczny, a nie prąd elektryczny. Te straty na schemacie zastępczym (rysunek 9) reprezentowane są pojedynczą skupioną rezystancją R_o. Umieszczenie jednego, „skupionego" i idealnego rezystora, który bierze na siebie wszystkie zjawiska związane z przemagnesowaniem rdzenia, jest też grubym uproszczeniem. Wchodzą bowiem w grę zjawiska dwojakiego rodzaju, charakteryzujące się też sporymi nieliniowościami. Za straty mocy i grzanie rdzenia odpowiedzialne są zarówno prądy wirowe indukowane w przewodzącym materiale rdzenia przez zmienne pole magnetyczne, jak i zjawisko przemagnesowywania tego materiału. A w grę wchodzi zarówno nieliniowość tego procesu, jak i nieodłączna histereza, która temu towarzyszy. Powierzchnia krzywej histerezy B-H, odpowiadająca jednorazowemu obiegowi po tej krzywej, to w istocie energia tracona w jednostce objętości materiału magnetycznego (czyli gęstość przestrzenna tej energii). Od konstrukcji konkretnego transformatora i warunków jego pracy zależy, czy bardziej rdzeń grzeje uzwojenia, czy odwrotnie. A sprzężenie zwrotne tego procesu poprzez temperaturę, wprowadza kolejne nieliniowości i komplikuje pracę rzeczywistego transformatora względem „nieistniejącego" ideału. „Czym dalej w las, tym więcej drzew", ale trzeba jakoś to „ogarnąć". I właśnie po to tworzymy schematy zastępcze. Niektóre pasożytnicze elementy w schemacie zastępczym mogą okazać się mało istotne. Inne zaś mogą być niewystarczające. Zależy to zarówno od konstrukcji danego transformatora, a jeszcze bardziej od aplikacji, czyli warunków jego pracy. Poprawne zaprojektowanie transformatora, to nie jest łatwe zadanie. Opracowano różne techniki, aby zminimalizować wpływ zjawisk pasożytniczych. I tak np. dla minimalizacji pola magnetycznego rozproszonego, które nie zamyka się przez oba uzwojenia, stosuje się rdzenie toroidalne, za cenę utrudnienia procesu nawijania uzwojeń na taki rdzeń. Energia tracona przez pola rozproszone jest w pełni realna. Tymczasem w wielu sytuacjach, to i tak najmniejsze zmartwienie związane z tym zjawiskiem (zamykania się strumienia magnetycznego poza rdzeniem).

W swoim mieszkaniu mam dzwonek z tradycyjnym tzw. transformatorkiem dzwonkowym. Rozprasza on ciągle, około 2 W mocy czynnej, zamieniając ją na ciepło. Niby niewiele, ale przez 22 lata zapłaciłem około 85 funtów za niepotrzebnie stracone 385 kWh energii elektrycznej. Niemalże tyle można by zaoszczędzić, gdybym wymienił klasyczny transformator na odpowiednik z rdzeniem toroidalnym. Zważywszy, że mój dzwonek sygnalizuje przeciętnie przez około 3 sekundy w ciągu jednej doby, jaki jest stosunek mocy wykorzystanej, do „mocy daremnej" bezpowrotnie straconej!

Prądy wirowe

Straty energii związane z prądami wirowymi, są często nazywane „stratami w żelazie". Nazwa ta jest uzasadniona, gdy rdzeń transformatora wykonany jest ze stopów żelaza. A fizyka zjawiska bierze się stąd, że żelazo jest oczywiście materiałem przewodzącym, o stosunkowo wysokiej konduktywności. Zmienne pole magnetyczne uzwojenia pierwotnego, indukuje prąd elektryczny nie tylko w uzwojeniu wtórnym, ale również we wszystkim „co go otacza". A otacza go oczywiście rdzeń, w którym powinien płynąć strumień indukcji magnetycznej, a nie prąd elektryczny. Tymczasem trudno jedno od drugiego oddzielić, skoro rdzeń wykonany jest z materiału przewodzącego.

Znaleziono lekarstwo na to „pasożytnicze zjawisko", choć lekarstwo to nie jest w stu procentach skuteczne. Pierwszą myślą jest stosowanie materiałów o niskiej przewodności właściwej. I to się sprawdza w przypadku ferrytów. W przypadku rdzeni żelazowych, skutecznym zabiegiem jest wykonanie rdzenia z cienkich blaszek odizolowanych elektrycznie od siebie. To zdecydowanie ogranicza obszary, w których prądy wirowe mogą płynąć. Skuteczność tego zabiegu jest zależna od częstotliwości z jakimi dany transformator pracuje. Czym wyższa częstotliwość, tym „blaszki transformatorowe" powinny być cieńsze. Dlatego ta technika dobrze się sprawdza w transformatorach sieciowych dla częstotliwości 50 lub 60 Hz. Produkcję blach transformatorowych skomercjalizowała firma Westinghouse. Na **rysunku 10** pokazano zdjęcie, jak wycinane są kształtki tych blaszek, bez żadnych odpadów materiałowych.

Nieco trudniej jest zastosować tę technikę dla rdzeni toroidalnych. **Rysunek 11** pokazuje jak taki rdzeń jest zwijany z jednego długiego paska

eprasa.pl 7f12934a40



Rysunek 10. Kształtki „E” i „I” wycinane z prostokątnych blach odpowiednio przygotowanego i laminowanego materiału stopu żelazowego. Rozmiar dostosowany jest do wielkości karkasu, na którym nawijane są uzwojenia i do którego kształtki „E” i „I” wsuwane są naprzemiennie



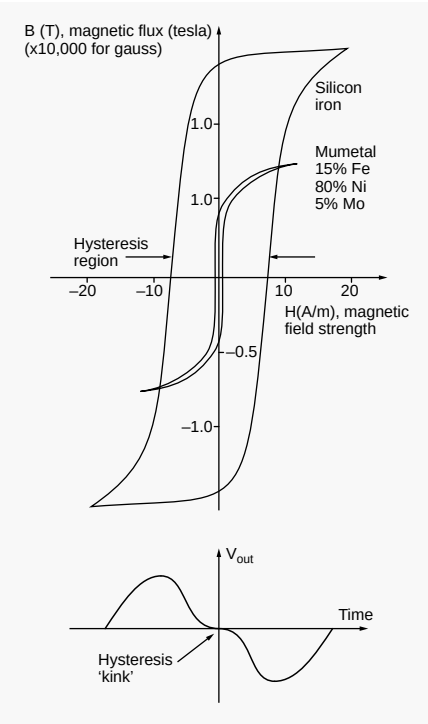
Rysunek 11. Rdzeń toroidalnego transformatora zwijany z długiej taśmy stali żelazowej w kształt toroidu

blachy. Technologię tę rozpowszechniono zdecydowanie później niż cięcie blach w kształtki „E” i „I”. Na przeszkodzie stało równoczesne opracowanie maszyn pozwalających na efektywne nawijanie uzwojeń drutu na karkasy transformatorów toroidalnych. Wykonanie stalowej blachy dla rdzenia toroidalnego samo w sobie niesie spore wyzwania. Domeny magnetyczne kryształów powinny być ułożone równolegle i w określonym kierunku względem strumienia magnetycznego który popłynie w tym rdzeniu. Spełnienie tego warunku pozwala uzyskać maksymalną przenikalność magnetyczną μ, co jest zwykle oczekiwane od rdzenia dla wydajnej pracy transformatora.

Zjawisko nasycania się rdzenia

Fizyka materiałów ferromagnetycznych uczy, iż każdy materiał tego rodzaju wykazuje silne nieliniowości. Nieliniowość ta ma skomplikowany charakter, ale najbardziej oczywistym jej objawem jest zjawisko nasycania objawiające się spłaszczeniem charakterystyki B-H. Inaczej mówiąc każdy ferromagnetyk wykazuje dużą względną przenikalność magnetyczną tylko w ograniczonym zakresie gęstości strumienia magnetycznego. Duża względna przenikalność μ_r, to najistotniejsza cecha, której od rdzenia oczekujemy. Co więcej, po to właśnie niezbędny jest rdzeń w każdym transformatorze, aby wzmocnić natężenie wektora B, a zatem i strumień Φ względem wymuszającego go prądu liczonego w amperozwojach. Dlatego, transformator bez rdzenia (z rdzeniem powietrznym) ma bardzo niską indukcyjność i może być używany tylko w bardzo wysokich częstotliwościach lub specjalnych zastosowaniach, np. w RF. Niemniej, z każdego ferromagnetyka (które są najbardziej efektywnym materiałem pod względem wzmocnienia μ_r) można „wydusić” tylko ograniczoną gęstość strumienia Φ. Powyżej tego poziomu mówimy, że rdzeń się nasyca i względna przenikalność drastycznie spada. Zjawisko to rozważa się również jako „obcinanie” strumienia lub indukcji B, czyli gęstości strumienia w przekroju rdzenia transformatorowego. Różne materiały i stopy metali, wykazują różne dane szczegółowe w tym zakresie. Ale, charakter zmian jest zawsze taki sam. I tak np. dla stali krzemowej (która uważana jest jako miękkie żelazo z około 4,5-procentowym dodatkiem czystego krzemu) nasycenie następuje w okolicy wektora B na poziomie 19000 gaussów (co odpowiada w jednostkach SI – 1,9 Tesli). Mumetal najczęściej stosowany w ekranach magnetycznych nasyca się wcześniej, w okolicy 8500 gaussów. Materiał zwany radiometalem ma próg nasycania w okolicy 16000 gaussów. Wpływ zjawiska nasycania się rdzenia można rozważać w dość szerokim kontekście pracy transformatora. I od razu warto dodać, iż nie zawsze jest to zjawisko negatywne. Szczególnie w starszego typu elektronice wiele funkcji realizowano z wykorzystaniem zjawiska nasycania się rdzenia „core saturation” (szczególnie dobrym przykładem były w tym zakresie transduktory). Jednak, w pracy typowego transformatora, jest to zjawisko zdecydowanie niekorzystne, ograniczające możliwości przeniesienia energii przez transformator o zadanej wielkości lub wadze. W przypadku transformatorków sygnałowych, sprzęgających np. poszczególne stopnie wzmacniacza (w celu dopasowania impedancji wejściowej do wyjściowej), nasycanie rdzenia odbierane jest przez stopień sterujący jako gwałtowny spadek impedancji widzianej przez driver. Najczęściej spowoduje to przeciążenie wyjścia sterującego transformatorem impulsowym. W takich układach trzeba koniecznie zachować margines strumienia przy maksymalnym wysterowaniu transformatora, aby do zjawiska nasycania rdzenia nie dopuścić. Dobór materiału zastosowanego dla rdzenia w danym transformatorze jest też zawsze jakimś kompromisem i decyduje o parametrach nie tylko samego transformatora, ale i całego urządzenia, w którym element ten pracuje. Przykładowo, materiały z wysoką zawartością niklu (jak np. mumetal – 80% lub radiometal – 50%) wykazują wyższą przenikalność μ_r niż np. stal krzemowa. Transformator z takim rdzeniem może zawierać mniejszą liczbę zwojów dla uzyskania zadanej indukcyjności wyrażonej w mikrohenrach, milihenrach lub po prostu w jednostkach indukcyjności (Henr w SI). Takie uzwojenie zgromadzi więcej energii przy zadanym prądzie, ale maksymalna ilość tej energii jest niższa ze względu na wcześniejsze nasycenie rdzenia (przy niższej gęstości strumienia magnetycznego). Nie przypadkiem, transformatory dużych mocy, są duże gabarytami i ciężarem, a funkcja ta jest odwrotnie proporcjonalna do częstotliwości prądów i napięć z jakimi transformator pracuje. Bowiem, zawsze ograniczeniem w zakresie nasycania rdzenia jest gęstość strumienia, a nie sam strumień Φ, który oczywiście jest też proporcjonalny do powierzchni przekroju rdzenia. Zacytowana wyżej zależność w funkcji częstotliwości, podyktowana jest prawem Faraday’a, w którym zawsze występuje pochodna czasowa strumienia dΦ/dt, a nie sama wielkość Φ. W obwodach dużych mocy tradycyjne transformatory są wielkogabarytowe i ciężkie. W układach wzmacniaczy audio obowiązuje stara reguła „rule of thumb” mówiąca o 77 gramach „stali lub żelaza” na jeden wat przeniesionej mocy akustycznej.

eprasa.pl 7f12934a40



Rysunek 12. Charakterystyka magnesowania rdzenia oraz zniekształcenia sygnału przez nią powodowane. Zwróć uwagę na punkt przegięcia w charakterystyce przejściowej pokazanej w dolnej części rysunku

Pętla histerezy magnetycznej

Najbardziej dokuczliwą cechą materiałów magnetycznych jest niejednoznaczność charakterystyki B-H. Materiały te wykazują swego rodzaju pamięć, co objawia się histerezą krzywej magnesowania. Chwilowy stan namagnesowania zależy nie tylko od aktualnego natężenia pola magnetycznego, ale także od „przeszłości". Także i tę cechę wykorzystywano jako „coś pożytecznego" (w pamięciach ferrytowych). Generalnie jednak jest to trudne zjawisko nieodłącznie towarzyszące pracy transformatora. Krzywą histerezy w przebiegu B-H pokazano na **rysunku 12**. Pokazano tu charakterystykę dla stali krzemowej oraz dla mumetalu, które zdecydowanie się różnią poziomem nasycenia jak i szerokością krzywej histerezy.

W przypadku transformatorów w obwodach zasilania, histereza B-H skutkuje dodatkowymi stratami mocy. W przypadku transformatorów sygnałowych bardziej dokuczliwe są zniekształcenia nieliniowe sygnału. W sprzęcie audio zniekształcenia te są słyszalne jako przydźwięk trzeciej harmonicznej, co jest szczególnie dokuczliwe przy niskich poziomach sygnału. Stal krzemowa wykazuje stosunkowo szeroką pętlę histerezy. Pod tym względem zdecydowanie korzystniejsze są stopy z zawartością niklu. Poza właściwym doborem materiału rdzenia, także inne



Rysunek 13. Porównaj ułożenie kształtek „E"-„I" w tym transformatorze z tym, co powiedziano w opisie związanym z rysunkiem 10. Jednostronne wsuwanie tych blaszek stwarza dodatkową szczelinę powietrzną, co pozwoli na przyjęcie większej składowej DC prądu bez efektu nasycania się rdzenia. Tego typu rozwiązanie stosuje się w transformatorach wzmacniaczy klasy A oraz w cewkach (dławikach) zasilaczy filtrujących napięcie wyjściowe (które z zasady pracują z dużą składową stałą prądu). Sprawa ta jest problematyczna w transformatorach z rdzeniem toroidalnym, jako że, z zasady nie zawierają one żadnej szczeliny powietrznej (a cechują je inne istotne zalety). Jednak i na to znaleziono rozwiązanie w postaci tzw. szczeliny rozproszonej. Technologia polega na specjalnym „prasowaniu" materiału magnetycznego z którego później wykonany zostanie rdzeń transformatora. Sprawa jest jednak trudna, jeśli technologia wykonania rdzenia jest taka, jak pokazywał rysunek 11

cechy konstrukcji urządzenia (zlokalizowane poza transformatorem) pozwalają zmniejszyć zniekształcenia, których źródłem jest histereza B-H. Zniekształcenia te można zminimalizować, jeśli impedancja wyjściowa źródła sterującego transformatorem będzie niska. Można pójść nawet dalej, wprowadzając obwody charakteryzujące się ujemną impedancją w celu częściowego „skasowania" dodatniej impedancji wejściowej widzianej od strony pierwotnego uzwojenia transformatora sygnałowego. Trzeba jednak zachować rozsądek i umiar. Zabieg z ujemną impedancją jest zawsze ryzykowny i może skutkować wzbudzaniem się układu (co jest zdecydowanie gorsze i bardziej dokuczliwe od zniekształceń nieliniowych, które chcemy minimalizować).

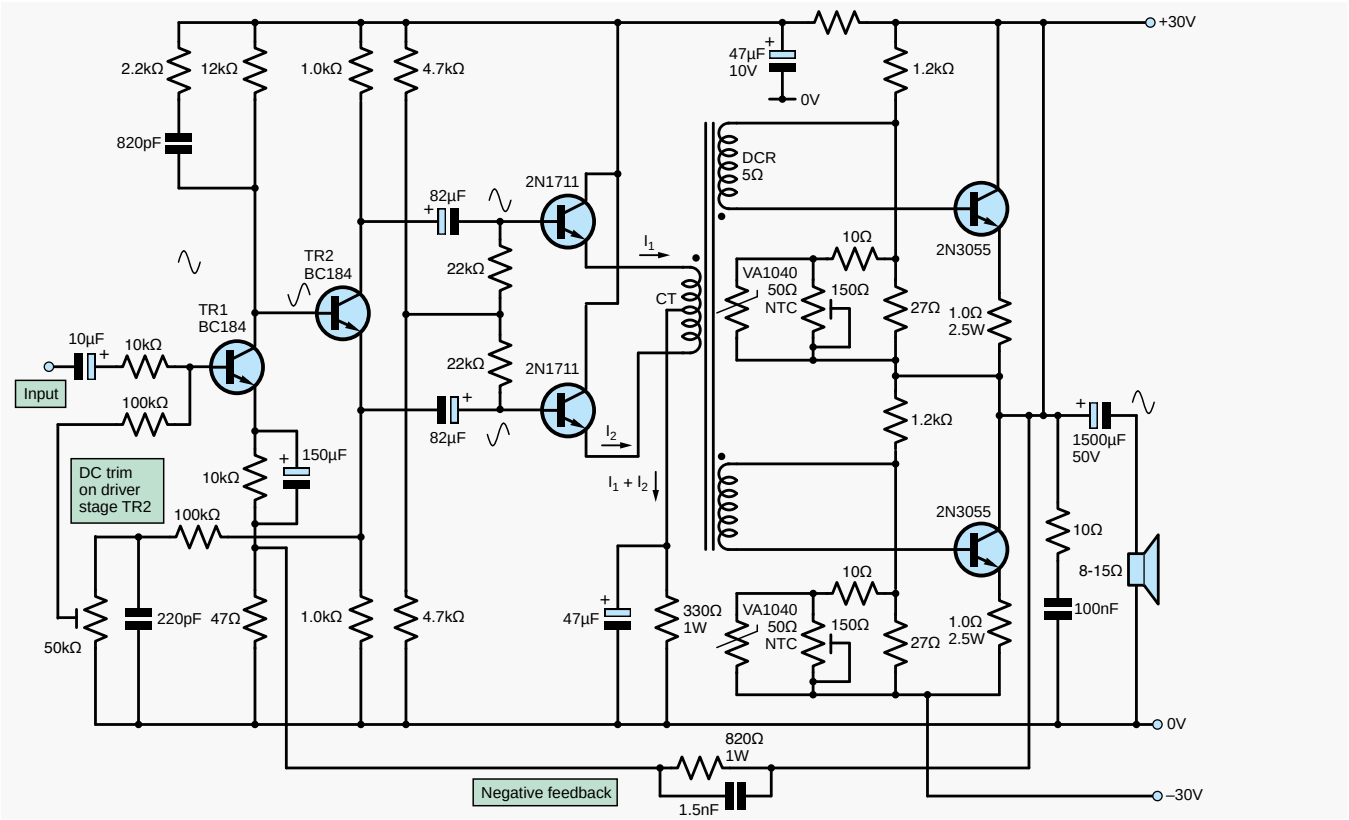
Na koniec tych rozważań dodajmy, iż materiał rdzenia transformatora można rozpoznać po jego wyglądzie. Stal krzemowa ma ciemno szary połysk, natomiast blachy laminowane wykonane na bazie niklu mają jasny srebrzysty odcień.

Problem składowej stałej prądu w uzwojeniach transformatora

Z fizycznej zasady działania transformatora wynika, iż składowej stałej on nie przenosie. Napięcia indukowane w uzwojeniach są wprost proporcjonalne do pochodnej czasowej strumienia magnetycznego dΦ/dt. A więc, im niższa częstotliwość, tym mniej efektywna jest praca transformatora. A składową stałą możemy widzieć jako sygnał o zerowej częstotliwości. Transformatory w ogóle nie lubią składowej stałej prądu czy strumienia magnetycznego. Mimo, że sygnał taki nie zostanie przeniesiony na wyjście, to ogranicza zakres dla składowej zmiennej przesuwając punkt pracy w kierunku spłaszczenia charakterystyki B-H i jej nasycenia. Jednak, w wielu sytuacjach pracy transformatora np. we wzmacniaczach audio, składowa stała jest nieodłącznym „złem koniecznym". Taka sytuacja ma miejsce np. we wzmacniaczach klasy A. Zabiegi w kierunku zminimalizowania tego efektu mogą polegać na modyfikacji konstrukcji samego transformatora jak i aplikacji jego pracy. Jednym z pomysłów jest szczelina w rdzeniu. Pomysł na pozór absurdalny, a dobrze sprawdza się w praktyce. Szczelina powietrzna pełni funkcję swoistej „rezystancji" w obwodzie magnetycznym – w analogii do klasycznego obwodu elektrycznego, tyle że zamiast prądu elektrycznego płynie w nim strumień magnetyczny. Rezystancja ta, wprowadzona szeregowo, zmniejsza efektywne nachylenie charakterystyki B–H całego układu, a tym samym obniża jego podatność na nasycenie, przesuwając punkt nasycenia w stronę wyższych wartości natężenia pola magnetycznego. Szczelina w rdzeniu sprawdza się w wielu aplikacjach pracy transformatora. W zasilaczach, kiedy transformator magazynuje energię (np. w konfiguracji flyback) paradoksalnie, energia koncentrowana jest właśnie w szczelinie rdzenia.

W przypadku rdzeni złożonych z kształtek „E"–„I", szczelinę można zrealizować przez inne niż zwykle (naprzemienne) ułożenie tych blaszek. Przykład pokazuje **rysunek 13**. Wielkość szczeliny można regulować przez wsuwanie dodatkowych przekładek izolacyjnych. Ubocznym efektem zabiegu polegającego na wtrącaniu w rdzeń szczeliny jest obniżenie indukcyjności wszystkich uzwojeń transformatora. A więc, ten kierunek postępowania może wydawać się sprzeczny z logiką. Jest w tym jednak korzystny kompromis, gdyż oddala się wtedy punkt nasycenia rdzenia. Ze składową stałą strumienia magnetycznego w transformatorze, można także walczyć „układowo". Pomysłowy przykład wzmacniacza audio pokazano na **rysunku 14**. Uzwojenie pierwotne transformatora podzielono tu na dwie części. Prądy I1 i I2 płyną w tym samym kierunku, ale strumienie magnetyczne przez nie wytwarzane w rdzeniu

eprasa.pl 7f12934a40



Rysunek 14. Schemat wzmacniacza akustycznego opracowany przez Rogera Ravensbourne'a w końcu dekady lat 70-tych. Należy szczególnie zwrócić uwagę na stopień sterujący symetrycznym uzwojeniem pierwotnym transformatora CT. Strumienie magnetyczne wytwarzane przez składowe stałe prądów I1 i I2 kompensują się wzajemnie

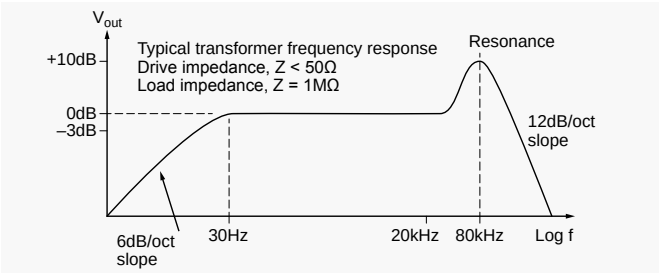
transformatora mają kierunki przeciwne i wzajemnie się znoszą. Jednak, znosić się mają tylko składowe stałe. Składowe zmienne pochodzące od sygnału powinny się dodawać. I tak jest w istocie, dzięki odwróceniu fazy sygnału pobranego z kolektora i emitera tranzystora TR2. Schemat wzmacniacza pokazanego na rysunku 14 był opracowany w roku 1979, i odniósł duży sukces. W tamtych czasach istniał też problem ze sparowaniem tranzystorów komplementarnych. W układzie tym nie ma już transformatora dopasowującego impedancję głośnika (co często widać na schematach jeszcze starszych). Jednak, w końcówce mocy pracują dwa tranzystory NPN (bardzo popularne wówczas 2N3055). Aby ta para tranzystorów pracowała przeciwsobnie, konieczne jest odwrócenie fazy sygnałów podawanych na bazy obu tranzystorów 2N3055. To też załatwia transformator z symetrycznymi izolowanymi dwoma uzwojeniami wtórnymi. Statyczny punkt pracy obu tranzystorów w końcówce mocy ustala starannie dobrany dzielnik rezystancyjny. Przewidziano też kompensację temperaturową (punktu pracy tranzystorów mocy) przez wtrącenie dwóch termistorów NTC. Dwa potencjometry widoczne na schemacie pozwalają na ustawienie punktu pracy minimalizującego zniekształcenia skrośne wnoszone przez nieliniowości, gdy rolę źródła sterującego prądem głośnika przejmuje jeden lub drugi tranzystor mocy 2N3055. Równocześnie, obecność tych potencjometrów pozwala na minimalizację koniecznego prądu spoczynkowego płynącego w obwodach kolektor-emiter obu tranzystorów 2N3055. Nad dalszą linearyzacją całości układu wzmacniacza, czuwa oczywiście „globalne" ujemne sprzężenie zwrotne zamknięte z wyjścia wzmacniacza do emitera stopnia wejściowego TR1. Punkt pracy stopnia wejściowego wzmacniacza jest zaś ustalony lokalnym stałoprądowym sprzężeniem zwrotnym w obrębie tranzystorów TR1 i TR2. Obecność potencjometru w obwodzie wejściowym, pozwala na optymalne ustawienie punktu pracy tranzystora TR2, którego głównym zadaniem jest odwrócenie fazy sygnałów pobieranych z jego emitera i kolektora. Ten punkt pracy należy ustawić tak, aby przy możliwie dużym sygnale wejściowym nie następowało jego obcinanie i aby zachowana była symetria sterowania wtórników emiterowych wykonanych na tranzystorach 2N1711. Warto też zauważyć, iż całość wzmacniacza zasilana jest napięciem symetrycznym: ±30 V. Stopień pośredni sterujący transformatorem pracuje jednak na napięciu niesymetrycznym 0 V…30 V. Maksymalny zakres sygnału jest dostępny dzięki polaryzacji baz tranzystorów 2N1711 na poziomie połowy tego zasilania. Natomiast prąd spoczynkowy tego stopnia pośredniego ustalony jest wspólnym rezystorem emiterowym.

Wracając do głównego nurtu tematu, czyli do warunków pracy transformatora, warto zauważyć „układową korzyść" wszystkich układów typu push-pull. Polega ona właśnie na wzajemnej kompensacji składowej stałej prądów, a w zasadzie strumieni magnetycznych wytwarzanych przez symetryczny obwód wejściowy pracujący na symetryczne uzwojenia pierwotne transformatora w konfiguracji push-pull.

Wpływ indukcyjności rozproszonych i pasożytniczych pojemności na pracę transformatora w sprzęcie audio

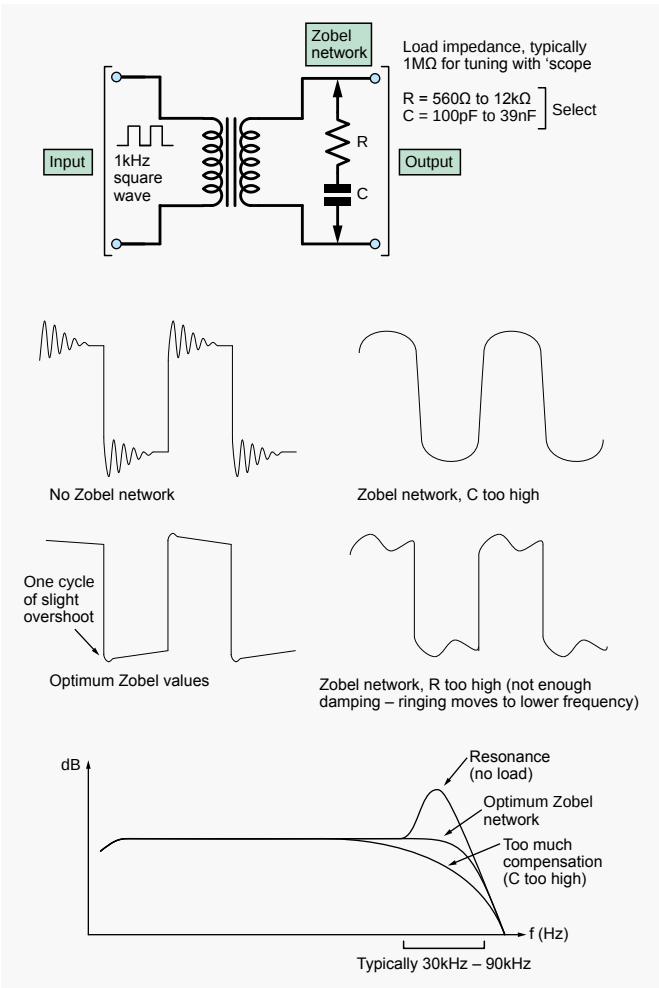
Charakterystykę przenoszenia typowego transformatora w zakresie pasma akustycznego pokazano na **rysunku 15**. Już wcześniej wyjaśniliśmy, że konstrukcja transformatorów do pracy w sprzęcie audio jest nieco odmienna od transformatorów w układach zasilania. Jedne i drugie są optymalizowane dla specyfiki swoich warunków pracy. Jednak „transformator to transformator" i każdemu można przypisać elementy pasożytnicze zgodnie z tym co pokazywał rysunek 9.

eprasa.pl 7f12934a40



Rysunek 15. Typowa charakterystyka częstotliwościowa transformatora sygnałowego

Charakterystykę pokazaną na rysunku 15 zdjęto w warunkach transformatora nie obciążonego. Impedancja obciążenia = 1 MΩ, a impedancja wyjściowa źródła poniżej 50 Ω. Z rysunku tego widać, że już sam „goły" transformator jest filtrem środkowo (pasmowo) przepustowym, aczkolwiek o szerokim paśmie przenoszenia. W zakresie tym mieści się praktycznie całe pasmo akustyczne. Oczywiście składowej stałej nie przeniesie wcale, co w skali decybelowej odpowiadałoby tłumieniu na poziomie „minus nieskończoności". Niemal w całym paśmie akustycznym, charakterystyka jest mniej więcej



Rysunek 16. Tłumienie rezonansu własnego transformatora bierną „siecią Zobela". Rysunek pokazuje jak empirycznie dobrać wartości rezystora i kondensatora tłumiącego członu RC. Uzwojenie pierwotne sterowane jest przebiegiem prostokątnym o stromych zboczach. Skuteczność tłumienia oceniana jest przez obserwację oscyloskopową przebiegu z wtórnego uzwojenia transformatora

płaska, co oznaczono jako 0 dB przyjmując równość liczby zwojów uzwojenia pierwotnego i wtórnego. W istocie, charakterystyka w obszarze basów załamuje się w okolicy 30 Hz. Tu charakterystyka jest jednobiegunowa zbliżona do filtru górnoprzepustowego „pierwszego rzędu". W zakresie wysokich częstotliwości przebieg jest bardziej skomplikowany. Tu widzimy cechy filtracji dolnoprzepustowej filtru drugiego rzędu. O ile w zakresie basów nachylenie charakterystyki jest łagodne ze zboczem 6 decybeli na oktawę, to w zakresie wysokich częstotliwości stromość ta jest dwukrotnie większa. Co więcej, w okolicy 80 kHz obserwujemy podbicie charakterystyki charakterystyczne dla rezonansu. To filtr dolnoprzepustowy drugiego rzędu słabo tłumiony. Za taki przebieg charakterystyki odpowiedzialne są właśnie indukcyjności rozproszone i wszystkie pojemności pasożytnicze. Mimo że, rezonans ten znajduje się zwykle już poza pasmem akustycznym, należy go stłumić. Nietrudno to wykonać prostym obwodem biernym typu RC, co pokazano na **rysunku 16**. Oczywiście, elementy szeregowego obwodu RC należy starannie dobrać. Taki człon RC jest zwykle nazywany Zobel Network, od nazwiska pomysłodawcy, inżyniera branży telekomunikacji.

Na rysunku 16 pokazano także technikę doboru elementów R i C tego członu. Na wejście należy podać z generatora sygnał prostokątny o częstotliwości około 1 kHz. Przebieg uzwojenia wtórnego należy obserwować na oscyloskopie. Przebieg prostokątny o stromych zboczach zawiera wiele harmonicznych. Z przebiegu na uzwojeniu wtórnym można wnioskować o zachowaniu się filtru (transformatora) w dość szerokim paśmie częstotliwości. Bez członu tłumiącego powinniśmy zaobserwować coś w rodzaju pierwszego przebiegu poniżej schematu na rysunku 16. Na prostokąt nałożone są wyraźne dudnienia wysokiej częstotliwości. Jeśli z tłumieniem przesadzimy, zaobserwujemy przebieg ograniczający stromość zboczy podstawowego przebiegu prostokątnego. Może to oznaczać, że pojemność kondensatora C jest zbyt duża. Optymalny dobór elementów „członu Zobela" powinien zaowocować przebiegiem zbliżonym do trzeciego oscylogramu z rysunku 16. Zbocza strome i lekkie przeregulowania, szybko wygasające po każdym zboczu narastającym i opadającym. Jeśli tłumienie własnego rezonansu transformatora będzie niedostateczne, zaobserwujemy coś w rodzaju czwartego oscylogramu na rysunku 16. Transformator nadal „dzwoni", choć częstotliwość tego dzwonienia jest już niższa niż w sytuacji braku obwodu tłumiącego. Cztery przykładowe oscylogramy na rysunku 16 pokazują jak to mniej więcej wygląda w dziedzinie czasu. W dziedzinie częstotliwości powtórzono zmodyfikowany przebieg z rysunku 15. Na rysunku 16 skupiono się na zakresie wysokich częstotliwości, które transformator sygnałowy jest jeszcze w stanie przenieść. Bez tłumienia obserwujemy poznane już „rezonowanie". Jeśli z tłumieniem przesadzimy, załamanie filtru dolnoprzepustowego nastąpi wcześniej, ograniczając słyszalne pasmo częstotliwości akustycznych. Optymalne tłumienie skutkuje charakterystyką rezonansu o dobroci krytycznej. Pasmo zostanie wyciągnięte możliwie daleko w zakres wysokich częstotliwości, po czym opada ze stromością charakterystyczną dla filtru drugiego rzędu, czyli 12 dB/oktawę (lub 40-tu decybeli na dekadę częstotliwości). Dla typowych transformatorów sygnałowych wartości optymalnie dobranego „Zobel Network" mieszczą się w zakresie 560 Ω do 12 kΩ dla rezystora R i 100 pF do 39 nF dla pojemności C.

Transformatory wyjściowe w stopniach wzmacniaczy audio

Zanim światło dzienne ujrzały półprzewodniki, a jedynymi elementami wzmacniającymi w elektronice były lampy elektronowe, zapotrzebowanie na transformatory we wzmacniaczach audio było

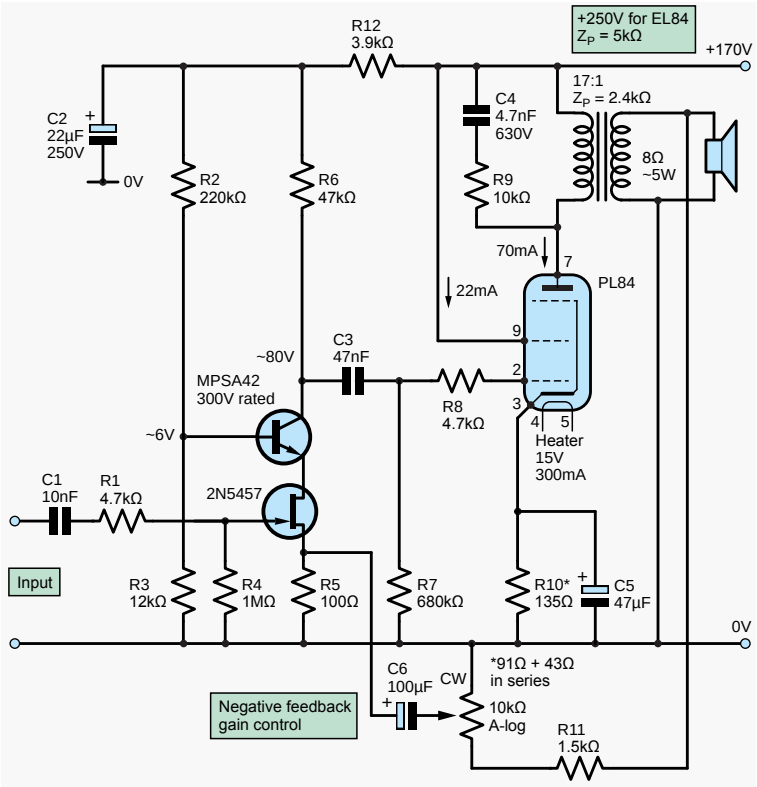
eprasa.pl 7f12934a40

o wiele większe niż obecnie. Wynikało to z charakterystyki samej lampy. Lampy elektronowe cechują wysokie napięcia i niewielkie prądy, co skutkuje dużymi wartościami impedancji. Typowe wartości napięć anodowych, to od 90 do 800 V. Zakres prądów w obwodzie anoda-katoda mieści się w przedziale od 10 do 100 mA. Impedancja wyjściowa odczytana z charakterystyki pentody mieści się w zakresie 1500 Ω do aż 10 kΩ.

Z drugiej strony, patrząc na stopień wyjściowy wzmacniacza sygnału audio, odkrywamy bardzo niskie wartości impedancji głośnika. Głośnik z ruchomą cewką ma impedancję typowo w przedziale 3 Ω…16 Ω. Nie jest możliwe nawinięcie cewki głośnika tak, aby uzyskać impedancję obciążenia, powiedzmy na poziomie 5 kΩ. Jedynym rozwiązaniem tego dylematu wydaje się być stosowanie transformatorów w roli „transformatorów impedancji". Zatem, nie powinna dziwić powszechność transformatorów głośnikowych we wczesnym sprzęcie audio.

Przykład wzmacniacza klasy A z wykorzystaniem pentody w końcowym stopniu mocy, pokazano na **rysunku 17**. To wzmacniacz gitarowy, ale konstrukcja jest typowa dla wielu radioodbiorników i telewizorów ery lat sześćdziesiątych i wczesnych siedemdziesiątych. We wzmacniaczu, którego schemat przywołano na rysunku 17 wykorzystano lampę PL84. To odpowiednik bardziej popularnej, i dostępnej nawet obecnie EL84. Oprócz różnic w obwodzie żarzenia (na co wskazuje pierwsza litera symbolu lampy P – 15 V/300 mA, E – 6,3 V) PL84 cechuje nieco niższa impedancja wyjściowa. Mimo to, transformator dopasowujący impedancję głośnika jest konieczny. Optymalnym jest, aby pentoda PL84 widziała obciążenie na poziomie 5 kΩ. Jeśli zastosujemy głośnik o impedancji 3 Ω, przekładnia transformatora powinna być na poziomie 40:1. Impedancja transformuje się z kwadratem stosunku ilości zwojów Np/Ns, zatem zwielokrotnienie impedancji głośnika będzie 1600-krotne. 3 Ω×1600 daje wartość 4800 Ω. Zatem można powiedzieć, że obciążenie będzie odpowiednio dopasowane do charakterystyki wzmacniacza. Jeśli zastosowalibyśmy głośnik 8 Ω, wymagana transformacja impedancji powinna być na poziomie 625:1. Pierwiastek (kwadratowy) tej wartości to 25, i taka powinna być przekładnia transformatora głośnikowego. Autor tego opracowania „znalazł" całą skrzynkę nowych lamp PL84 stosowanych w odbiornikach telewizyjnych starego typu, z szeregowym żarzeniem. Obserwując charakterystyki tych lamp stwierdzono nieco niższą impedancję wyjściową aniżeli podaje powyższy przykład. Jednak nadal, chcąc dopasować obciążenie do poziomu około 2,4 kΩ, należy zastosować transformator głośnikowy o przekładni około 17:1. I to są główne wytyczne poprawnego projektu transformatora głośnikowego. Aczkolwiek, wytyczne tylko w zakresie przekładni. Nie mówią one jeszcze nic, o konkretnej ilości zwojów, o indukcyjności uzwojenia pierwotnego i wtórnego, o materiale i sposobie wykonania rdzenia, nie wspominając już o szczelinie (czy i jaka szeroka). Wzmacniacz z rysunku 17 pracuje w głębokiej klasie A, a więc problem składowej stałej prądu w uzwojeniu pierwotnym transformatora, nie jest tu co najmniej marginalny. Mając to wszystko na uwadze, nie trudno się domyśleć, że sam projekt transformatora głośnikowego nie jest zadaniem łatwym. Nie mówiąc już o projekcie całego wzmacniacza fonii, który obecnie sprowadza się niemal do przejrzenia katalogu – jaki układ scalony wybrać.

Ciekawą sprawą jest, że wczesne wzmacniacze tranzystorowe również wykorzystywały transformatory głośnikowe. Przykładowy

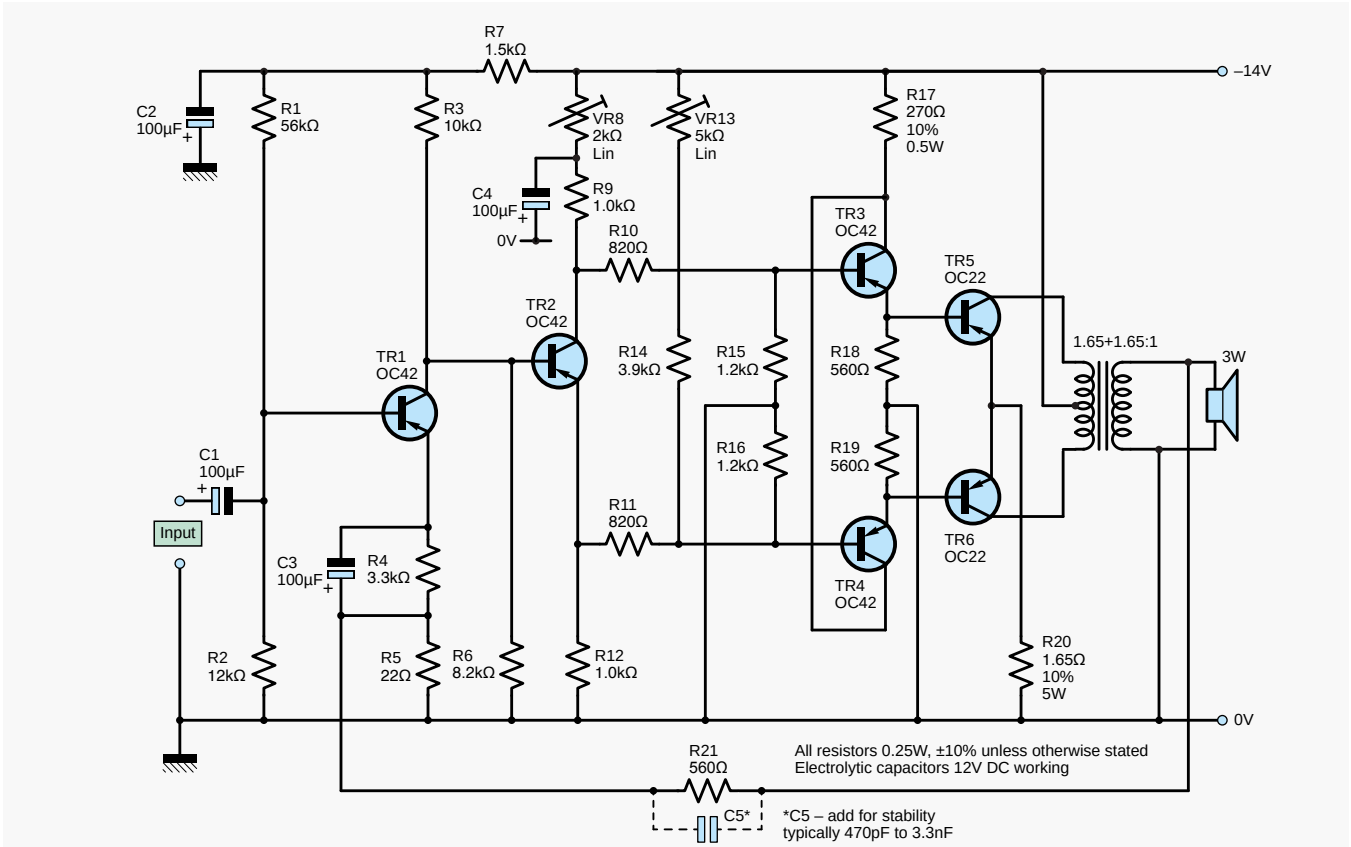


Rysunek 17. Wzmacniacz gitarowy z wykorzystaniem lampy – pentody PL84

schemat pokazano na **rysunku 18**. Tego typu rozwiązania reprezentują stosunkowo krótki przedział czasowy historii elektroniki. Jedynie wczesne tranzystory bipolarne nie były wystarczająco wydolne prądowo. Jednak, jak uporano się z „tym problemem półprzewodników" pozostał problem dostępności par komplementarnych tranzystorów zdolnych do pracy w końcówce mocy audio, w których można zrezygnować z transformatora sprzęgającego głośnik ze wzmacniaczem. We wczesnej erze półprzewodników królowały germanowe tranzystory PNP. Rysunek 18 pokazuje rozwiązanie wzmacniacza typu push-pull. O zaletach tej konfiguracji już mówiliśmy. Niweluje składową stałą strumienia magnetycznego w rdzeniu, mimo że składowa stała prądu występuje w tranzystorach sterujących transformator. Tutaj (na rysunku 18) transformator wnosi niewielką korektę do impedancji widzianej przez stopień końcowy wzmacniacza mocy (1,652 = 2,7). To nie jest głównym celem transformatora głośnikowego w tym przypadku. Konfiguracja typu push-pull zapewnia pełną symetrię nawet wtedy, gdy dysponujemy tylko jednym typem tranzystorów (tu PNP). Rozwiązania push-pull z niewielkim transformatorem głośnikowym były powszechnie stosowane we wczesnych urządzeniach wykorzystujących tranzystory niedługo po ich wynalezieniu, a zwłaszcza w turystycznych odbiornikach radiowych zasilanych bateryjnie (młodzi Czytelnicy z pewnością nie pamiętają, iż na obudowie takiego radia wyraźnie pisano, ile tranzystorów zawiera to urządzenie, co było oczywiście zabiegiem marketingowym).

W lampowych odbiornikach stacjonarnych, transformatory głośnikowe były duże i ciężkie. Wynikało to nie tylko z faktu przenoszenia stosunkowo dużej mocy. Lampa elektronowa była elementem skomplikowanym i drogim. Dlatego końcówka mocy audio była zwykle jednolampowa. A to wymuszało konfigurację pracy klasy typu A. O konsekwencjach takiego rozwiązania dla transformatora już pisaliśmy. 20 W transformator głośnikowy ważył typowo

eprasa.pl 7f12934a40



Rysunek 18a. 5 W wzmacniacz tranzystorowy klasy A (Millarda) – konstrukcja z 1961 roku



Rysunek 18b. Zdjęcie transformatora. Autor napisał: mam taki transformator (i tranzystory), które zastosuję we wzmacniaczu wykonanym wg schematu z rysunku 18a. Motywacja jest tu raczej dydaktyczna, jest nią również zamiłowanie do konstrukcji historycznych. Niemniej – o dziwo – wzmacniacz ten „brzmi" całkiem nieźle

około jednego kilograma. Rdzenie w tych transformatorach były zwykle wykonane ze stali krzemowej charakteryzującej się stosunkowo wysokim poziomem nasycenia, ale i dość szeroką pętlą histerezy. Sam materiał, z którego wykonywano rdzeń, nie w pełni go charakteryzuje. Ze względu na składową stałą strumienia magnetycznego w takim rdzeniu, istotne jest ułożenie domen magnetycznych względem kierunku magnesowania rdzenia. Już wtedy, powszechnie stosowaną techniką był feedback. Mniej więcej w tym samym czasie poznano już zbawcze działanie ujemnego sprzężenia zwrotnego, choć wciąż był problem z zapasem wzmocnienia wczesnych lamp i tranzystorów. Niemniej, w stopniach końcowych wzmacniaczy mocy stosowano feedback w celach minimalizacji zniekształceń nieliniowych oraz dla poszerzenia pasma częstotliwości przenoszonych przez wzmacniacz. Ograniczeniem w głębokości ujemnego sprzężenia zwrotnego było nie tylko niedostateczne wzmocnienie elementów aktywnych. Na rysunku 15 pokazaliśmy charakterystykę częstotliwościową samego transformatora. Jeśli element taki znajduje się w zamkniętej pętli sprzężenia zwrotnego, sprawy się mocno komplikują. Przesunięcia fazowe są zawsze niebezpieczne i sprzężenie zwrotne ujemne może stać się dodatnim. Sytuacja taka może prowadzić do wzbudzania się układu, zatem wszystkie szczegóły trzeba starannie przemyśleć. A także pod tym względem najbardziej kłopotliwym elementem jest właśnie transformator.

Istotną sprawą we wszystkich wzmacniaczach jest także ich sprawność. Tą kwestię pokrótce przedstawia **rysunek 19**. We wzmacniaczach klasy A, przy optymalnie dopasowanej impedancji obciążenia, maksymalna (teoretyczna) sprawność, i tak nie przekroczy 50%. Ale beztransformatorowy stopień push-pull z obciążeniem źródłem prądowym, ma maksymalną sprawność na poziomie tylko 25%. Jeślibyśmy chcieli układ jeszcze uprościć, tak jak pokazuje rysunek 19c i 19d (jednotranzystorowy wzmacniacz obciążony źródłem prądowym z bezpośrednim sprzężeniem głośnika, lub bezpośrednie sterowanie głośnika ze składową stałą jego prądu), wówczas maksymalna teoretyczna sprawność spada do 12,5%. Najprostsze rozwiązanie, wydaje się być pokazane na rysunku 19e. Różni się ono od rozwiązania 19c, zastąpieniem źródła prądowego rezystorem R. Ale wówczas połowa użytecznej mocy powędruje do tego rezystora i na głośnik pozostanie marne 8,3%. A cały czas mówimy o maksymalnej teoretycznie dostępnej sprawności. Zatem, konfiguracja wzmacniacza i poprawne dopasowanie impedancji mają znaczenie zasadnicze, szczególnie jeśli pracujemy ze znacznymi poziomami mocy.

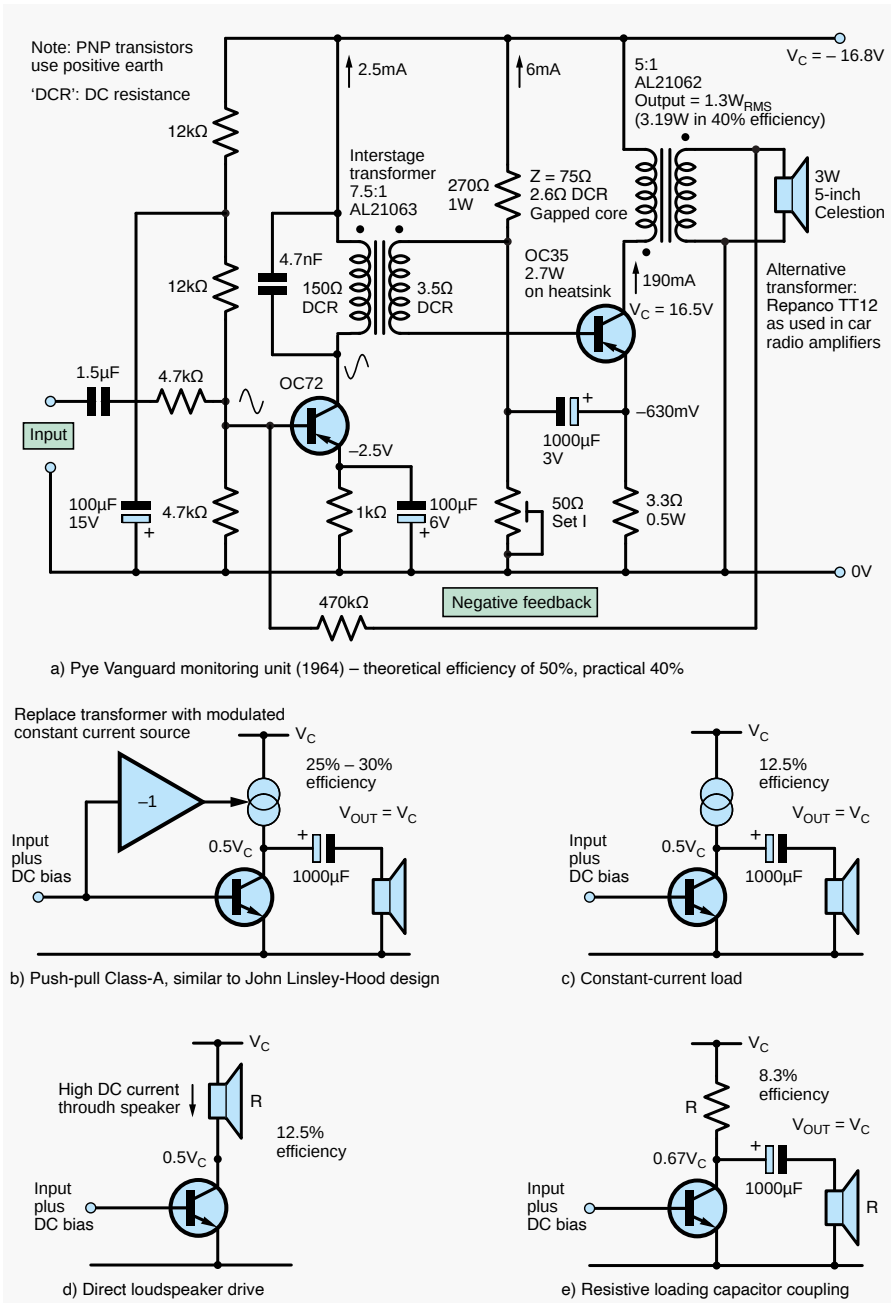
Jednak w tym miejscu, warto sobie zadać inne pytanie (zważywszy, że temat koncentruje się na roli i warunkach pracy transformatora we wzmacniaczu audio). Jaka jest rola transformatora w sensie sprawności układu wzmacniacza? Lub, jak i dlaczego obecność transformatora w stopniu końcowym audio,

eprasa.pl 7f12934a40

jest w stanie podnieść sprawność? Sens poprawnej odpowiedzi tkwi w tym, iż transformator jako obciążenie charakteryzuje mała impedancja DC i wysoka AC. Dzięki niskiej impedancji stałoprądowej, stopień wzmacniacza „widzi" pełne napięcie zasilania, a amplituda sygnału przemiennego może być dwukrotnie wyższa od faktycznego napięcia zasilania DC. Inaczej mówiąc, krzywa obciążenia statycznego jest praktycznie pionowa, zaś krzywa obciążenia dynamicznego dopasowanego obciążenia sięga podwójnej wartości zasilania DC.

Przyglądając się temu wzmacniaczowi nietrudno się domyśleć, iż jego konstrukcja nie była podyktowana brakiem alternatywy dla lampy elektronowej. Podobno, lampa „lepiej brzmi"? Znak zapytania, bo Autorowi, a właściwie osobie adaptującej tekst oryginalny do polskiego wydania, trudno to ocenić. Może, „coś w tym jest", bo lampy wnoszą parzyste harmoniczne zniekształceń, które mają być przyjemniejsze dla ucha? (znów pytajnik).

W pokazanym na rysunku 17 wzmacniaczu gitarowym, stopień wejściowy wykonano na tranzystorze polowym, uzyskując tym samym, bardzo dużą impedancję wejściową. Pośredniczący tranzystor bipolarny pracuje w konfiguracji wspólnej bazy, charakteryzującej się niską impedancją wejściową, a wysoką – wyjściową. Taki stopień OB nie wnosi wzmocnienia napięciowego. Ale, nie taka jest tu jego rola. Jest on „transformatorem impedancji" dopasowującym wyjście drenu tranzystora polowego do impedancji widzianej w siatce pierwszej pentody PL84. Całość wzmacniacza gitarowego zasilana jest wysokim napięciem +170 V. A ze schematu można odczytać, że wersja z lampą EL84 powinna być zasilona napięciem +250 V. Moc tracona w stopniu zawierającym tranzystory 2N5457 i MPSA42 jest znikoma. Dlatego, zasilanie stopnia tranzystorowego jest zbijane i filtrowane prostym obwodem RC – R12–C2. Od tranzystora polowego w stopniu wejściowym, wymaga się głównie dużej impedancji wejścia. Ale 2N5457 nie wytrzymuje zbyt wysokiego napięcia na kanale dren-źródło. Ponadto, pracuje on na aktywnej części swojej charakterystyki. MPSA42 wytrzymuje napięcie kolektor-emiter na poziomie aż 300 V. I głównym jego zadaniem jest właśnie separacja obwodu drenu 2N5457 od wysokiego napięcia. Mimo pomysłowej i prostej konstrukcji tego wzmacniacza, wymaga on też linearyzującego globalnego ujemnego sprzężenia zwrotnego. Nietypowo, bo właśnie w torze feedbacku zrealizowano tu regulację wzmocnienia tego wzmacniacza. Wzmocnienie to nie jest regulowane (jak zwykle) potencjometrem w torze sygnału, ale właśnie współczynnikiem feedbacku – wielkością ujemnego sprzężenia zwrotnego (niemniej potencjometr tu ulokowany, też powinien mieć charakterystykę logarytmiczną). Zamyka się ono (sprzężenie zwrotne) z wyjścia (samego głośnika) do źródła wejściowego tranzystora polowego. Warto tu jeszcze zwrócić uwagę, że poza członem RC równoległym do pierwotnego uzwojenia transformatora wyjściowego, nie ma tu żadnych zabiegów kształtujących charakterystykę częstotliwościową wzmacniacza. Lokalne stałoprądowe sprzężenie zwrotne w katodzie lampy PL84 ma na celu



Rysunek 19. W jednostopniowym wzmacniaczu klasy A, sprzężenie transformatorowe głośnika pozwala na uzyskanie maksymalnej, teoretycznie możliwej sprawności. Rysunek (a) – pokazuje fragment schematu wzmacniacza audio radia samochodowego z lat 60. XX wieku – teoretyczna sprawność 50%. Rysunek (b) pokazuje alternatywę „beztransformatorową" wykorzystującą koncepcję push-pull-u w klasie A, z modulowanym obciążeniem źródłem prądowym. Układ też stosunkowo sprawny energetycznie, choć tylko w połowie tego, co może zaoferować układ z transformatorem. Rysunek (c) – stałe, niemodulowane źródło prądowe w obciążeniu kolektora tranzystora jest nadal korzystne, ale maksymalna teoretycznie osiągalna sprawność spada do 12%. Rysunek (d) – bezpośrednie sprzężenie głośnika oferuje podobną sprawność jak rozwiązanie (c), ale cechuje je duża składowa DC prądu płynącego przez cewkę głośnika. Rysunek (e) – rozwiązanie to wydaje się najprostsze, ale jest najgorsze pod względem energetycznym. Tylko 8,3% maksymalnej sprawności

eprasa.pl 7f12934a40

ustawienie jej punktu pracy. I jest to prąd 70 mA w anodzie i 22 mA w drugiej siatce. Dlatego, rezystor katodowy jest dość precyzyjnie dobrany na wartość 135 Ω (91 Ω + 43 Ω).

Podpis pod tym rysunkiem jest tłumaczeniem z oryginału, którego bieżący artykuł jest tłumaczeniem; ale nie do końca, wiele uwag dodano od Redakcji EdW (nie sygnalizując tego za każdym razem). Jest to więc raczej rozszerzona adaptacja do wydania polskiego. Niemniej, wszystkie rysunki zaczerpnięte są bez żadnych zmian i poprawek z oryginału.

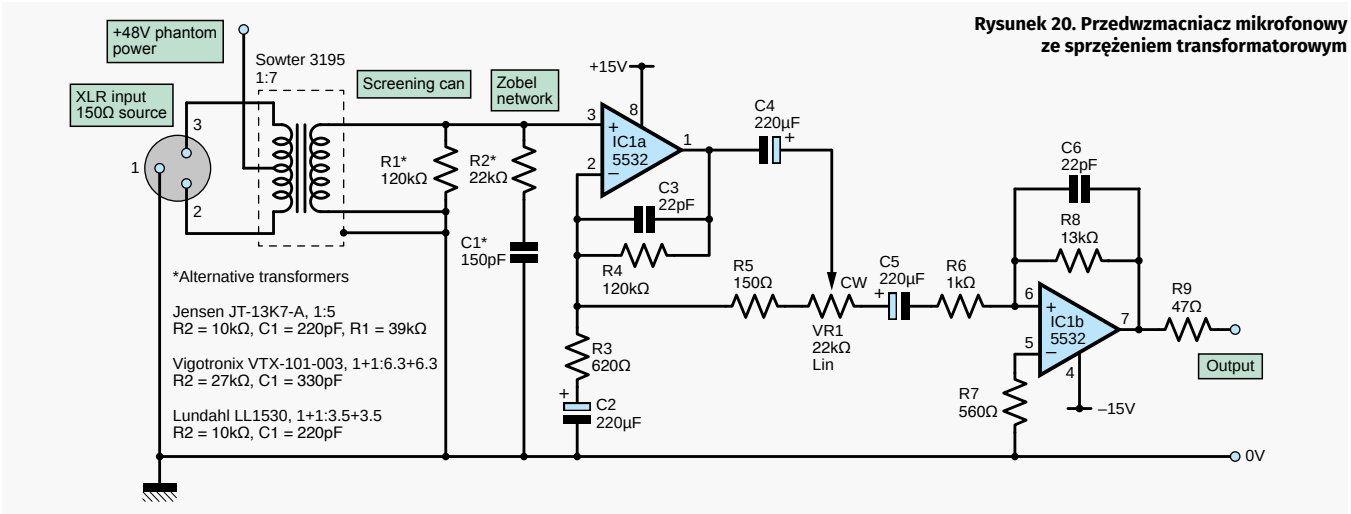
Wzmacniacz na rysunku 18a, to nie do końca klasa A, a raczej konfiguracja typu push-pull. Także, być może wzmacniacz ten dysponuje mocą akustyczną na poziomie 5 W, ale głośnik oznaczono jako 3 W. Wzmacniacz ten wykonano na germanowych tranzystorach bipolarnych typu PNP. W końcówce pracują OC22, wszystkie pozostałe tranzystory to OC42. Na stopniu wejściowym (w konfiguracji wspólnego emitera) spoczywa główne zadanie wzmocnienia napięciowego. Punkt pracy tego stopnia ustala dzielnik rezystancyjny w bazie i silne stałoprądowe ujemne sprzężenie zwrotne, realizowane przez rezystor emiterowy. Tranzystor TR2 zastosowano w celu symetrycznego odwrócenia fazy sygnału, który podawany jest na końcówkę. Pary tranzystorów TR3-TR5 i TR4-TR6 to „prawie że" Darlingtony. To znaczy, od „surowego" połączenia Darlingtona odróżnia je niewielka linearyzacja rezystorami emiterowymi. Krytyczny jest stałoprądowy punkt pracy tych tranzystorów. Poprawne ustawienie tego punktu, nie jest zapewne zadaniem łatwym, choć w tym celu zastosowano dwa potencjometry VR8 i VR13. Zadanie to utrudnia fakt, iż sprzężenie wszystkich stopni w tym wzmacniaczu jest stałoprądowe. Nie ma tu żadnych kondensatorów sprzęgających poza wejściowym. To zaleta i wada jednocześnie. W projekcie nie można rozdzielić elementów odpowiedzialnych za statyczny punkt pracy od dynamiki całości wzmacniacza. Zakładając, iż wykonano optymalne nastawy potencjometrów VR8 i VR13, całość wzmacniacza i tak w dużym stopniu pozostaje nieliniowa. Temu ma zaradzić sprzężenie zwrotne zamknięte od samego głośnika do emitera stopnia wejściowego. Z wartości elementów uwidocznionych na schemacie, nietrudno jest doliczyć się, że wzmocnienie napięciowe całości układu powinno być na poziomie 25×, czyli około 28 decybeli. Oczywiście feedback musi być ujemnym sprzężeniem zwrotnym. Aby to było prawdą, układ musi być stabilny w całym paśmie częstotliwości (nie tylko akustycznym). Czy widać w tym zakresie jakieś zagrożenia? Jest w pętli jeden element kłopotliwy – transformator! Aby zapewnić stabilną pracę pokazanego tu wzmacniacza, Autor sugeruje dobór kondensatora równoległego do rezystora feedbacku R21. Obliczenie wartości C5 jest „poważnym wyzwaniem", a i tak nie zawsze teoretyczna wartość sprawdzi się w praktyce. Dlatego C5 oznaczono * (gwiazdką) z sugestią doboru eksperymentalnego w zakresie od 470 pF do 3,3 nF. Dobór tej „korekty częstotliwościowej" musi być dobrze skorelowany ze statycznym prądem płynącym w tranzystorach realizujących wzmocnienie mocy. W tym zakresie należałoby sugerować pomiar napięcia między bazami tranzystorów TR3 i TR4 na czterokrotną wartość typowego germanowego złącza P-N. A przydałaby się też korekcja temperaturowa jakimś termistorem (jakiego tu brak). Te sugestie każą krytycznie patrzeć na schemat z rysunku 18 a. Może działać całkiem dobrze, ale tylko wtedy, gdy elektronik, który buduje ten wzmacniacz „ma wiedzę" – jak on ma dokładnie działać! Dzisiaj, jesteśmy w dużym stopniu zwolnieni z tak wnikliwej analizy działania, wydawałoby się – prostego układu. Ale, może w tym tkwi większy urok „elektroniki dawnej", i uzasadnia to, o czym Autor wspomniał pod rysunkiem 18b.

Wszystkie sprawności podane na rysunkach od 19a do 19e dotyczą sytuacji, w której wielkość amplitudy sygnału jest maksymalnie duża, tj. tuż przed obcinaniem spowodowanym ograniczonym zakresem zasilania. Przy niższych nastawach głośności (potencjometrem radia lub wzmacniacza) sytuacja sprawności energetycznej jest jeszcze, i zwykle zdecydowanie gorsza. Najwięcej w tym zakresie może zaoferować transformator, gdyż nie ma na nim praktycznie spadku napięcia DC. Wszystkie inne rozwiązania z rysunku 19 ograniczają napięcie zasilania widziane przez tranzystor klasy A, zwykle do połowy szyny zasilania (supply rail). Schemat wzmacniacza na rysunku 19a pochodzi z opracowania Pye Vanguarda (1964 rok). Teoretyczna sprawność wynosi tu 50%. Praktycznie osiąga 40%.

Przyglądając się schematowi z rysunku 19a, warto jeszcze zwrócić uwagę na kilka szczegółów. W tym wzmacniaczu pracują dwa bipolarne tranzystory PNP. Zatem, zasilanie jest napięciem ujemnym (względem masy). Dla oczekiwanej mocy akustycznej na poziomie 1,3 WRMS, napięcie to ma stosunkowo dużą wartość (16,8 V, co dla aplikacji w radiu samochodowym, było pewnie kłopotliwe). Tranzystor OC35 pracuje w klasie A, i wymaga mimo wszystko radiatora. Prąd spoczynkowy tego tranzystora ustawiono na poziomie 190 mA, co daje statyczną moc w tym tranzystorze na poziomie około 3,2 W. To około 2,5-krotna wartość uzyskanej mocy akustycznej w głośniku, co oznacza wypadkową sprawność na poziomie 40%. Transformator wyjściowy nawinięto na rdzeniu ze szczeliną, uzyskując rezystancję DC uzwojenia pierwotnego na poziomie 2,6 Ω. Warto też zwrócić uwagę na szczegół ciekawy, a mogący umknąć uwadze. Jak teraz są malutkie głośniczki (w telefonach, tabletach, komputerach, a nawet dużych telewizorach). Czasem dziwi, jak możliwa jest tak duża moc akustyczna w porównaniu do wielkości głośnika (nawet basy dobrze słychać!). Tutaj, 3 W głośnik ma średnicę pięciu cali! We wzmacniaczu z rysunku 19a widzimy jeszcze jeden transformator, ale tym zajmiemy się dalej. Natomiast teraz, warto zwrócić jeszcze uwagę na globalne ujemne sprzężenie zwrotne, obejmujące całość wzmacniacza, od głośnika do stopnia wejściowego. Nie widać specjalnych zabiegów kształtujących charakterystykę częstotliwościową feedbacku (a w pętli tej znajdują się dwa transformatory!). Rolą tego sprzężenia zwrotnego, jest oczywiście linearyzacja całości wzmacniacza. Linearyzowana jest też sama końcówka mocy klasy A. To rozwiązanie jest klasyczne i tradycyjne, niskoomowym rezystorem w emiterze tranzystora OC35. Statyczny punkt pracy tego tranzystora ustawiany jest widocznym na schemacie potencjometrem 50 Ω. W tamtych czasach, tranzystory nie miały zbyt dużego wzmocnienia prądowego. Dlatego należało dbać o w pełni jego wykorzystanie. Sam tranzystor był elementem cennym i drogim, dlatego w alternatywie dołożenia dodatkowego tranzystora, warto było rozbudować układ o co najmniej kilka elementów dyskretnych, nawet tak skomplikowanych jak transformator. Tutaj, tranzystor końcowy sterowany jest z niskoimpedancyjnego wyjścia dodatkowego transformatora międzystopniowego. W układzie tym chodzi w istocie o uzyskanie dużego wzmocnienia napięciowego i wzmocnienia mocy, z „marnych" tranzystorów bipolarnych. Dlatego warto się przyjrzeć temu schematowi dokładniej i docenić pomysłowość i kunszt jego autorów. Temat zasługiwałby na oddzielne opracowanie. Nas jednak interesuje „wybiórczo" – praca transformatora w sprzęcie audio. Dlatego, pozostawiamy Czytelnikowi dalszą analizę tego co pokazuje rysunek 19 i – „idziemy dalej".

Stosowanie transformatorów w dawnym sprzęcie audio, nie ograniczało się do transformatorów głośnikowych w stopniach końcowych mocy. W dalszej części, przyjrzymy

eprasa.pl 7f12934a40



Rysunek 20. Przedwzmacniacz mikrofonowy ze sprzężeniem transformatorowym

się transformatorom na wejściu toru akustycznego oraz międzystopniowym.

Transformator na wejściu toru akustycznego

Przeniesiemy się teraz na „drugi koniec" sprzętu audio, czyli na wejście tego toru. Czy tu też znajdziemy transformatory? Odpowiedź jest twierdząca, ale cel stosowania transformatorów w tym miejscu jest zupełnie inny. Jeśli na jakimś schemacie widzimy tu transformator, to zapewne jego zadaniem będzie izolacja galwaniczna bądź dopasowanie impedancyjne źródła (np. mikrofonu). Dobrym przykładem będzie tu przedwzmacniacz dla mikrofonu z ruchomą cewką (dla którego, typowa wartość impedancji wyjściowej jest na poziomie 600 Ω). Głównym kryterium projektowania przedwzmacniaczy są niskie szumy. Opracowano specjalne konstrukcje wzmacniaczy operacyjnych dla stopni wejściowych toru akustycznego. Takim jest np. NE5534. Ten WO wykazuje najniższe szumy przy impedancji źródła na poziomie 4,5 kΩ. Transformator wejściowy jako „transformator impedancji" powinien wykazywać współczynnik ten na poziomie około siedmiu. Przykład takiego przedwzmacniacza pokazuje **rysunek 20**, a wygląd transformatora wejściowego obrazuje zdjęcie na **rysunku 21**.

Od transformatora wejściowego oczekuje się zupełnie innych właściwości, aniżeli od transformatorów na drugim końcu toru fonii. Tu, przenoszone moce są znikome, w zakresie miliwatów. Amplituda napięcia sygnałów wejściowych jest też niewielka. To też problemy, które sygnalizowaliśmy w punkcie omawiającym charakterystykę rdzenia (histereza) są tu szczególnie dokuczliwe. Natomiast ryzyko nasycania rdzenia praktycznie nie występuje. Transformatory wejściowe mogą mieć bardzo małe rozmiary, a rdzeń wykonany – np. z mumetalu. Natomiast, ważne jest staranne ekranowanie całego transformatora, aby chronić stopień wejściowy przed przydźwiękiem otaczających i zakłócających pól elektromagnetycznych. Dlatego, jak widać na rysunku 21, trudno rozpoznać, że transformator „to transformator". Jest to zwykle „metalowa puszka" wykonana z materiału podobnego do tego, z którego wykonany jest rdzeń transformatora, np. z mumetalu. Kształtem zwykle przypomina walec, choć może być też prostopadłościenny. Transformatory tego typu mają zwykle dzielone uzwojenie pierwotne oraz przekładnię typowo w zakresie 4:1 do 12:1.

Zauważmy, jak na schemacie z rysunku 20 doprowadzono napięcie „phantom supply" polaryzujące obwód mikrofonu. Wykorzystanie centralnego odczepu transformatora, jest prostym i pomysłowym zabiegiem. Symetria w tym zakresie pozwala na zbalansowanie stopnia wejściowego tak, ażeby zakłócenia EMI ulegały redukcji (wzajemnej kompensacji) już w samym stopniu wejściowym.

Projekt przedwzmacniacza pokazanego na rysunku 20 zakłada wykorzystanie jednego z trzech transformatorów kilku czołowych producentów. W zależności od wybranego transformatora, należy odpowiednio zmodyfikować wartości elementów oznaczonych gwiazdką: R1*, R2* i C1*. Rolą tych elementów jest tłumienie własnego rezonansu transformatora w zakresie górnych częstotliwości akustycznych lub ponadakustycznych. To praktyczna realizacja rozwiązania problemów sygnalizowanych na rysunkach 15 i 16 bieżącego opracowania. Impedancja wejściowa wzmacniacza operacyjnego IC1a jest tu bardzo duża i obciążeniem uzwojenia wtórnego transformatora jest praktycznie „Zobel Network" złożony z dwóch rezystorów i kondensatora



Rysunek 21. Zdjęcie pokazujące zewnętrzny wygląd dwóch transformatorów mikrofonowych; to jedne z najlepszych „produktów" w tym zakresie

niewielkiej pojemności. Specyficzna jest też dalsza część przedwzmacniacza pokazanego na rysunku 20. Pracują tu dwa wzmacniacze operacyjne zamknięte w kostce NE5532. Wzmocnienie całości układu jest regulowane potencjometrem (o charakterystyce liniowej) w przedziale +14 dB do +70 dB. WO zasilane są napięciem symetrycznym plus i minus 15 V. Stałoprądowa polaryzacja wejść jest na poziomie zera wolt. I, jak przystało na przedwzmacniacz w torze audio, zadbano o kształtowanie jego charakterystyki częstotliwościowej. Wzmacniacz IC1a pracuje w konfiguracji nieodwracającej ze wzmocnieniem zależnym od położenia potencjometru VR1. Położenie suwaka tego potencjometru wpływa nie tylko na wzmocnienie IC1a, ale także sekcji z WO IC1b. Na schemacie z rysunku 20, w obrębie wzmacniacza IC1b jest błąd. Ten musi pracować w konfiguracji odwracającej (należy zamienić wejścia plus

eprasa.pl 7f12934a40

i minus). W dolnej części pasma akustycznego decydujące są dużej pojemności kondensatory C2, C4 i C5. W górnym zakresie tego pasma decydujący jest biegun wnoszony przez elementy lokalnej pętli feedbacku w obrębie WO IC1b (który nie trudno wyliczyć, jest w okolicy częstotliwości 300 Hz).

Wyjście całego przedwzmacniacza jest niskoimpedancyjne. Ale, zapewne dlatego, iż stanowi on oddzielny moduł, zabezpieczono je szeregowym rezystorem R9 o wartości 47 Ω, co należy uwzględnić przy łączeniu układu z dalszą częścią toru fonii – audio.

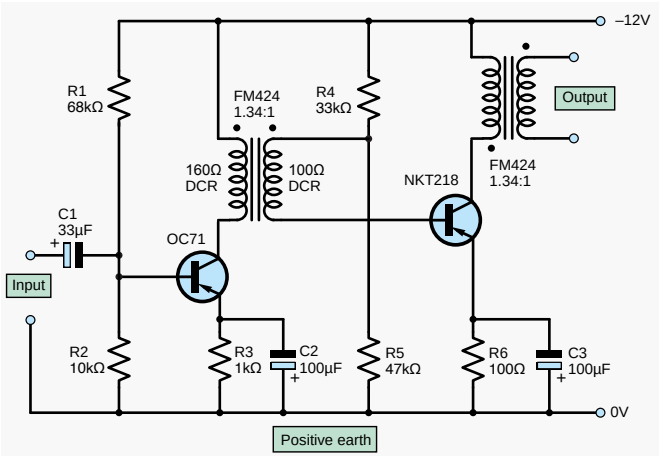
Transformatory międzystopniowe

Widzimy już, że transformatory stosowano na wejściu i na wyjściu toru fonii. Czy także znalazły zastosowanie wewnątrz tego toru? W czasach, gdy elementy elektroniczne zdolne do wzmacniania sygnału były „na wagę złota", poszukiwano różnych alternatywnych metod, aby osiągnąć potrzebne wzmocnienie przy minimalnej liczbie lamp elektronowych lub kiepskich pierwszych tranzystorów. Historia elektroniki w tym zakresie jest nie mniej ciekawa od niej samej. Około roku 1940 wzmacniacze lampowe, jak i konstrukcja triod i pentod była na tyle dopracowana, że tendencja stosowania międzystopniowych transformatorów traciła na swym znaczeniu. Powróciła ona jednak w krótkim czasie po wynalezieniu pierwszego bipolarnego tranzystora półprzewodnikowego. Funkcja transformatora międzystopniowego we wzmacniaczu jest inna aniżeli na jego wejściu i/lub wyjściu. Tu chodziło o optymalne dopasowanie impedancji, co pozwoliło „wycisnąć" maksimum wzmocnienia z kiepskiego tranzystora (lub wcześniej – lampy).

Transformatory ulokowane między stopniem wzmocnienia napięciowego, a końcówką mocy były nazywane „driver transformer". Ich zadaniem, obok dopasowania impedancyjnego, było odwrócenie fazy dla jednego z tranzystorów końcówki mocy (pracującej np. w konfiguracji push-pull). Tu była potrzebna symetria mimo, iż nie dysponowano „symetrycznymi tranzystorami" (komplementarnymi). Tego typu transformatory międzystopniowe posiadały dwa symetryczne uzwojenia wtórne, a cenną cechą transformatora jest, iż nie ma problemu z wzajemną izolacją uzwojeń jak i „swobodnym dysponowaniem" (np. odwróceniem) fazy. Wymogi w zakresie mocy dla tych transformatorów są niewielkie, w granicach 20 do 200 mW (pośrednie, między input i output trafami). Ponieważ w stopniu tym istotny jest problem zniekształceń nieliniowych, dlatego optymalnym wyborem na materiał rdzenia był wówczas radiometal.

Schemat przykładowego przedwzmacniacza z transformatorem międzystopniowym pokazano na **rysunku 22**. Tutaj przekładnia jest niewielka (1,34:1), a typowe wartości to 1,5:1 do 5:1. Praktycznie zawsze były to „step-down transformery", z uwagi na potrzebę dopasowania stosunkowo wysokiej impedancji widzianej z kolektora tranzystora do niskiej impedancji w obwodzie bazy następnego stopnia. Sprzężenie transformatorowe tego typu jak w układzie na rysunku 22, niesie ze sobą jeszcze jedną zaletę. O korzyści niskiej impedancji DC po pierwotnej stronie transformatora już pisaliśmy przy okazji układu z rysunku 17 i 19a. Niska impedancja DC uzwojenia wtórnego sterującego bazą tranzystora NKT218 (rysunek 22) jest także korzystna i wykazuje zaletę pod kątem stałoprądowej polaryzacji bazy tego stopnia. Takie rozwiązanie gwarantuje stabilną pracę (tu) dwustopniowego przedwzmacniacza pokazanego na rysunku 22.

Na schemacie z rysunku 22 warto zwrócić uwagę, na fakt, iż oba tranzystory pracują w konfiguracji wspólnego emitera, ale sprzężenie transformatorowe wykorzystuje jako zaletę to, że tranzystor bipolarny jest w istocie wzmacniaczem prądowym. Tu, pierwszy stopień pracuje z niewielkim prądem spoczynkowym na poziomie jednego miliampera. Punkt pracy drugiego tranzystora (NKT218) jest



Rysunek 22. Dwustopniowy przedwzmacniacz ze sprzężeniem transformatorowym

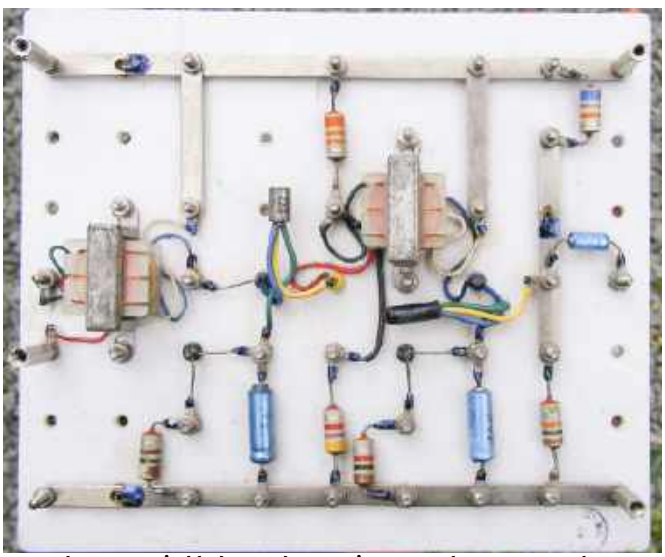
na poziomie składowej stałej około 65 mA. Kończąc te rozważania zauważmy jeszcze, iż prosta modyfikacja układu z rysunku 22 polegająca na dołożeniu kondensatora elektrolitycznego z węzła łączącego rezystory R4 i R5 do masy, efektywnie zwiększy wzmocnienie całości (tego) przedwzmacniacza. Trudno przypuszczać, aby było to niedopatrzenie konstruktorów. Taki zabieg zwiększy wzmocnienie, ale pogorszy liniowość układu, czego efektem będą nieliniowe zniekształcenia. Niemniej, warto przeanalizować tę alternatywę pod kątem zalet sprzężenia transformatorowego w połączeniu z prądowym charakterem wzmocnienia tranzystora bipolarnego.

A dlaczego to wszystko co powiedzieliśmy w tym artykule należy w zasadzie do historii? Zapewne dlatego, iż transformator z zasady jest elementem skomplikowanym, drogim, kłopotliwym pod wieloma względami, stosunkowo dużym gabarytami i ciężkim wagą, i obecnie w ogóle – elementem nie lubianym! ■

Jake Rothman

Adaptacja do wydania polskiego: Karol Świerc

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



Rysunek 23. Montaż układu przedwzmacniacza wg schematu z rysunku 22. Układ ten służył jako pomoc dydaktyczna w radio-telewizyjnym „Service College" w południowym Londynie w latach 70. XX wieku. Nadal cieszy studentów jako „fuzz box" na tranzystorach germanowych

eprasa.pl 7f12934a40

Migające diody LED i śliniący się inżynierowie (22)

Piszę te słowa zaledwie kilka dni po tym, jak dostałem e-mail od nowego subskrybenta naszego znakomitego czasopisma (Practical Electronics – przypis redaktora). Ów dżentelmen pytał: co to za „śliniący się inżynierowie" w tytule tej serii felietonów? Odpowiedziałem: wzięło się to z tego, że mam skłonność do głoszenia: „Pokaż mi migającą diodę LED, a pokażę Ci śliniącego się faceta". Od tego czasu nic od niego nie słyszałem. Przypuszczam, że to dlatego, iż wciąż tarza się po podłodze ze śmiechu.

Guzik na głowie

Na pewno czasami zaczynasz zdanie mówiąc „Więc...", a następnie robisz pauzę i zbierasz myśli przed kontynuowaniem wypowiedzi. Hmm... Wiele księżyców temu miałem przyjaciółkę, która w rozmowie nie znosiła próżni i zawsze ją wypełniała mówiąc: „Przyszyj sobie guzik na głowie". Nie miałem pojęcia, co to oznaczało i było to dla mnie niezwykle irytujące. Więc... o ironio, teraz mam tendencję do powtarzania tego zwrotu innym ludziom.

Powodem, dla którego o tym wspominam, jest chęć rozpoczęcia nowego przedsięwzięcia. Pamiętacie mój projekt Silnik prognostyczny Inamorata? Odegrał on kluczową rolę w rozpoczęciu serii felietonów o migających LEDach („Practical Electronics", marzec 2020; EdW październik 2023 – przypis redaktora). Racją bytu tego wspaniałego urządzenia, stojącego obecnie u mnie w biurze, jest przewidywanie nastroju mojej żony (Gina Wspaniała) i informowanie mnie, z której strony wieje wiatr, zanim wyruszę wieczorem do domu.



Rysunek 1. Mój gigantyczny kondensator zmienny. Masz może większy?!

Gdyby Gina kiedykolwiek odkryła prawdziwy cel zbudowania tego monstrum, to – paradoksalnie – już bym go więcej nie potrzebował do przewidywania jej nastroju...

Każdy, kto styka się z moim rewolucyjnym Silnikiem Prognozującym, jest zachwycony. Wielu moich przyjaciół powiedziało mi, że sami chcieliby sobie taki sprawić. Często jestem proszony o przyniesienie go na różne imprezy, np. lokalne zloty krótkofalarskie, aby ozdobić stoisko jakiejś firmy lub stowarzyszenia. Problem polega na tym, że Silnik jest trochę duży – wyższy ode mnie – i jest nieco delikatny, więc najchętniej pozostawiłbym go tam, gdzie zawsze stoi.

Moja nowa maszyna – nazwijmy ją Silnikiem Szyjącym – będzie znacznie bardziej mobilna. Zostanie umieszczona w zabytkowym stoliku maszyny do szycia z żeliwną podstawą, podobnym do tego, jaki widnieje na stronie Olde Good Things (https://bit.ly/3n56Ogz). Mój stolik jest prawie identyczny. Tyle, że nie zapłaciłem za niego sumy 250 dolarów, jakiej żądali ludzie z Olde Good Things, ponieważ mój kumpel Carpenter Bob, wiedząc, czego szukam, nabył go za grosze na aukcji gdzieś na wsi.

Wciąż się zastanawiam, jak to zbudować. Wiem jedno – że w końcu będę mógł użyć gigantycznego kondensatora zmiennego, który kilka lat temu podarował mi mój kolega Paul Parry ze strony Bad Dog Designs (https://bit.ly/3v5NMtS). To cacko (kondensator, nie Paul) ma wymiary około 30 × 30 × 30 cm (**rysunek 1**). Zamierzam usunąć z niego drewnianą podstawę i wykorzystać ją do czegoś innego. Ale na razie podziwiajcie napęd paskowy, widoczny po lewej stronie. Paul usunął ograniczniki, które ograniczały ruch rotora kondensatora. Może się on teraz obracać w kółko, co wygląda mega imponująco. Nie lubię się przechwalać (jestem bardzo dumny ze swojej skromności), ale założę się, że mój kondensator jest większy niż Twój!

Kolejną rzeczą, której jestem pewien, jest to, że Szyjący Silnik będzie się obnosił z pięcioma ogromnymi lampami elektronowymi, takimi jak te umieszczone na szczycie Silnika Prognozującego. Najwyższa z nich ma 13 cali od góry do dołu. Lampy te, już niedziałające, nabyłem kilka lat temu za parę groszy w miejscowym sklepie elektronicznym, który kończył działalność. I od tamtej pory czekałem na okazję, by ich użyć.

W Silniku Prognozującym wokół cokołu każdej lampy jest metalowa opaska. W Silniku Szyjącym użyję wymyślnych opasek wydrukowanych na drukarce 3D, zaprojektowanych przez mojego kumpla Steve'a Manleya. Wewnątrz każdej opaski będzie pasek około 30 trójkolorowych diod LED WS2812. Jakiś czas temu robiłem próby z tymi LED-ami, zasilając je statycznie. Efekt okazał się jednak prawie niemożliwy do dostrzeżenia przy normalnym oświetleniu otoczenia. Potem zacząłem eksperymentować z efektami dynamicznymi, takimi jak świecące punkty goniące się nawzajem dookoła

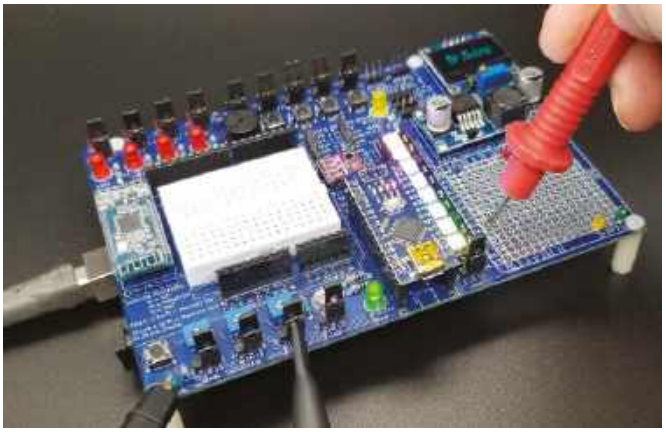


Rysunek 2. Diody LED ożywiają stare lampy elektronowe

eprasa.pl 7f12934a40



Rysunek 3. Prosty i tani sterownik silnika trójfazowego na 12 V



Rysunek 4. Dr. Duino Explorer (zdjęcie: Guido Bonelli)

(**rysunek 2**). Ludzkie oko jest niezwykle wrażliwe na ruch, więc efekt był dość zaskakujący – do tego stopnia, że elementy wnętrza lamp czasami wydają się obracać w przeciwnym kierunku. Abyście mogli to zobaczyć, nagrałem w moim biurze krótki film: https://bit.ly/3ax6EZu.

Oprócz wyświetlania różnych losowych sekwencji można by było sprawić, aby LED-y reagowały na dźwięk – ale to już historia na inny dzień i inny artykuł.

Ostra jazda

Wracamy teraz do mojego kondensatora zmiennego. Jeden koniec paska napędowego obraca koło zębate na wałku poruszającym rotor kondensatora, a drugi koniec paska opasuje koło sterowane przez silnik kryjący się w drewnianej podstawie.

Niejasno pamiętałem, jak Paul Parry powiedział mi, że jest to silnik na 12 V, ale to było wszystko. Możesz sobie wyobrazić moje zdziwienie, gdy zajrzałem do podstawy i ujrzałem małą przekładnię i silnik o średnicy około 1,5 cala i długości 4 cali. Ale nie to było zaskoczeniem, lecz fakt, że z silnika wychodziły trzy przewody. Pomyślałem: „Aha! Mamy tu trójfazowy silnik bezszczotkowy". Zaletą silników bezszczotkowych jest to, że są niezwykle ciche – zarówno fizycznie (na słuch), jak i elektrycznie (pod względem „szumu elektromagnetycznego"). Ich wadą jest to, że są one trudne do sterowania, o ile chcemy zbudować własne sterowanie od podstaw. Na szczęście prosty i tani sterownik można kupić na eBay-u (https://bit.ly/2YLSLUi). I tak właśnie uczyniłem (**rysunek 3**).

Przypominam sobie, że Paul używał czterech takich silników do napędzania bębnów swojego legendarnego zegara Tajna Bomba (https://bit.ly/3p0tH76). Jest to replika „Bomby" Alana Turinga, która podczas II wojny światowej pomagała oficerom brytyjskiego wywiadu rozszyfrowywać wiadomości zakodowane przez niemiecką maszynę Enigma. Widziałem kiedyś tę cudowną maszynę w akcji i nie było słychać szmeru silników.

Czy jest lekarz na sali?

Jeden problem z płytką sterownika dla silnika 3-fazowego jest taki, że najwyraźniej jest ona nieprzystosowana do sterowania z mikrokontrolera. Do sterowania kierunkiem obrotów silnika jest używana zworka po prawej stronie płytki, a do sterowania prędkością – potencjometr w lewym dolnym rogu. Gdybym chciał sterować tą płytką na przykład z Arduino Uno, to zastanawiam się, czy w celu zastąpienia zworki mógłbym użyć zwykłego wyjścia cyfrowego. A zamiast potencjometru – wyjścia z modulacją szerokości impulsu (PWM) z filtrem wygładzającym RC. Jedną z płytek, po które od razu sięgam, gdy prototypuję coś takiego, jest Dr. Duino Explorer (https://bit.ly/2YSrIat), którą stworzył mój kumpel Guido Bonelli. Jest to interesująca rzecz – może być wykorzystana jako płytka bazowa dla Arduino Uno, ewentualnie Arduino Nano, co widzimy na **rysunku 4**.

Zamiast używać zwykłej płytki prototypowej i przedzierać się przez gąszcz przewodów, bierzemy Explorera. Oferuje on większość rzeczy potrzebnych do prototypowania typowych projektów – na przykład takich, jak moje próby z płytką sterownika silnika. Explorer zawiera cztery przyciski, trzy potencjometry, fotorezystor (LDR), cztery czerwone diody LED i kilka rezystorów. Jest też brzęczyk piezoelektryczny i joystick z ośmioma NeoPikselami. Co więcej, w prawym górnym rogu płytki mamy wyświetlacz graficzny OLED, a po prawej u dołu znajduje się bardzo przydatne pole punktów lutowniczych, gdzie można montować dodatkowe elementy dyskretne i układy scalone. Tuż pod wyświetlaczem umieszczono dość „mięsisty" stabilizator napięcia. Ale to nie wszystko. Jest jeszcze mała prototypowa płytka stykowa, a oprócz niej są listwy, do których można podłączyć różne czujniki i elementy wykonawcze oparte na I²C. W zestawie znajduje się też ultradźwiękowy czujnik odległości, którego nie widać na zdjęciu.

Powinienem chyba jeszcze zwrócić uwagę na to, że zestaw Dr. Duino Explorer można złożyć krok po kroku według instrukcji w Internecie, zawierającej doskonałe zdjęcia w dużej rozdzielczości. Jest to najbardziej kompletna, intuicyjna i przyjazna dla użytkownika instrukcja, jaką kiedykolwiek widziałem. Twierdzę to z całą odpowiedzialnością.

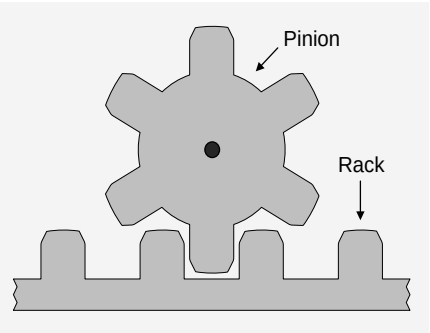
Czujesz się usatysfakcjonowany?

Stare anglojęzyczne powiedzenie „ciekawość zabiła kota" ma ostrzegać przed niebezpieczeństwem niepotrzebnego wtykania nosa w różne sprawy. Później dodano „ale satysfakcja przywróciła go do życia", co ma wskazywać, że zadowolenie, odczuwane przez kota po dokonaniu odkrycia mimo ryzyka, jest zdolne doprowadzić go do zmartwychwstania.



Rysunek 5. Tajemniczy kot (zdjęcie: Alvin Brown)

eprasa.pl 7f12934a40



Rysunek 6. Zespół zębatki i zębnika

Ale nie o tym chciałem mówić. Jak już kiedyś pisałem – to dziwne, jak niezależne pomysły z różnych źródeł wydają się czasami łączyć w tym samym czasie. Na przykład kilka tygodni temu otrzymałem od mojego kolegi Alvina z Wielkiej Brytanii dość enigmatyczne zdjęcie ciekawej konstrukcji w kształcie kota (**rysunek 5**). Razem z Alvinem jesteśmy współautorami kilku książek, w tym „How Computers Do Math" (Jak komputery wykonują matmę – przypis redaktora) (https://amzn.to/3iYNAYH) i lubimy informować się nawzajem o naszych bieżących projektach. Ten projekt był dla mnie nowy, więc poprosiłem go o wyjaśnienie, objaśnienie i rozjaśnienie...

Alvin odpowiedział mi filmem, na którym po raz pierwszy zobaczyłem, że oczy kota się poruszają (https://bit.ly/3DHiMDM). Alvin wyjaśnił, że do zrealizowania oczu użył wyświetlaczy OLED z maski Adafruit Monster (https://bit.ly/3ayvLen), i że dodał do tych wyświetlaczy wypukłe plastikowe soczewki o średnicy 40 mm (https://bit.ly/3azM7 mP). Powiedział, że wyświetlacze są dostarczane z oprogramowaniem i plikiem konfiguracyjnym, który pozwala zaprogramować je tak, by wyglądały jak oczy kota, węża lub człowieka. Do nich Alvin dokupił w Hobbycraft pustą kartonową maskę kota (https://bit.ly/3AHPJOf), którą następnie sam pomalował. Całość ma, jak twierdzi, rozmiar około 6 × 6 cali.

Widok poruszających się oczu kota produkcji Alvina sprawił, że zaraz pomyślałem o oczach SMAD (Steve and Max's Awesome Display) na głowach moich pseudo-robotów. Jak wspomniałem w poprzednim artykule („Practical Electronics" listopad 2021; EdW czerwiec 2025 – przypis redaktora), Steve i ja planowaliśmy poprzez aktywację różnych grup pikseli sprawić, by SMADy wydawały się patrzeć w lewo, w prawo, w górę lub w dół. Z radością nad tym rozmyślałem, kiedy Alvin wysłał mi ostatniego e-maila z informacją, że myśli o dalszych ulepszeniach, w tym o dodaniu czujnika wykrywającego ruch oraz serwomechanizmu do obracania głowy w kierunku wykrytego obiektu. A gdy tylko zacząłem się zastanawiać nad tymi nowymi elementami sztucznej inteligencji – ku mojemu zaskoczeniu...

Roboty powstańcie!

Otrzymałem telefon od wybitnego redaktora „Practical Electronics". Tak! Osoba po drugiej stronie słuchawki to był nikt inny jak człowiek-mit, człowiek-legenda – Matt Pulzer (trąby, zagrzmijcie)! Nie jestem pewien, czy Matt czytał w moich myślach, ale powiedział, że fajnie byłoby wyposażyć głowy moich robotów – oprócz możliwości patrzenia w lewo, w prawo, w górę i w dół – w jakąś formę ruchu. Matt proponował nawet użycie siłownika liniowego, np. solenoidu lub układu zębatka-zębnik, co miałoby dać oczom SMAD możliwość „wyskakiwania z orbit" – poruszania się do przodu i do tyłu.

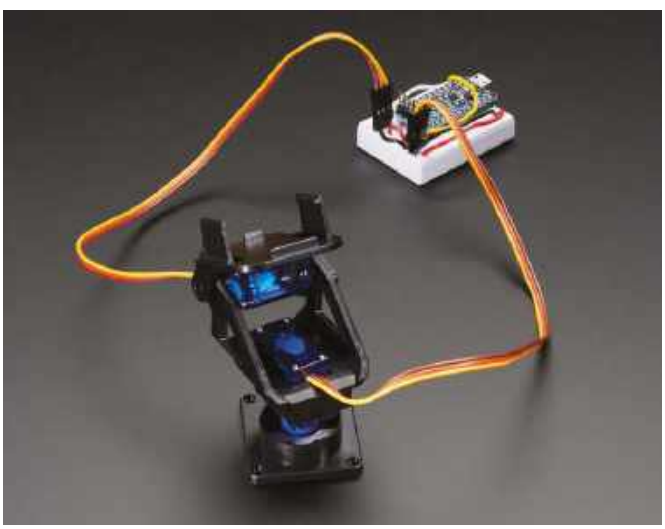
Dla przypomnienia: siłownik liniowy oparty na solenoidzie składa się z przewodu nawiniętego wokół ferromagnetycznego rdzenia. Jeśli przez przewód przepływa prąd, rdzeń działa jak magnes z biegunami północnym i południowym. Pomysł polega na tym, że rdzeń jest tylko częściowo włożony do cewki. Załączenie prądu spowoduje, że ten rdzeń (w tym przypadku oficjalnie zwany „trzpieniem") zostanie wciągnięty całkowicie. Ruch ten można wykorzystać do ciągnięcia lub popchnięcia jakiegoś ciężaru – na przykład oczu SMAD. Gdy prąd zostanie wyłączony, sprężyna sprowadzi siłownik do pozycji początkowej.

Z kolei zespół zębatki i zębnika może przekształcać ruch obrotowy silnika w odpowiadające mu przesunięcie liniowe. Zazwyczaj działa to w ten sposób, że najpierw szybkie obroty silnika o małym momencie obrotowym są w przekładni zębatej przekształcane w obroty o niższej prędkości, ale wyższym momencie obrotowym. Do wałka wychodzącego z przekładni jest przymocowane specjalne koło zębate – zębnik, a jego zęby łączą się z zębami na zębatce (**rysunek 6**).

Z pewnością nie powiem Mattowi, że nie sprawię, żeby oczy poruszały się do przodu i do tyłu. Żeby było jasne – sprawić nie sprawię, natomiast nie zamierzam Mattowi tego powiedzieć. Niech to będzie nasza mała tajemnica. Nadal jednak zamierzam dać oczom SMAD możliwość poruszania się w lewo, w prawo, w górę i w dół.

„Pan-and-tilt" i krągłości

Temat obejmuje kilka aspektów. Na przykład, by przeprowadzić kilka szybkich eksperymentów, właśnie kupiłem dwa mechanizmy „pan-and-tilt" (realizujące obrót w poziomie i nachylanie w pionie; przypis redaktora) ze strony Adafruit (https://bit.ly/3lIjQB1). Każde z tych cudeniek jest w pełni zmontowane i wyposażone w dwa mikroserwomechanizmy SG-90 (lub SG-92), które pozwalają na obrót na boki o około 180° i pochylanie w górę i dół o około 150° (**rysunek 7**).

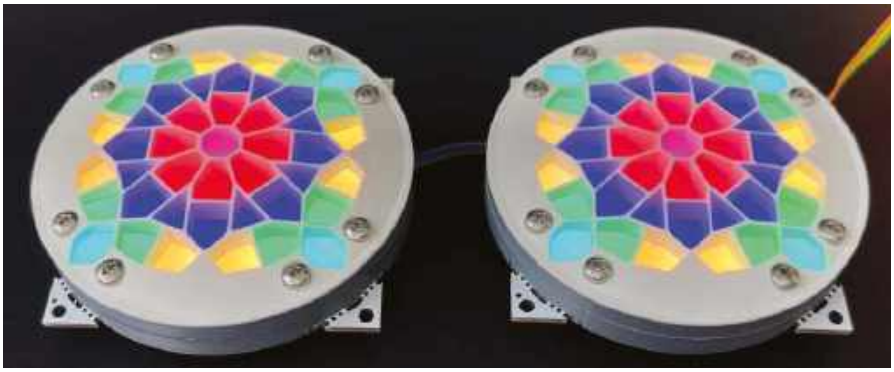


Rysunek 7. Mechanizm „pan-and-tilt" (zdjęcie: Adafruit)



Rysunek 8. Przekrój 45-segmentowej obudowy z zaokrągloną powierzchnią czołową (zdjęcie: Steve Manley)

eprasa.pl 7f12934a40



Rysunek 9. Nowe zaokrąglone powierzchnie czołowe nadają segmentom interesującą „głębię" (zdjęcie: Steve Manley)

Różnice między serwomechanizmami (analogowymi i cyfrowymi) a silnikami krokowymi omówimy w przyszłym odcinku. Wtedy też zbadamy kilka całkiem fajnych joysticków 4-osiowych, których możemy użyć do sterowania mechanizmami obrotu/pochylenia.

Wracając do moich pseudo-głów robotów – zapewne pamiętacie, że SMAD-y są używane razem z obudowami wydrukowanymi w 3D. Obudowy te, o grubości 10 mm, dzielą wyświetlacze na segmenty (zależności od efektu, który chcemy osiągnąć, używamy obudów 29-segmentowych lub 45-segmentowych). Przed każdą obudową mamy cienką warstwę materiału rozpraszającego, pochodzącego z matowych koszulek na kartki A4, których używa się w segregatorach na dokumenty. Przed rozpraszaczem znajduje się płyta czołowa o grubości 1 mm.

Rozmawiałem o tym wszystkim z moim współpracownikiem, Stevem Manleyem. Pierwszą rzeczą, o której pomyślał Steve, było, że powinniśmy utworzyć dla naszych SMAD-ów nowe – wypukłe – elementy czołowe, aby nieco bardziej przypominały oko (**rysunek 8**). Rysunek przedstawia od lewej do prawej: obudowę tylną, obudowę przednią, rozpraszacz i zakrzywioną część czołową. Jedynym powodem podzielenia głównej obudowy na dwie części 5-milimetrowe jest łatwiejsze naniesienie białego lakieru w sprayu na wewnętrzne powierzchnie segmentów, co znacznie poprawia jasność wyświetlacza. Mimo że wypukłość części czołowej jest dość subtelna (tylko 5 mm w środku), rezultat jest dość zaskakujący. Już sam fakt, że rozpraszacz wystaje nieco poza powierzchnię czołową, nadaje segmentom efekt trójwymiarowości (**rysunek 9**).

Nie zapominajcie, że łatwo możecie dołączyć do naszej zabawy. SMADy są dostępne do zakupu w serwisie płytek Practical Electronics (https://bit.ly/3wVUgLq) w cenie zaledwie 11,95 funtów za sztukę. Cena obejmuje wysyłkę w obrębie Wielkiej Brytanii (wysyłka poza Wielką Brytanię jest wyceniana osobno).

Ponadto Steve – jak zwykle – bardzo uprzejmie udostępnił pliki druku 3D tej nowej wersji obudów. Każdy, kto chce wydrukować własne obudowy, niech pobierze plik CB-Dec21-01.zip ze strony Practical Electronics z grudnia 2021 r. spod adresu https://bit.ly/3oouhbl.

Aż szyja boli

Niestety, obawiam się, że spuściłem bestię z łańcucha. Steve wskoczył w ten projekt z zapałem i poświęceniem. Oprócz tego, żeby oczy mogły się poruszać z boku na bok oraz w górę i w dół, Steve chce rozszerzyć możliwość ruchu na całą głowę robota. Steve rozpoczął już pracę nad oczami. I muszę przyznać, że rozwiązanie, które wymyślił, jest czymś, czego nigdy wcześniej nie widziałem i na co sam nie wpadłbym nawet za milion lat. Gdy pomyślę o moich prostych mechanizmach obrotu i pochylenia, rozwiązanie Steve'a mnie zawstydza.

Za każdym razem, gdy rozmawiam ze Stevem przez FaceTime, słyszę u niego w tle jak pracuje drukarka 3D. Steve wciąż udoskonala swój projekt. Nie mogę się doczekać, aby podzielić się tym wszystkim z Wami w przyszłych odcinkach.

Wyczuwacie coś dziwnego?

Wspomniałem wcześniej, że jednym ze sposobów sterowania ruchem oczu SMAD i głów robotów mogą być joysticki 4-osiowe. Omówimy je w moim następnym artykule.

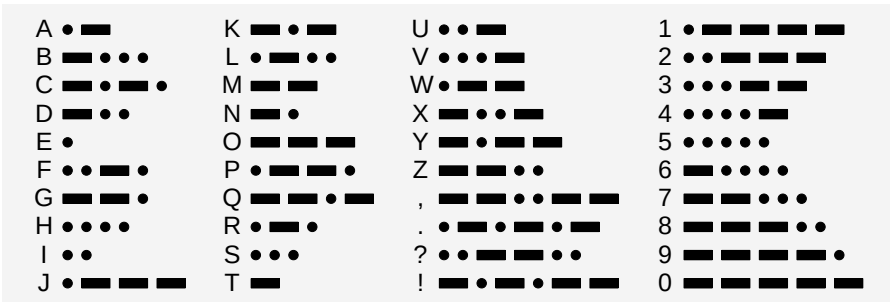
Inny temat to wyposażenie głów robotów w jakąś zdolność wyczuwania, co dzieje się wokół nich i sprawienie, by odpowiednio reagowały. Jakimś przedziwnym zrządzeniem losu bawiłem się ostatnio nowym laserowym czujnikiem odległości typu „Time-of-Flight" VL53L5CX firmy STMicroelectronics o rozdzielczości 8×8. Ta mała piękność ma wymiary zaledwie 6,4 × 3 × 1,5 mm, czyli mniej niż ziarnko fasoli (**rysunek 10**). Mniejszy otwór po lewej stronie zawiera laser emitujący niewidzialne światło o długości fali 940 nm (VCSEL) i zintegrowany analogowy sterownik lasera. Dzięki soczewce światło lasera rozchodzi się w trzech wymiarach w stożku o kącie 45 stopni. Większy otwór po prawej stronie zawiera matrycę 8×8 fotodiod lawinowych, które łapią światło laserowe odbite od obiektów. Zasięg czujnika wynosi do 4 m.

Rozpraszająca struktura optyczna w środku służy do łagodzenia światła laserowego, które mogłoby się odbijać od szklanej lub plastikowej osłony urządzenia. W obudowie znajduje się również mikrokontroler o niskim poborze mocy, który przetwarza wszystkie dane i udostępnia je poprzez magistralę I²C procesorowi nadrzędnemu.

Miałem świetną zabawę z tym czujnikiem w moim biurze. Nagrałem nawet film (https://bit.ly/3mGOSIA). A wspominam o tym tutaj, ponieważ wyobrażam sobie użycie jednego z tych czujników do wykrywania obecności osób, monitorowania ich ruchów i sprawiania, że głowy i oczy robotów będą śledzić te osoby, gdy poruszają się one po pokoju. Szczególnie ciekawe jest to, że chłopaki z STMicroelectronics powiedzieli mi, iż współpracują z firmami Adafruit i SparkFun, i że obie te firmy w niedalekiej



Rysunek 10. Czujnik odległości typu „Time-of-Flight" VL53L5CX z matrycą 8×8 (zdjęcie: STMicroelectronics)



Rysunek 11. Międzynarodowy alfabet Morse'a

eprasa.pl 7f12934a40

przyszłości wprowadzą na rynek płytki modułów opartych na VL53L5CX. Płytkom będą oczywiście towarzyszyć materiały szkoleniowe i przykładowe szkice (programy). Przypis redaktora: moduły z czujnikiem VL53L5CX oferują już w Polsce firmy Botland i Kamami.

-.-- .- -.-- / ... -- .- -.. -.-.--

W 1837 roku dwaj Brytyjczycy – fizyk i wynalazca Sir Charles Wheatstone oraz inżynier elektryk Sir William Fothergill Cooke – wynaleźli pierwszy brytyjski telegraf elektryczny. Urządzenie wykorzystywało pięć przewodów, z których każdy służył do napędzania odpowiedniego elementu wskaźnika w odbiorniku. Wskaźnik pokazywał jedną z liter.

Sir Charles był człowiekiem bardzo aktywnym. Pośród wielu innych rzeczy znalazł na przykład czas na wynalezienie harmonijki ustnej w 1829 roku. Czasami zastanawiam się, czy Sir Charles wynalazł harmonijkę ustną dlatego, że doskwierała mu samotność, czy też raczej samotność dała mu się we znaki, ponieważ wynalazł harmonijkę ustną...

W tym samym 1837 roku, w którym wynaleziono telegraf w Wielkiej Brytanii, wynalazca Samuel Finley Breese Morse opracował pierwszy telegraf amerykański. Telegraf ten opierał się na prostych kombinacjach „kropek" i „kresek". Dziś kombinacje te nazywamy alfabetem Morse'a (**rysunek 11**). Telegraf Morse'a wykorzystywał tylko jeden przewód.

Jako standard został ostatecznie przyjęty system Morse'a, ponieważ był łatwiejszy w użyciu i bardziej niezawodny niż jego brytyjski odpowiednik.

Operatorzy posługujący się kodem Morse'a osiągają różną liczbę słów na minutę (WPM). Parametry czasowe tego kodu zostały jednak częściowo ustandaryzowane, i tak: długość kropki to jedna jednostka czasu, kreska to trzy jednostki, odstęp między znakami w ramach tej samej litery to jedna jednostka, odstęp między literami to trzy jednostki, a odstęp między słowami to siedem jednostek. Z tłumaczeniem na alfabet Morse'a można poeksperymentować na stronie https://morsecode.world.

Zawsze jest jakiś powód

Wspominam o alfabecie Morse'a, ponieważ niedawno otrzymałem e-mail od członka grupy dyskusyjnej Practical Electronics. Będę nazywał go Simon, ponieważ... właśnie tak ma na imię. Simon napisał: „Cześć Max! Twój artykuł w październikowym wydaniu Practical Electronics nie mógł się pojawić w lepszym momencie. Myślałem o małym projekcie trenażera alfabetu Morse'a na Arduino. Spędziłem nieco czasu zastanawiając się, jakiego formatu danych powinienem użyć w tablicy. I doszedłem do wniosku, że najlepiej byłoby zorganizować tablicę danych tak, jak w przypadku SMAD-a: deklarując na początku każdego wiersza tablicy ilość danych (patrz niżej). A po przeczytaniu Twojego artykułu poczułem ulgę, że jestem na właściwym tropie. Więc *oba kciuki w górę* dla Ciebie!".

Simon pisze, że zastosował następujące dwie instrukcje #define:

```
#define kropka 1
#define kreska 3
```

nadmieniając, iż „wartości te wynikają stąd, że »kreska« jest trzy razy dłuższa od »kropki«, a ja używam tych wartości do określenia czasów trwania".

Simon zdefiniował dalej swoją tablicę alfabetu Morse'a w następujący sposób:

```
uint8_t MorseAlphabet [26][5] =
{
{2, kropka, kreska}, // a
{4, kreska, kropka, kropka, kropka}, // b
{4, kreska, kropka, kreska, kropka}, // c
{3, kreska, kropka, kropka}, // d
{1, kropka}, // e
```

i tak dalej...

Więc po prostu nie mogłem się powstrzymać. Postanowiłem napisać mały program, który sprawi, że moje dwie istniejące głowy pseudo-robotów będą rozmawiać alfabetem Morse'a.

Nie jestem pewien, jak Simon napisał swój program (z wyjątkiem fragmentów, które właśnie omówiliśmy), ale ja przyjąłem inną taktykę, jak to mam w zwyczaju. Mój program zaczyna się na przykład od dwóch następujących definicji:

```
#define WPM 15
#define UNIT_DELAY 1200
```

UNIT_DELAY – „jednostkowe opóźnienie" – stanowi u mnie jednostkę czasu, wyrażoną w milisekundach, przy założeniu szybkości transmisji 1 WPM (słów na minutę). Wszystkie wartości opóźnień są wyliczane jako funkcja tego parametru oraz wartości WPM. Przy szybkości transmisji 15 słów na minutę, jedna jednostka (kropka) będzie trwała 1200/15 = 80 milisekund.

W sposób inny niż Simon zdefiniowałem też moją tablicę kropek i kresek alfabetu Morse'a:

```
char *DnD[] =
{
        ".-",     // 0 = A
        "-...",   // 1 = B
        "-.-.",   // 2 = C
        "-..",    // 3 = D
        ".",      // 4 = E
```

i tak dalej...

Pojawiło się tu coś, czego wcześniej nie omawialiśmy. W użytym tutaj kontekście znak gwiazdki * deklaruje, że nasza zmienna DnD zawiera wskaźniki. Są to wskaźniki na typ char, więc DnD jest tablicą wskaźników na łańcuchy znaków.

Przypis redaktora: w tekście oryginalnym niesłusznie napisano, że „*DnD jest wskaźnikiem do tablicy łańcuchów". W rzeczywistości „char * DnD[]" nie jest deklaracją wskaźnika tablicy, lecz tablicy wskaźników. Można to potwierdzić, używając sposobu, w jaki programiści analizują deklaracje zmiennych. Polega on na odczytywaniu deklaracji... od końca. W tym przypadku mielibyśmy „[] DnD * char", a więc: „tablica DnD wskaźników na znaki".

Łańcuchy znaków, wpisane wewnątrz definicji zmiennej DnD, tak naprawdę zostają przez kompilator umieszczone w pamięci gdzieś poza tą zmienną. DnD zawiera jedynie wskaźniki do tych łańcuchów.

Szczerze mówiąc, dokładne wyjaśnienie, o co chodzi, zajęłoby więcej czasu niż mamy do dyspozycji. Istotne jest to, że wskaźniki pozwalają nam robić wiele fajnych rzeczy. Jeśli chcesz dowiedzieć się o nich więcej, to istnieje wspaniała książka zatytułowana Understanding and Using C Pointers (Podstawy Użycia Wskaźników w C – przypis redaktora) autorstwa Richarda Reese'a – patrz https://amzn.to/3ASgYWI.

A na razie można zapoznać się z moim programem, pobierając jego tekst (plik CB-Dec21-02.txt) ze strony Practical Electronics z grudnia 2021 r. spod adresu https://bit.ly/3oouhbl.

No i wreszcie – ku waszej radości – nagrałem wideo na temat tego wszystkiego. Patrz https://youtu.be/FmQf1q8dlFQ.

W następnym odcinku

W kolejnym odcinku przyjrzymy się kilku innym efektom związanym z wyświetlaczami SMAD. Utworzymy również parę prostych programów, których zadaniem będzie sterowanie serwomechanizmami „pan-and-tilt" przez joysticki 4-osiowe. W ten sposób spowodujemy, że oczy SMAD-ów zaczną się poruszać w interesujący sposób.

Do tego czasu czekam, jak zawsze, na Wasze komentarze, pytania i sugestie. ■

Clive „Max" Maxfield

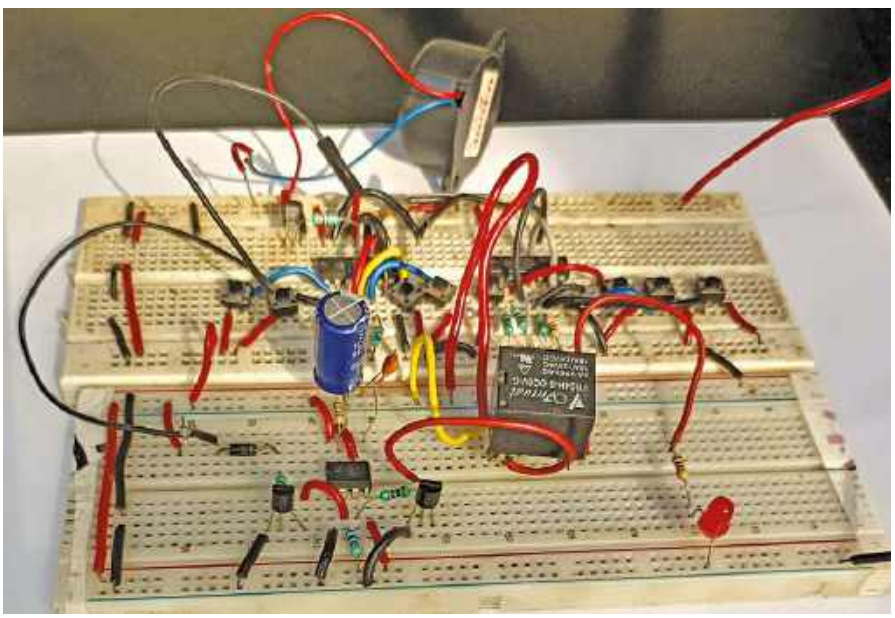
Ten artykuł był wcześniej opublikowany na łamach „Practical Electronics", grudzień 2021 (www.epemag3.com)

eprasa.pl 7f12934a40

Sterowanie urządzeń elektrycznych za pomocą multi-przycisku

Konstruowanie różnego rodzaju sterowników to jedno z ulubionych zajęć wielu entuzjastów elektroniki. Układ będący tematem bieżącego projektu pozwala włączyć dowolne urządzenie elektryczne za pomocą przycisków, które można rozmieścić w różnych miejscach – na przykład w kilku pomieszczeniach budynku. Sterownik wyposażono w sygnalizator dźwiękowy. Dźwięk buzzera może towarzyszyć załączeniu urządzenia i informować o jego aktywacji albo stanowić cel sam w sobie. Oznacza to, że naciśnięcie dowolnego z przycisków (multi--przycisku) uruchomi sygnał dźwiękowy. Na fotografii 1 pokazano prototyp wykonany przez autora.

Jak widać na zdjęciu, układ składa się z dwóch części, które zmontowano na oddzielnych uniwersalnych płytkach stykowych. Obwód widoczny w górnej części rysunku 1 zawiera część cyfrowo-logiczną oraz multi--przycisk złożony z ośmiu oddzielnych przycisków typu „push-to-on”. W tej części znajduje się również brzęczyk sygnalizacji dźwiękowej. Na dolnej płytce, widocznej na zamieszczonym zdjęciu, zmontowano natomiast układ czasowy, który za pośrednictwem przekaźnika włącza dowolne urządzenie elektryczne.

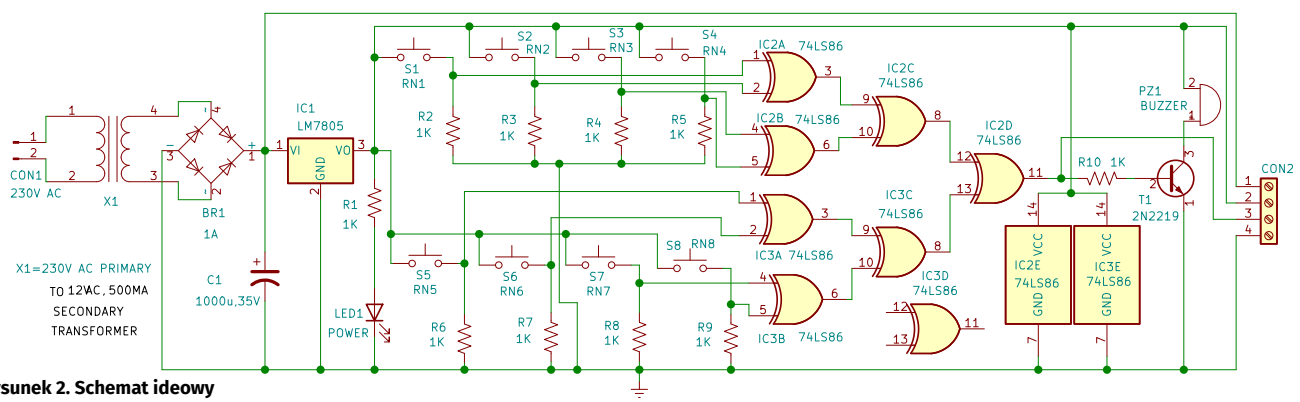


Fotografia 1. Prototyp sterownika wykonany przez autora projektu

Opis budowy układu i jego działanie

Schemat ideowy również został rozdzielony na dwie części. Najpierw opiszemy budowę i działanie logiki wykonanej na bramkach logicznych. Część ta zawiera następujące elementy: transformator sieciowy (X1), mostek prostowniczy (BR1) oraz scalony stabilizator 5 V, które tworzą obwód zasilania – wspólny dla obu części sterownika. Całą logikę zrealizowano za pomocą bramek typu exclusive--OR, zawartych w dwóch układach scalonych 74LS86 (IC2 i IC3).

W prototypie przewidziano 8 przycisków, co teoretycznie wymagałoby zastosowania jednej bramki o ośmiu wejściach. Zastąpiono ją jednak siedmioma standardowymi bramkami 2-wejściowymi, co wymagało użycia dwóch układów scalonych 74LS86. Cztery bramki XOR (każda z dwoma wejściami) tworzą wejście tzw. multi-przycisku. Przyciski S1–S8 podłączono do szyny zasilania +5 V, natomiast ich styki ściągają do masy rezystory



Rysunek 2. Schemat ideowy

eprasa.pl 7f12934a40

Film instruktażowy dotyczący tego projektu DIY można obejrzeć na stronie https://youtu.be/QzLclHyYPnY

o wartości 1 kΩ (R2…R9). Takie rozwiązanie sprawia, że gdy żaden z przycisków nie jest wciśnięty, stan wszystkich wejść określony jest jako niski (zero logiczne).

Bramki XOR rozmieszczono w trzech „piętrach", a wyjście końcowe znajduje się na pinie 11 bramki IC2D. Nietrudno zauważyć, że naciśnięcie dowolnego z przycisków (S1…S8) skutkuje pojawieniem się stanu wysokiego na tym wyjściu. Sygnał ten steruje bezpośrednio tranzystorem T1, który działa jako klucz załączający piezoelektryczny brzęczyk. Dźwięk brzęczyka uruchamiany jest zatem w reakcji na wciśnięcie dowolnego z przycisków multi-przycisku.

Cała ta część obwodu zasilana jest napięciem stabilizowanym +5 V. Ponieważ pobór prądu jest niewielki, uzasadnione jest zastosowanie stabilizatora liniowego o niezbyt wysokiej wydajności. Kluczowe elementy tej części układu to: transformator obniżający napięcie sieciowe 230 V AC do 12 V AC o wydajności prądowej do 500 mA oraz scalony stabilizator szeregowy IC1. Wyższe, około 12 V DC, tętniące napięcie (filtrowane jedynie kondensatorem C1) jest również wykorzystywane – do zasilania cewki przekaźnika, umieszczonego na drugiej płytce PCB.

Rozdzielenie układu na dwie płytki PCB jest sensowne, ponieważ w niektórych zastosowaniach można wykorzystać wyłącznie pierwszą część układu, a drugą traktować jako opcjonalną. Na płytce zasilacza i logiki umieszczono również diodę LED1, której świecenie informuje o obecności napięcia zasilającego.

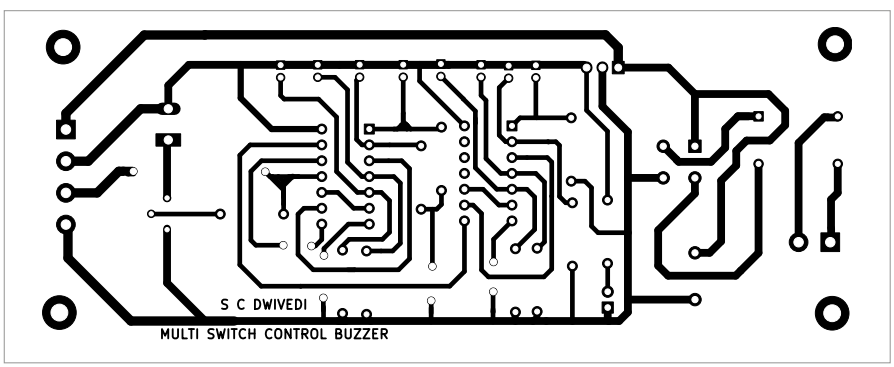
Jak wspomniano wcześniej, jedynymi funktorami logicznymi w układzie są 2-wejściowe bramki exclusive-OR. Tabela prawdy funkcji EX-OR jest bardzo prosta i można ją opisać słownie: wyjście przyjmuje stan wysoki, gdy na jedno – i tylko jedno – wejście zostanie podany stan wysoki. Tabela prawdy dla całego multi-przycisku znajduje się w tabeli 1. Odczytamy z niej, że wyjście pozostaje nieaktywne tylko wtedy, gdy żaden z przycisków multi-przycisku nie jest wciśnięty, natomiast zwarcie dowolnego przycisku skutkuje pojawieniem się stanu wysokiego na pinie 11 bramki IC2D, co z kolei uruchamia brzęczyk i włącza sterowane (za pośrednictwem układu czasowego i przekaźnika) urządzenie elektryczne.

Konstrukcja i testowanie pracy układu

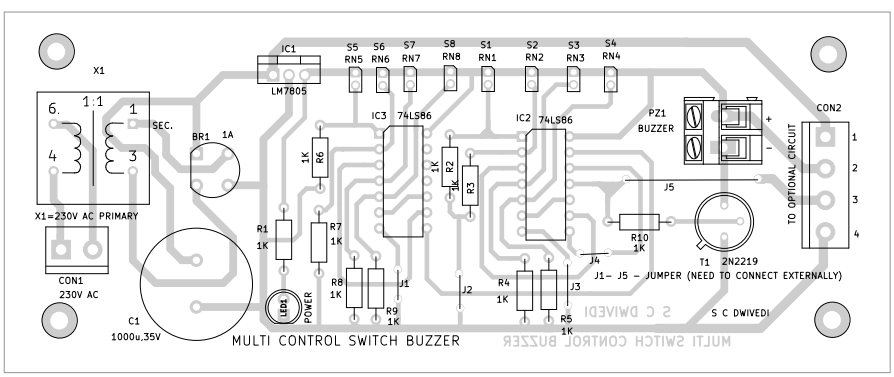
Dla naszego układu przygotowano projekt jednostronnej płytki PCB, co pokazano na **rysunku 3**. **Rysunek 4** ułatwia montaż, przedstawiając rozmieszczenie elementów na płytce. Po zmontowaniu układu należy umieścić go w odpowiednio przygotowanej obudowie. Na froncie obudowy powinny znaleźć się dioda LED1 oraz brzęczyk (buzzer). Na płytce PCB przewidziano miejsca do podłączenia przycisków S1…S8.

Układ zaprojektowano z myślą o rozlokowaniu przycisków na większych odległościach, na przykład w różnych pomieszczeniach budynku. W związku z tym należy przygotować pary giętkich przewodów – najlepiej w postaci skrętki. W tym przypadku nie ma szczególnych ograniczeń co do długości przewodów; zakładamy, że będą one prowadzone do pokojów oznaczonych RN1…RN8. Samo urządzenie sterujące (omówione dotychczas) należy umieścić w pomieszczeniu centralnym lub docelowym, gdzie dźwięk buzzera może być traktowany jako sygnał przywoławczy, informujący, że któryś z przycisków został naciśnięty.

Drugą część układu, umożliwiającą uruchomienie dowolnego urządzenia elektrycznego, traktujemy jako opcjonalną i opisujemy osobno. Do połączenia obu części przewidziano 4-pinowe złącze CON2.



Rysunek 3. Projekt druku jednostronnej płytki PCB



Rysunek 4. Schemat montażowy pierwszej części układu

Sterowanie urządzeniem elektrycznym (opcjonalna część systemu)

Schemat ideowy tej części układu przedstawiono na **rysunku 5**.

W tej części układu wykorzystano następujące elementy: kluczową rolę pełni timer NE555 (IC4), a ponadto zastosowano dwa tranzystory NPN typu 2N2219 (T2 i T3) oraz 12-woltowy przekaźnik ze stykami SPDT. Złącze CON3 dostarcza zarówno zasilanie (pochodzące z pierwszej płytki), jak i sygnał wyzwalający, z aktywnym stanem wysokim (na pinie 3 złącza CON3).

W zależności od indywidualnych potrzeb, buzzer znajdujący się na pierwszej płytce może pozostać lub zostać usunięty. Wyzwalanie układu czasowego odbywa się w ten sam sposób i przy użyciu tego samego sygnału, co uruchamianie buzzera. Różnica polega na tym, że buzzer cichnie, gdy sygnał sterujący przechodzi w stan nieaktywny, natomiast timer 555 „zapamiętuje" nawet krótki impuls wyzwalający – na z góry ustalony okres czasu. Układ NE555 pracuje tutaj w konfiguracji przerzutnika monostabilnego z możliwością regulacji czasu podtrzymania.

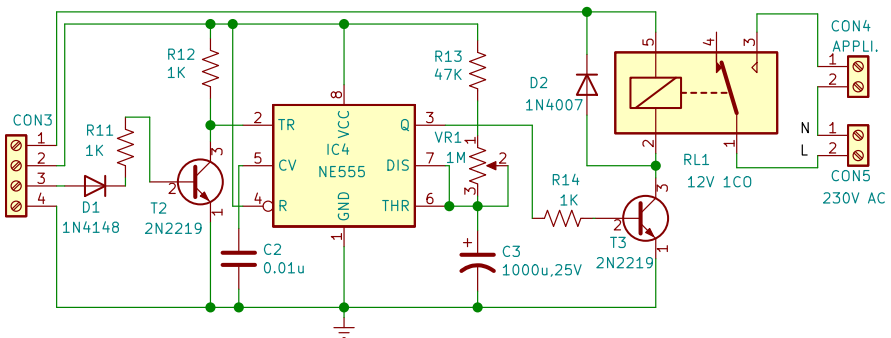
Aby mieć pełną orientację, kiedy obwód załączający przekaźnik (a w konsekwencji także urządzenie wykonawcze) zostaje aktywowany, należy posłużyć się tą samą tabelą prawdy – **tabelą 1** – zamieszczoną we wcześniejszej części opisu projektu.

Podobnie jak w przypadku pierwszej części układu, także tutaj przygotowano płytkę

eprasa.pl 7f12934a40

Tabela 1 Włączanie/wyłączanie brzęczyka, włączanie/wyłączanie urządzenia

S1	S2	S3	S4	S5	S6	S7	S8	Pin11 IC2D	Stan włączenia/wyłączenia brzęczyka po naciśnięciu przełącznika	Urządzenie jest włączone przez 1...15 minut w zależności od ustawienia VR1
0	0	0	0	0	0	0	0	0	wyłączony	wyłączony
1	0	0	0	0	0	0	0	1	włączony	włączony
0	1	0	0	0	0	0	0	1	włączony	włączony
0	0	1	0	0	0	0	0	1	włączony	włączony
0	0	0	1	0	0	0	0	1	włączony	włączony
0	0	0	0	1	0	0	0	1	włączony	włączony
0	0	0	0	0	1	0	0	1	włączony	włączony
0	1	0	0	0	0	1	0	1	włączony	włączony
0	0	0	0	0	0	0	1	1	włączony	włączony



Rysunek 5. Schemat ideowy obwodu włączającego urządzenie wykonawcze

Wykaz elementów

Spis elementów (część 1):
Półprzewodniki:
IC1: LM7805 – stabilizator +5 V
IC2 (IC2A-IC2D): 74LS86 – cztery 2-wejściowe bramki EX-OR
IC3 (IC3A-IC3D): 74LS86 – cztery 2-wejściowe bramki EX-OR
T1: 2N2219 – tranzystor NPN
BR1: mostek prostowniczy 1 A
LED1: dioda LED 5 mm

Rezystory: (wszystkie 0,25 W, ±5% węglowe)
R1-R10: 1 kΩ

Kondensatory:
C1: 1000 µF/35 V elektrolityczny

Pozostałe:
CON1: złącze 2-pinowe
CON2: złącze 4-pinowe (męskie)
S1-S8: przyciski push-to-on
PZ1: brzęczyk piezoelektryczny
X1: transformator sieciowy 230 V AC, uzwojenie wtórne 12 V AC/500 mA

Spis elementów (część 2):
Półprzewodniki:
IC4: NE555 – układ czasowy
T2, T3: 2N2219 – tranzystor NPN
D1: 1N4148 – dioda sygnałowa
D2: 1N4007 – dioda prostownicza

Rezystory: (wszystkie 0,25 W, ±5% węglowe)
R11, R12, R14: 1 kΩ
R13: 47 kΩ
VR1: 1 MΩ potencjometr

Kondensatory:
C2: 0,01 µF ceramiczny
C3: 1000 µF/25 V elektrolityczny

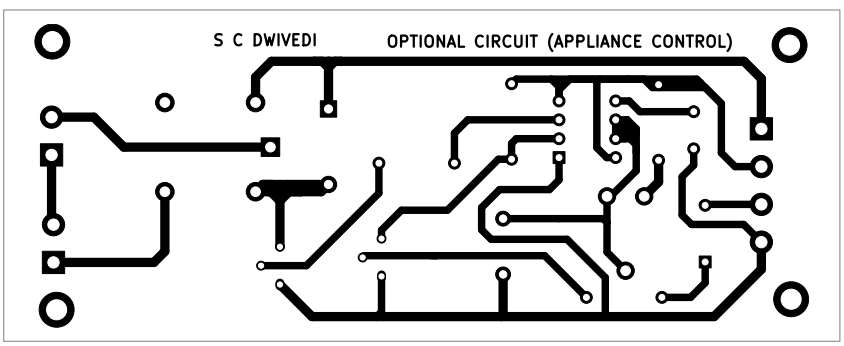
Pozostałe:
CON3: złącze 4-pinowe (żeńskie)
CON4, CON5: złącze 2-pinowe
RL1: przekaźnik 12 V

PCB. Wymiary zamieszczone na **rysunku 6** powinny odpowiadać rzeczywistym rozmiarom modułu. Dla ułatwienia montażu na **rysunku 7** przedstawiono rozmieszczenie elementów na płytce.

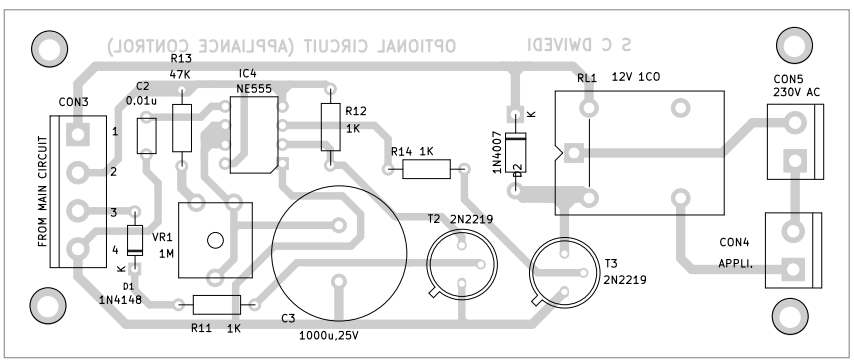
Dla tej części układu należy przewidzieć osobną obudowę. Złącza CON3, CON4 i CON5 można umieścić praktycznie w dowolnym miejscu. Czterostykowe złącze CON3 należy połączyć kabelkiem 1:1 ze złączem CON2, które powinno być dostępne na obudowie pierwszej części sterownika. Testowanie układu polega na krótkotrwałym zwieraniu kolejnych przycisków S1...S8 i sprawdzeniu, czy styki przekaźnika RL1 zostają zwarte na czas określony przez układ czasowy.

O czasie działania monostabilnego przerzutnika (monoflopa) decydują elementy RC, podłączone do wyprowadzeń 6 i 7 układu NE555. Kondensator C3 o pojemności 1000 µF pełni funkcję elementu C, natomiast rezystancję R stanowi suma R13 i potencjometru VR1. Duża rezystancja potencjometru pozwala na regulację czasu w zakresie od jednej do piętnastu minut. **Tabela 2** przedstawia zależność pomiędzy sumaryczną rezystancją R13+VR1 a uzyskanym czasem dla wartości: 1 minuta, 5 minut, 10 minut i 15 minut. Inne wartości można łatwo obliczyć ze wzoru T=1,1×R×C.

Wyzwalanie timera odbywa się poprzez podanie stanu niskiego na wejście 2, natomiast wyjście Q jest aktywne w stanie wysokim.



Rysunek 6. Płytka PCB dla wykonawczej części sterownika



Rysunek 7. Rozmieszczenie elementów na PCB z rysunku 6

eprasa.pl 7f12934a40

Po zmontowaniu układu najlepiej zamontować go w pobliżu urządzenia docelowego (które ma być włączane), a indywidualne przyciski multi-przycisku podłączyć za pomocą wcześniej przygotowanych przewodów. ■

Suresh Chandra Dwivedi

Ten artykuł był wcześniej opublikowany na łamach „EFY”, czerwiec 2024 (efymag.com)

Od Redakcji EdW: Do realizacji logiki autor wykorzystał bramki typu exclusive-OR. Trudno powiedzieć, dlaczego akurat takie – prawdopodobnie dlatego, że akurat były pod ręką, w szufladzie. Bramki te spełniają swoje zadanie, jednak w rzeczywistości chodzi tu o funkcję logicznej sumy, a nie Ex-OR. W efekcie, jeśli dwóch użytkowników naciśnie jednocześnie przypisane im przyciski, sygnał wyjściowy pozostanie nieaktywny – a zapewne nie taki był zamysł.

Sytuacja równoczesnego naciśnięcia dwóch przycisków jest na tyle mało prawdopodobna, że można ją uznać za niemal niemożliwą. Zatem układ powinien działać poprawnie. Niemniej jednak, można wskazać kilka innych usterek. Nie są one może na tyle poważne, by dyskwalifikowały działanie obwodu, ale są niezgodne z zasadami poprawnego projektowania.

Po pierwsze, stan wysoki (logiczna jedynka) wymuszany jest przez przycisk, który podaje na wejście bramki sztywne napięcie +5 V. Natomiast stan niski (logiczne zero) uzyskiwany jest przez rezystor 1 kΩ, który ściąga napięcie do masy. Bramka rozpozna to jako zero – ale w przypadku funktorów TTL będzie to tzw. „słabe zero”.

Co prawda w tym układzie spełnienie katalogowych marginesów napięć nie jest bardzo krytyczne, jednak należy pamiętać, że stan niski powinien odpowiadać napięciu nie wyższemu niż 0,7 V, a stan wysoki – co najmniej 2 V.

Trzeba też mieć na uwadze, że przyciski mogą być umieszczone w znacznej odległości, zasilane przez kilku- lub kilkunastometrowe przewody. To zwiększa podatność układu na zakłócenia.

Tabela 2. Czas włączenia urządzenia

Wartość R = (R13+VR1)	Wartość C= C3=1000 µF, 25 V	Urządzenie włączone
55 kΩ ustawione przez VR1	1000 µF	1 minuta
272,7 kΩ ustawione przez VR1	1000 µF	5 minut
545,4 kΩ ustawione przez VR1	1000 µF	10 minut
818,2 kΩ ustawione przez VR1	1000 µF	15 minut

W przypadku bramek TTL lepiej jest wymuszać sztywne zero, a stan wysoki (jedynkę logiczną) uzyskiwać przez podciągnięcie rezystorem. W praktyce nawet brak rezystora – czyli stan wysokiej impedancji – może być przez układy TTL rozpoznawany jako stan wysoki.

W projekcie przedstawionym na schemacie z rysunku 2 można całkowicie bezkarnie zamienić miejscami przełączniki (S1…S8) z przypisanymi im rezystorami (R2…R9). Wówczas „stan spoczynkowy” będzie reprezentowany przez logiczne jedynki zamiast zer. Dla bramki exclusive-OR nie ma to znaczenia – jest ona symetryczna pod względem działania.

Bramka XOR realizuje funkcję logiczną: $A \times \sim B + B \times \sim A$ (jeśli posługujemy się logiką pozytywową, gdzie stan wysoki oznacza jedynkę logiczną, a stan niski – zero logiczne). Dwie jedynki na wejściu dają zero na wyjściu – podobnie jak dwa zera.

Po wprowadzeniu sugerowanej modyfikacji, polegającej na wymuszaniu przez przycisk stanu niskiego (a pozostawieniu stanu wysokiego jako spoczynkowego), układ będzie działał identycznie. Zerowa lub parzysta liczba naciśniętych przycisków skutkuje stanem niskim (nieaktywnym) na wyjściu. Natomiast zwarcie jednego (lub dowolnej nieparzystej liczby) przycisków wywoła uruchomienie buzzera oraz sterowanego urządzenia.

Z kolei, jeśli zamiast bramek EX-OR zastosować funkcję logicznej sumy, układ należałoby teraz zrealizować za pomocą 8-wejściowego iloczynu (AND), a na jego wyjściu umieścić negację – czyli użyć bramki NAND.

Ale mankamentów jest tu więcej, choć mają one mniejszy kaliber. Niedopatrzeniem jest brak rezystorów w bazach tranzystorów T1, T2 i T3. Zgodnie z zasadami dobrego projektowania, na wyjściu stabilizatora 7805 powinien znaleźć się elektrolityczny kondensator filtrujący – na przykład 100 µF/16 V.

W tym konkretnym przypadku kondensatory są jedynie „mile widziane”, ale w bardziej wymagających aplikacjach – zwłaszcza w zasilaniu układów TTL – stosowanie ceramicznych kondensatorów odsprzęgających jest wręcz obowiązkowe.

Błąd wkradł się również do tabeli 1. Ma ona jednoznacznie wskazywać, kiedy wyjście jest aktywne, a kiedy nie. Można oczywiście usprawiedliwić fakt, że nie jest to pełna „tabela prawdy”, która musiałaby zawierać 2^8, czyli 256 możliwych kombinacji.

Jednak nietrudno zauważyć, że w przedostatniej pozycji tabeli 1 – gdy stan wysoki wymuszony jest przez przyciski S2 i S7, a pozostałe wejścia pozostają w stanie niskim – wyjście przyjmuje stan nieaktywny („off”). Może to być błąd w druku, ale dobrze ilustruje poważniejszą wadę układu, o której wspomniano wcześniej: zamiast bramek exclusive-OR lepiej byłoby użyć bramek realizujących zwykłą sumę logiczną.

Funkcje OR są wprawdzie mniej dostępne w praktyce – bardziej powszechne są układy typu NOR i NAND – jednak dodatkowa negacja na wyjściu niewiele komplikuje konstrukcję. Z zanegowanych sum i iloczynów można łatwo zbudować klasyczną funkcję sumy logicznej, również dla ośmiu wejść.

Zaproponowany układ nie jest ani szczególnie ambitny, ani skomplikowany. Jeśli potraktujemy go wyłącznie jako system przywoławczy (bez montowania drugiej, opcjonalnej części z przekaźnikiem), to jedynym sygnałem wyjściowym będzie dźwięk buzzera. W takim przypadku brakuje jednak jakiejkolwiek identyfikacji – nie da się stwierdzić, z którego pomieszczenia (pokoju) pochodzi wywołanie.

REKLAMA



eprasa.pl 7f12934a40

ELEKTRONIKA dla wszystkich
nr 7/2025 (13)
JUNIOR



Dominik. Młodzi Entuzjaści Elektroniki, Szkoła Podstawowa nr 86, Wrocław

Nareszcie rozpoczęły się upragnione wakacje! Po miesiącach nauki i pracy w końcu można odpocząć, spakować plecak, wsiąść z rodzeństwem i opiekunami do pociągu byle jakiego, albo na rower, i ruszyć przed siebie – ku nowej przygodzie. Wiadomo jednak, że nie zawsze znajdzie się czas (ani miejsce!) na rozkładanie całego warsztatu elektronicznego. Tym bardziej w plenerze. Dlatego tym razem przygotowaliśmy coś wyjątkowo prostego – projekt, który można zmontować w jedno popołudnie, zanim wyjedzie się na wakacje albo tuż po powrocie – Czterolistną Koniczynkę LED! A kiedy już go zmontujesz, gadżet zmieści się do plecaka, a nawet do kieszeni, i – jak wierzę – przyniesie Ci szczęście, jak na czterolistną koniczynę przystało! Choćby w przepięknej, słonecznej pogodzie!



Zanim ruszysz w kolejną przygodę, pozwól, że zatrzymam Cię na chwilę, by pokontemplować czterolistną koniczynę – symbol szczęścia i marzeń wszelkiej maści.

W Internecie krąży maksyma: „Marzenia się nie spełniają. Marzenia się spełnia." I coś w tym jest. Bo jeśli tylko siedzisz i liczysz, że życie samo rzuci Ci prezent z nieba, to... no cóż – lepiej załóż kask. A i tak nie ma gwarancji, że cokolwiek spadnie. Z kolei gdy tylko ruszysz z miejsca, może się okazać, że Twoje marzenia czekały na Ciebie tuż za rogiem – tylko się trochę wstydziły.

Nie wiem, kto pierwszy wypowiedział te znamienne słowa o marzeniach. Internet podaje tylu autorów, że spokojnie można by z nich stworzyć drużynę piłkarską z ławką rezerwowych. Trop wiedzie nawet do Walta Disneya – człowieka, który z kreskówek uczynił sztukę, a z marzeń całkiem dosłowny biznesplan. Jego życie to nie była bajka (choć sam je tworzył), tylko historia o tym, że wyobraźnia + determinacja = Disneyland.

Jak mówi inne przysłowie: „Samo marzenie nie wystarczy – trzeba mieć też plan i odwagę, by je zrealizować."

W Irlandii wierzy się, że czterolistna koniczyna pojawia się tylko dla tych, którzy jej naprawdę szukają. Nie dla tych, którzy tylko scrollują Instagrama z hasztagiem #szczescie.

Trzeba się schylić, wyjść na łąkę, zerknąć pod liść, czasem uklęknąć – najlepiej nie w mrowisku. Szukanie szczęścia i spełnianie marzeń to czasem naprawdę konkretna robota.

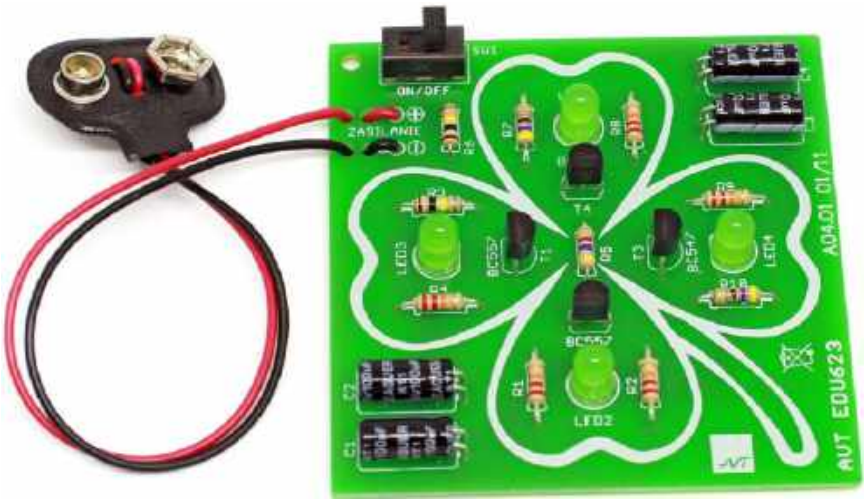
Więc jeśli uda Ci się znaleźć czterolistną koniczynę – gratulacje! A jeśli nie znajdziesz? Bez paniki. Zawsze możesz zbudować własną. I kto wie – może będzie świecić jaśniej niż prawdziwa.

Zrób sobie z nią selfie i koniecznie wyślij nam zdjęcie! Nie omieszkamy zamieścić

Fotografia 1. Od lewej: Kornel, Adam, Dominik, Kornel, Dawid. Montaż zestawu Czterolistna koniczynka LED (zestaw AVTEDU623)



eprasa.pl 7f2934a40



Fotografia 2. Czterolistna koniczynka LED (zestaw po zmontowaniu), kod handlowy: AVTEDU623

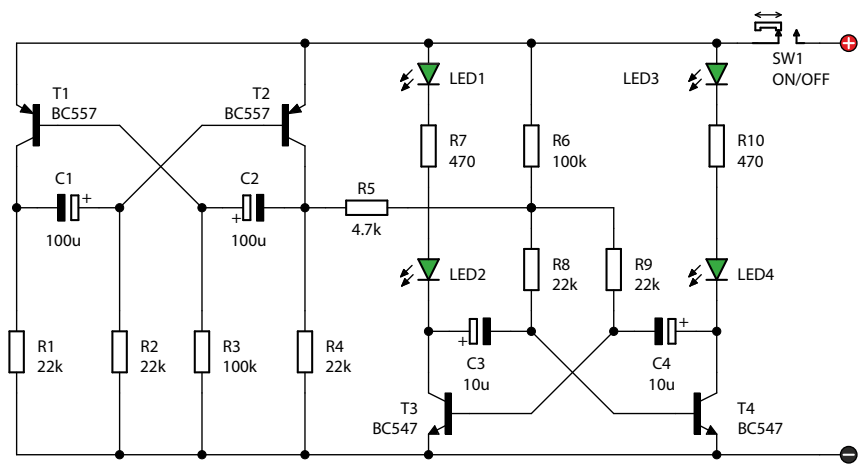
w Galerii (szczęśliwych) Juniorów na łamach naszej gazety!

Zestaw AVTEDU623

Pretekstem do dzisiejszego spotkania jest zestaw do samodzielnego złożenia o nazwie ***Czterolistna koniczynka LED***, któremu nadano kod handlowy: **AVTEDU623**. Zmontowany i podłączony do zasilania układ – poza funkcją talizmanu szczęścia, rzecz jasna – pełni rolę dekoracyjną. Na płytce znajdują się dwie pary diod LED, które zaświecają się naprzemiennie, przy czym przez chwilę zmiany te następują szybko, a przez kolejną chwilę zachodzą wolniej. Następnie cykl się powtarza. Do zestawu, który otrzymałem dołączono zielone diody LED w kształcie walca, ale z płaskim czołem, czyli nieco inne niż na zdjęciu w instrukcji dołączonej do zestawu. Choć mają podobny kształt, te, które otrzymałem w zestawie charakteryzują się intensywną, żywą zieloną barwą, na tyle miłą dla oka, że postanowiłem się tym z Tobą podzielić we wstępie. Cóż, najwyraźniej koniczyna już na tym etapie przyniosła mi szczęście! A jak sytuacja ma się w Twoim zestawie? Zmontowany układ, powinien wyglądać jak na **fotografii 2**.

Omówienie układu

Z miesiąca na miesiąc biję się w myślach w jaki sposób omówić działanie kolejnego układu elektronicznego, by Cię nie przytłoczyć ani nie spłoszyć sprawami robiącymi czasem wrażenie skomplikowanych. Raz mi to pewnie wychodzi lepiej, a raz gorzej. Zawsze, gdy czujesz, że smęcę, przejdź proszę do opisu montażu. Wszystkie układy, które omawiamy podczas naszych spotkań, są na tyle proste, że przy starannym montażu po prostu muszą zadziałać. Wystarczy, że będziesz podążał krok po kroku za szczegółową instrukcją, w której staram się zawrzeć nawet najdrobniejsze detale – po to właśnie, byś mógł z powodzeniem uruchomić układ, nawet wtedy, gdy nie do końca wiesz, jak on działa. Pozostawiam Ci tutaj dowolność. Zawsze możesz przejść od razu do sekcji montażu, natomiast, gdy tylko zapragniesz dać upust własnej ciekawości i dociekliwości, by dowiedzieć się i przekonać jak dany układ naprawdę działa, zapraszam Cię do zapoznania się z treścią sekcji teoretycznej.



Rysunek 1. Schemat ideowy układu

Tak jak obiecałem we wstępie, tym razem złożysz prosty układ, bez skomplikowanych elementów. Do zbudowania *Czterolistnej koniczynki LED* wystarczy nam bowiem dziesięć rezystorów, cztery kondensatory elektrolityczne, cztery tranzystory (dwa PNP i dwa NPN), cztery diody LED, włącznik, złączka baterii, płytka drukowana, no i oczywiście bateria 9 V (albo zasilacz 9 V...12 V).

Ta garstka zwykłych elementów dyskretnych pozwoli Ci dzisiaj złożyć Twoje własne zielone szczęście.

Schemat *Czterolistnej koniczynki LED* pokazano na **rysunku 1**.

Łatwo się zorientować, że układ nie posiada zabezpieczenia przed odwrotną polaryzacją zasilania (brak szeregowej diody prostowniczej w szeregu z zasilaniem przychodzącym z baterii). Dlatego należy zachować ostrożność podłączając do układu baterię lub zasilacz. Nie ma tu również kondensatorów, które filtrowały by zasilanie. Ponieważ nie występują tutaj żadne układy scalone, a układ stanowią proste układy analogowe, filtrację a nawet stabilizację zasilania możemy pominąć. Ważne, by do układu dołączyć napięcie stałe, o właściwej polaryzacji. Dobrze byłoby również nie przekraczać znacząco napięcia 9 V, dla którego, sądząc po zalecanej baterii 9 V, zaprojektowano układ. W szczególności krytyczne będą tu wartości rezystorów w szeregu z diodami LED oraz napięcia znamionowe użytych kondensatorów elektrolitycznych. Niemniej zasilenie układu z napięcia 12 V (a więc 3 V więcej niż zalecane) nie spowoduje żadnych uszkodzeń. Gdybyś miał ochotę pobawić się w wyliczenie prądów przepływających przez diody LED w chwilach pełnego wysterowania tranzystorów, możesz skorzystać z informacji z poprzednich spotkań.

Z uwagi na sezon wakacyjny (ma być krótko, lekko i przyjemnie) odpuszczę sobie próbę tłumaczenia tego, jak w szczegółach działa klasyczny generator astabilny zbudowany na tranzystorach bipolarnych, czyli multiwibrator. Przyznam szczerze, nie mam dzisiaj konceptu, który pozwoliłby mi to zrobić w sposób nienudny, a plątać się w akademickie wywody jakoś dziś mi się nie chce.

eprasa.pl 7f12934a40

Napiszę jedynie pokrótce, że multiwibrator astabilny to układ, w którym dwa tranzystory naprzemiennie włączają się i wyłączają, tworząc ciągły przebieg prostokątny. Przełączanie to jest inicjowane przez niewielką niesymetrię elementów, co powoduje, że jeden tranzystor załącza się jako pierwszy. Spadek napięcia na jego kolektorze zostaje przeniesiony przez kondensator na bazę drugiego tranzystora, chwilowo go blokując. Następnie kondensatory stopniowo się ładują lub rozładowują przez rezystory, aż drugi tranzystor zaczyna przewodzić, powodując odcięcie pierwszego. Proces ten powtarza się cyklicznie, generując oscylacje o częstotliwości zależnej od wartości kondensatorów i rezystorów.

Na rysunku 1 pokazano schemat naszej czterolistnej koniczynki LED. Są to dwa niemal zupełnie oddzielne generatory astabilne. Niemal – ponieważ połączone ze sobą za pomocą rezystora R5. Owszem, są również zasilane z tej samej baterii (lub zasilacza) ale o wzajemnej interferencji obu generatorów (i ich wpływie na wzajemną pracę) decyduje rezystor R5.

Podstawowym generatorem impulsów, sprawiających, że raz zaświecają się diody LED1 i LED2 a potem gasną i zaświecają się diody LED3 i LED4 jest generator astabilny (generator każdorazowo zmieniający swój stan na przeciwny, działający w nieskończonej pętli) znajdujący się po prawej stronie schematu. Zgodnie z listą elementów jak i opisów widocznych na schemacie został on zbudowany z następujących elementów:

- R7, R10: 470 Ω
- R8, R9: 22 kΩ
- C3, C4: 10 µF
- T3, T4: NPN, BC547

Jak wspomniano wcześniej, gdy tranzystor T3 jest włączony (świecą diody LED1 i LED2), tranzystor T4 jest wyłączony (diody LED3 i LED4 pozostają wygaszone) i na odwrót: gdy tranzystor T4 jest włączony (świecą diody LED3 i LED4), tranzystor T3 jest wyłączony (diody LED1 i LED2 pozostają wygaszone). Cykl powtarza się naprzemiennie i bez końca.

Używając ogólnodostępnych wzorów policzmy więc sobie z ciekawości jak długie będą czasy świecenia i wyłączenia diod LED, w klasycznym układzie multiwibratora astabilnego. W tym celu wyobraźmy sobie sytuację, gdzie generator z lewej strony schematu nie wpływa na pracę generatora po prawej stronie (co osiągniemy poprzez wylutowanie bądź tymczasowe niemontowanie rezystora R5). Ponadto w klasycznym generatorze astabilnym rezystory zasilające bazy tranzystorów podłączone są jednym końcem bezpośrednio do plusa zasilania. Zastąpmy więc rezystor R6 zworą (albo zewrzyjmy R6 na czas obserwacji metalową pęsetą).

Dla symetrycznego multiwibratora (czyli R8 = R9, C3 = C4), czasy przez które każdy z tranzystorów będzie załączony lub wyłączony są równe i można policzyć je z zależności:

$$T\,[\mathrm{s}] = 0{,}7 \cdot R\,[\Omega] \cdot C\,[\mathrm{F}] =$$
$$0{,}7 \cdot 22000\,[\Omega] \cdot 0{,}00001\,[\mathrm{F}] = 0{,}154\,[\mathrm{s}]$$

gdzie, w przypadku naszego układu:

- R, czyli wartość opornika w obwodzie bazy to (R8=R9=22 kΩ=22000 Ω),
- C, czyli wartość kondensatora sprzęgającego to (C3=C4=10 µF=0,00001 F)

Z obliczeń wynika, że czasy załączenia i wyłączenia każdego z tranzystorów będą wynosiły po 0,154 s, a pełen cykl (czas załączenia tranzystora + czas wyłączenia tranzystora) wyniesie 2·0,154 s, czyli 0,308 s.

Oznacza to, że jeżeli podłączysz do zasilnia zmontowany układ, ze zdemontowanym rezystorem R5 oraz zwartym (na przykład za pomocą metalowej pęsety) rezystorem R6, w ciągu pojedynczej sekundy powinieneś być w stanie zaobserwować nieco ponad trzy cykle załączających się i wyłączających par diod LED (LED1 i LED2 lub LED3 i LED4).

Co stanie się, jeśli zrezygnujemy ze zwory na pozycji R6 i umieścimy tam, zgodnie z opisem na schemacie, rezystor o wartości 100 kΩ?

W każdej fazie pracy układu tylko jeden z rezystorów w obwodzie bazy (R8 lub R9) bierze udział w ładowaniu kondensatora, a prąd do niego płynie teraz przez wspólny rezystor R6. Gdy ładuje się C3, prąd płynie przez R6+R8. Gdy ładuje się C4, prąd płynie przez R6+R9. Ponieważ R8=R9=22 kΩ, to w obu przypadkach:

$$T\,[\mathrm{s}] = 0{,}7 \cdot R\,[\Omega] \cdot C\,[\mathrm{F}] =$$
$$0{,}7 \cdot (22000\,[\Omega] + 100000\,[\Omega]) \cdot 0{,}00001\,[\mathrm{F}] =$$
$$0{,}854\,[\mathrm{s}]$$

Tym samym pełen cykl (czas załączenia tranzystora + czas wyłączenia tranzystora) wyniesie 2·0,854 s czyli 1,708 s co będzie dużo łatwiejsze do zaobserwowania.

Jeśli zatem zmontujesz gotowy układ, pozostawiając nieobsadzony jedynie rezystor R5, wówczas po podłączeniu zasilania powinieneś zaobserwować w sposób powolny przełączające się dwie pary diod LED. Pełen cykl załącz-wyłącz powinien trwać około 1,7 s dla każdej z par.

Jeśli chcesz zaobserwować, w jaki sposób generator po lewej stronie wpływa na pracę generatora po prawej stronie schematu, na początku nie montuj rezystora R5. Uruchom układ bez niego i sprawdź, jak działa. Dopiero po przeprowadzeniu tej obserwacji zamontuj rezystor R5. Następnie ponownie uruchom układ i porównaj jego zachowanie – zauważysz różnicę w pracy generatora. Samodzielnie oceń, czy układ działa właśnie tak, jak opisano we wstępie.

Postępując z instrukcjami powyżej, miałeś okazję zobaczyć jak zbudowany jest i jak działa pojedynczy multiwibrator astabilny. Spójrzmy jednak na rozwiązanie, które obrał autor czterolistnej koniczynki LED.

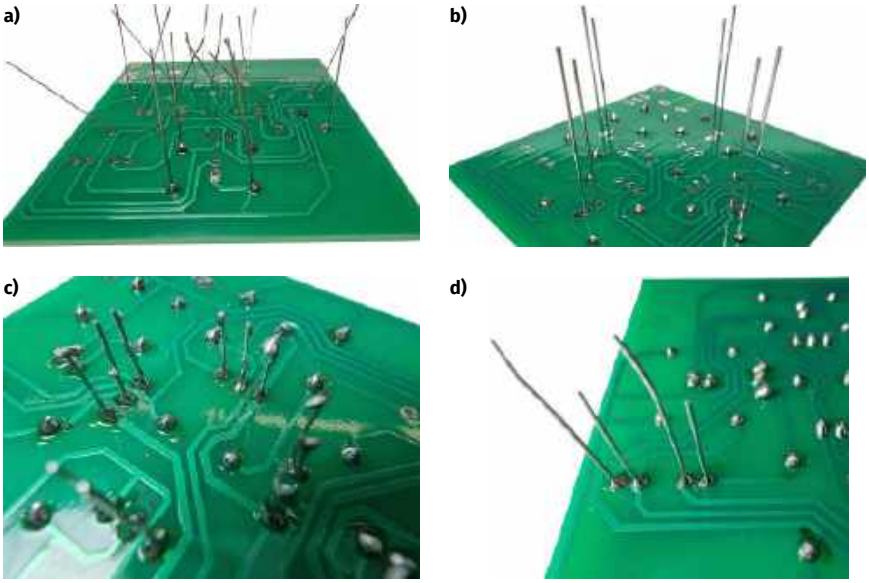
Zamiast podłączyć oporniki R8 i R9 (zasilające bazy tranzystorów T3 i T4) bezpośrednio z dodatniego bieguna zasilania, zostały one podłączone do dzielnika napięcia zbudowanego z rezystorów R5 i R6.

Górna gałąź dzielnika (R6) jest podłączona do dodatniego zasilania (+9 V). Dolna gałąź dzielnika (R5) jest podłączona nie do masy, ale do kolektora tranzystora T2 z lewej strony schematu (czyli z wolniejszego multiwibratora). To oznacza, że napięcie zasilające bazy tranzystorów T3 i T4 (czyli sterujące pracą szybszego multiwibratora) zależy od stanu tranzystora T2 i napięcia panującego na jego kolektorze. Oznacza to również, że kondensatory C3 i C4 generatora po prawej stronie będą się ładowały cyklicznie, raz szybciej a raz wolniej, w zależności od tego, w jakim stanie znajduje się generator z lewej strony układu. Z uwagi na powyższe, generator po prawej stronie będzie działał raz szybciej a raz wolniej. Warto zauważyć, że gałęzie generatora po lewej stronie układu nie są symetryczne (R2=22 kΩ, R3=100 kΩ, zatem R2≠R3), co finalnie przełoży się na to, że koniczynka przez większość czasu będzie szybko migała diodami LED, zwalniając tylko na chwilę.

Montaż układu
Montaż przyjazny naprawom

Temat, który tu poruszę wyewoluował z doświadczeń podczas naszych cotygodniowych zajęć stacjonarnych. Lutowanie do płytki PCB zagiętych wyprowadzeń komponentów THT wydaje się wygodne i pewne. Chociaż metoda ta w sposób stabilny trzyma komponenty w płytce na czas lutowania i zapewnia, że nie wypadną one podczas odwracania płytki „do góry nogami", to jednak przysparza też sporo kłopotów podczas ewentualnej wymiany komponentów uszkodzonych lub niewłaściwie zamontowanych, na nowe. Ponieważ nóżki są zaginane pod kątem 45° a czasem nawet mniejszym, ich wylutowanie bywa bardzo kłopotliwe, a już wylutowanie uprzednio wadliwie zamontowanej diody LED, ze stosunkowo twardymi wyprowadzeniami, graniczy niemal

eprasa.pl 7f12934a40



Fotografia 3. Montaż komponentów THT przyjazny naprawom. Każde z wyprowadzeń przed chwilą lutowania zostało odgięte ponownie do pozycji prostopadłej względem PCB. Zalecana technika dotyczy lutowania wszystkich komponentów do montażu przewlekanego. Powyżej przykłady dla a) rezystorów, b) diod LED, c) tranzystorów, d) kondensatorów elektrolitycznych

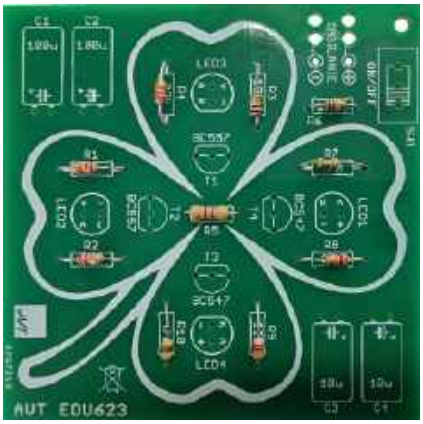
z cudem. Próba naprawy bardzo często kończy się uszkodzeniem komponentu a nawet płytki drukowanej. By temu zapobiec i zapewnić szybką i wygodną metodę wymiany komponentu chciałbym zachęcić Cię, byś przed samym lutowaniem wyprowadzenia do padu lutowniczego przywrócił je do pełnej względem płytki prostopadłości. Po odwróceniu płytki drukowanej i położeniu jej na blacie roboczym, komponent z pewnością już nie wypadnie, bo leży już na powierzchni roboczej, a spoczywająca nań od góry płytka i tak go unieruchamia. Wystarczy zatem jeden dodatkowy ruch grotem lutownicy, naprostowujący wcześniej odgięty pin i ustawiający go ponownie do pionu. Tak przylutowany komponent można będzie bez większego trudu wymienić, gdyż jego przycięte wyprowadzenia nie będą miały kolizji z płytką i swobodnie przejdą przez otwór, po podgrzaniu pól lutowniczych i roztopieniu cyny. Poniżej **fotografie 3abcd** pokazujące tę ideę. Zwróć uwagę na zagięte piny jeszcze przed lutowaniem oraz prostopadłe do płytki wyprowadzenia po zakończeniu lutowania.

Montaż rezystorów

Jako pierwsze należy zamontować dziesięć rezystorów. Zgodnie ze schematem i wykazem elementów powinny mieć one wartości: pięć sztuk (R1, R2, R4, R8, R9) – 22 kΩ, dwie sztuki (R3, R6) – 100 kΩ, dwie sztuki (R7, R10) – 470 Ω oraz pojedynczy (R5) – 4,7 kΩ. By pośród wszystkich elementów wysypanych z woreczka odnaleźć rezystor o właściwej wartości można posłużyć się jego kodem paskowym, pod warunkiem, że dysponujemy wystarczająco dobrym wzrokiem oraz potrafimy czytać ten kod lub też dysponujemy odpowiednią tabelką wiążącą kolory na odpowiednich pozycjach z cyframi, która pomogłaby w odczytaniu zakodowanej za ich pomocą wartości rezystancji i ewentualnie dodatkowo tolerancji danego rezystora. Niemniej kod taki potrafi być mało czytelny, co będzie zależało nie tylko od wydajności naszego wzroku, ale również od jakości wykonanego przez producenta komponentu oznakowania. Niejednokrotnie np. kolor pomarańczowy będzie łudząco przypominał kolor czerwony i na odwrót. Z uwagi na powyższe okoliczności, najpewniejszym sposobem sprawdzenia wartości rezystora będzie zawsze jego pomiar z użyciem multimetru.

Jeśli podczas mierzenia rezystorów pojawią się jakiekolwiek trudności, warto sięgnąć po instrukcję pomocniczą dostępną na stronie https://elportal.pl/do-pobrania – znajdziesz tam dokument „Pomiar wartości rezystorów za pomocą multimetru”, przygotowany jako materiał uzupełniający do EdW 11/2024. Dobrze mieć go pod ręką – można go wydrukować i traktować jako praktyczną ściągawkę przy każdych pomiarach.

Rezystor nie posiada biegunowości, co oznacza, że działa tak samo niezależnie od kierunku przepływu prądu. Dzięki temu jego montaż na płytce nie wymaga zastanawiania się nad orientacją – zgadzać się musi jedynie lokalizacja i wartość montowanego rezystora. Kierunek pozostaje dowolny. Na **fotografii 4** widać poprawnie zamontowane rezystory.

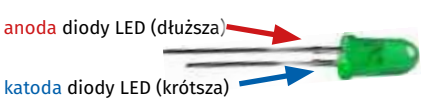


Fotografia 4. Rezystory są elementami bez polaryzacji i montujemy je na odpowiednich pozycjach, zgodnie z wykazem elementów, w dowolnym kierunku. Wartość każdego z rezystorów warto dla pewności zmierzyć za pomocą multimetru lub sprawdzić, czy kolejność kolorów kodu paskowego jest zgodna z powyższą fotografią

Montaż diod LED

Podczas montażu diod LED należy zachować szczególną ostrożność, ponieważ każda dioda jest elementem spolaryzowanym. Każda z diod posiada anodę, którą należy podłączyć do dodatniego potencjału zasilania oraz katodę, którą podłącza się do ujemnego bieguna zasilania. W przypadku diod LED anoda jest zawsze wyprowadzeniem dłuższym a katoda jest krótsza (**rysunek 2**). Do płytki PCB należy przylutować cztery diody LED. Montujemy je na pozycjach LED1…LED4. Anody (dłuższe wyprowadzenia diod LED) należy zamontować do otworów oznaczonych literą „A” lub znakiem „+”. Krótsze katody muszą trafić do otworów sąsiednich, oznaczonych literą „K” lub znakiem „–”, umiejscowionym przy fragmentach okręgów odwzorowujących obwody diod LED zastąpionych linią prostą (**fotografia 5**).

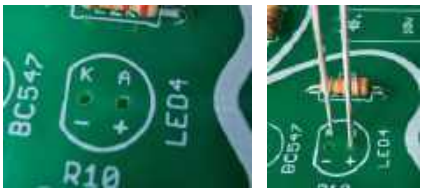
W swoim zestawie znalazłem diodę LED w niestandardowej obudowie o kształcie walca z płaskim czołem. W diodzie tej nie istnieje ponadto spłaszczenie u podstawy, które zawierałoby płaskie ścięcie, po którym dałoby się rozpoznać katodę. W tej sytuacji nie dałoby się dopasować kierunku włożenia komponentu, bez sugerowania się długością wyprowadzeń. Jeśli ktoś jednak



Rysunek 2. Opis wyprowadzeń diody LED („plusowe” wyprowadzenie dłuższe, „minusowe” krótsze)

eprasa.pl 7f12934a40

wlutuje diodę i chciałby się upewnić, czy dobrze ją zamontował, może posłużyć się multimetrem ustawionym na funkcję badania diod (**fotografia 7**). Sondy miernika należy wówczas przytknąć od spodniej strony płytki do punktów lutowniczych



Fotografia 5. W otwory oznakowane literą „A" lub znakiem „+" należy zamontować anody (dłuższe wyprowadzenia diod LED), natomiast katody (krótsze wyprowadzenia diod LED) należy umieścić w otworach oznakowanych literą „K" lub znakiem „–". Lokalizację katod wskazuje dodatkowo linia prosta w obrysie diody LED

Większa elektroda wewnątrz obudowy diody LED to z dużym prawdopodobieństwem katoda (zdarzają się odstępstwa od tej reguły)



Prosty odcinek w obrysie diody LED na płytce wskazuje miejsce montażu katody diody LED

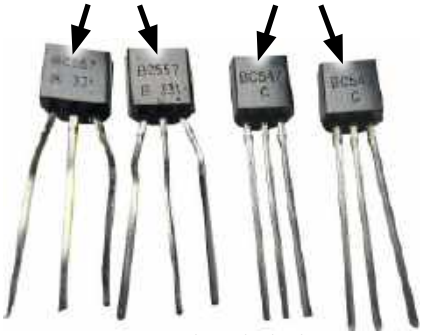
Fotografia 6. Przykład poprawnie zamontowanej diody LED. Katody (krótsze wyprowadzenia) znajdują się w otworach sąsiadujących z prostą linią w obrysie diody LED na warstwie opisowej PCB



Fotografia 7. Sprawdzanie diody LED za pomocą multimetru ustawionego na testowanie diod. Po przyłożeniu sondy czerwonej do anody, a czarnej do katody, sprawna dioda LED powinna się zaświecić. Jeśli dioda ma odpowiednio długie (jeszcze nie przycięte) wyprowadzenia można się wspomóc krokodylkami

BC557, tranzystor bipolarny typu PNP – do zamontowania na pozycjach T1 i T2

BC547, tranzystor bipolarny typu NPN – do zamontowania na pozycjach T3 i T4



Fotografia 8. W zestawie znajdują się cztery tranzystory. Dwa z nich są typu PNP a kolejne dwa typu NPN. Nie mogą być montowane zamiennie, dlatego przed zamontowaniem tranzystorów uważnie zapoznaj się z ich oznakowaniem, a następnie zamontuj na właściwych pozycjach na płytce PCB

przylutowanej wcześniej diody LED. Można też sugerować się wielkością elektrod wewnątrz obudowy diody LED. Większa elektroda to z dużym prawdopodobieństwem katoda, która powinna zostać zamontowana przy prostej linii w obrysie diody LED na płytce (**fotografia 6**).

Należy pamiętać, że jeśli przylutujemy diodę LED w niewłaściwym kierunku, nie będzie ona świeciła, a ponadto, na skutek wymuszonego przepływu pądu wstecznego może ona ulec trwałemu uszkodzeniu. Zdarza się, że gdy zorientujemy się, że diodę LED zamontowaliśmy w sposób nieprawidłowy, po jej wylutowaniu i ponownym przylutowaniu, już we właściwym kierunku, dioda wciąż nie będzie chciała świecić. Dlatego po wylutowaniu błędnie zamontowanej diody LED z płytki PCB należy ją uprzednio sprawdzić z użyciem multimetru, ustawionego w tryb pomiaru diod lub testu ciągłości obwodu, czy wylutowana dioda LED, aby na pewno ciągle jest sprawna. W tym celu, po ustawieniu wspomnianego trybu pracy multimetru, do anody diody LED przykładamy czerwoną jego sondę a do katody przykładamy sondę czarną (**fotografia 7**). Jeśli w tym momencie dioda LED się zaświeci, oznacza to, że jest ona sprawna, i możemy przylutować ją ponownie, tym razem pamiętając o właściwym kierunku montażu.

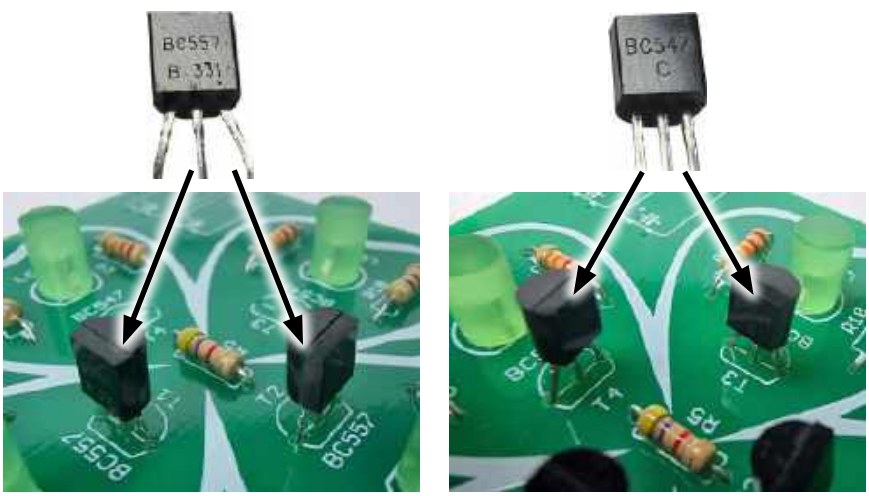
Montaż tranzystorów

Przy montażu tranzystorów T1...T4 należy zachować szczególną ostrożność. Choć wszystkie cztery wyglądają dokładnie tak samo, dwa z nich: T1 i T2 są typu PNP (BC557 lub BC558) a dwa kolejne: T3 i T4 są typu NPN (BC547 lub BC548). Dlatego w pierwszej kolejności przyjrzyj się uważnie napisom na płaskiej powierzchni każdego z tych tranzystorów (**fotografia 8**) i zamontuj je na odpowiednich pozycjach!

Tranzystory są elementami niesymetrycznymi, dlatego należy je zamontować zgodnie z oznaczeniem na płytce drukowanej. Ich obudowa w kształcie litery „D" powinna dokładnie pasować do obrysu naniesionego na warstwie opisowej. Przykład poprawnie zamontowanych tranzystorów T1 i T2 (PNP) pokazano na **fotografii 9a**. Poprawny montaż tranzystorów T3 i T4 (NPN) pokazano na **fotografii 9b**.

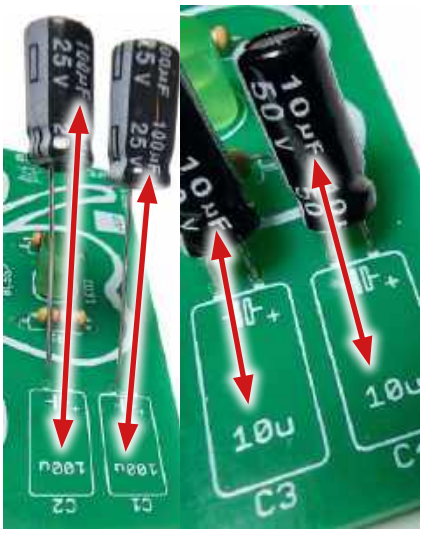
Montaż kondensatora elektrolitycznego

W budowanym zestawie znajdują się cztery kondensatory elektrolityczne, C1, C2 (100 µF) oraz C3, C4 (10 µF). Wartości możemy potwierdzić każdorazowo na obudowie

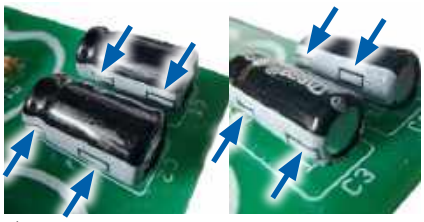


Fotografia 9. Poprawny montaż a) tranzystorów T1 i T2 (PNP) oraz b) tranzystorów T3 i T4 (NPN). Korpusy tranzystorów (w kształcie litery „D") odpowiadają obrysom (również w kształcie litery „D") na warstwie opisowej płytki PCB

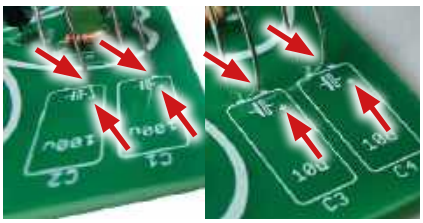
eprasa.pl 7f12934a40



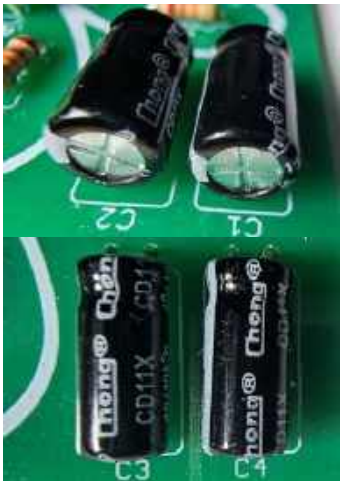
a) wartość pojemności kondensatora oznaczona na jego korpusie musi pokrywać się z wartością pojemności nadrukowaną na płytce PCB. Na pozycjach C1 i C2 należy zamontować kondensatory o pojemności 100 µF. Na pozycjach C3 i C4 należy zamontować kondensatory o pojemności 10 µF



b) kondensatory elektrolityczne mają na obudowach wyraźny znak „–”. Wskazuje on ujemne wyprowadzenie kondensatora. Jest ono również krótsze niż wyprowadzenie dodatnie



c) dłuższe wyprowadzenia kondensatorów elektrolitycznych należy umieścić w otworze oznaczonym znakiem „+”.
Krótsze ich wyprowadzenia należy umieścić w sąsiednim otworze bez znaku



d) obrys komponentu (prostokąt zamiast okręgu) sugeruje, że kondensator należy zamontować w pozycji leżącej

Fotografia 10. Na fotografiach pokazano poprawny montaż kondensatorów C1...C4 z uwzględnieniem ich a) pojemności, b) i c) polaryzacji oraz d) montażu poziomego, zgodnie z obrysem na PCB

danego kondensatora, na której znajduje się również informacja o dopuszczalnym napięciu roboczym. W moim zestawie znalazłem kondensatory o pojemności 100 µF na napięcie 25 V oraz 10 µF na napięcie 50 V. Co oznaczają wartości napięć i czy trzeba się nimi przejmować? Z reguły pojemność kondensatora (w mikrofaradach) jest kluczowa, ponieważ wpływa bezpośrednio na działanie układu. Z kolei napięcie robocze (w woltach) mówi tylko, jaki maksymalny poziom napięcia może być zastosowany bez ryzyka uszkodzenia kondensatora. Nasz układ działa przy napięciu 9 V, co oznacza, że zarówno napięcie 25 V jak i 50 V jest bezpieczne i nie grozi uszkodzeniem któregokolwiek z kondensatorów. Możemy również użyć kondensatora o wyższej wartości napięcia, co zdarza się, gdy nie mamy pod ręką kondensatora o napięciu wskazanym w projekcie. Ważne jest, by nie przekroczyć wartości napięcia podanego na kondensatorze elektrolitycznym, ponieważ uszkodzi to kondensator a nawet doprowadzi do małej eksplozji. **Dlatego zawsze zakładaj gogle ochronne przy uruchamianiu urządzeń elektronicznych, nawet tych zasilanych bateryjnie.** Wybór kondensatora o wyższym napięciu roboczym jest dopuszczalny, jednak nie należy stosować kondensatorów o napięciu niższym od wymaganego. Zawsze powinna być zachowana odpowiednia pojemność, a większe napięcie robocze kondensatora wiąże się z większymi wymiarami samego komponentu.

Kondensator elektrolityczny, jak zapewne pamiętasz, jest elementem spolaryzowanym i, podobnie jak ma to miejsce w przypadku diod LED, tu również dłuższa nóżka nowego (nieprzyciętego jeszcze) elementu jest wyprowadzeniem dodatnim (+) a krótsza ujemnym (–). Poprawny montaż kondensatorów elektrolitycznych na płytce PCB pokazano na **fotografiach 10abcd**.

Montaż włącznika zasilania

Pora na zamontowanie włącznika, opisanego na schemacie i PCB jako SW1. Ten przełącznik łączy swój pin środkowy z jednym z dwóch skrajnych, w którego kierunku jest w danym momencie skierowany hebelek przełącznika. Z uwagi na taką konstrukcję, kierunek montażu tego elementu nie ma żadnego znaczenia. Podczas montażu warto przylutować środkowy pin do płytki PCB, a po upewnieniu się, że komponent dobrze przylega do jej powierzchni, przylutować pozostałe. Poprawnie zamontowany przełącznik SW1 pokazano na **fotografii 11**.



Fotografia 11. Poprawnie zamontowane włącznika zasilania SW1

Montaż kabelka baterii 9 V (kijanka)

Na koniec pozostaje przytwierdzić do płytki PCB kabelek służący do podłączenia baterii 9 V. Podobnie jak w przypadku większości zestawów serii AVTEDU, kabelki najpierw przeciągamy przez otwory pomocnicze, pełniące funkcję stabilizującą przewody w miejscu zamocowania. Dzięki takiemu rozwiązaniu połączenie będzie miało lepszą wytrzymałość mechaniczną i kabelki nie oderwą się tak szybko od płytki. Przewody należy wprowadzić w te otwory od strony komponentów (**fotografie 12a**,**d**), a następnie należy je przewlec od strony spodniej w stronę warstwy wierzchniej przez kolejną parę otworów prowadzących, by ostatecznie pozbawione izolacji, uprzednio skręcone i pocynowane końcówki włożyć w odpowiednie otwory (**fotografia 12b**). Czerwony kabelek powinien trafić do otworu oznaczonego znakiem „+”, natomiast czarny kabelek należy zamontować do otworu oznaczonego znakiem „–” (fotografia 12a). Wystające po stronie lutowania wyprowadzenia kabelków należy następnie przylutować do płytki PCB (**fotografia 12c**). Poprawnie zamontowany kabelek pokazano na **fotografii 12e**.

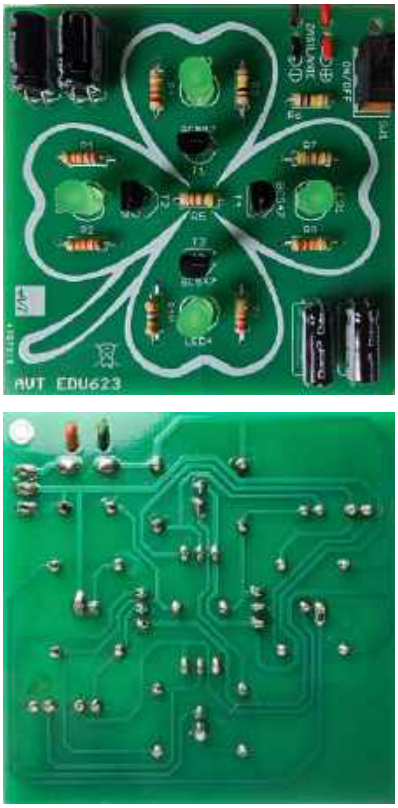
Podsumowanie montażu

Po ukończeniu montażu upewnij się, proszę, czy wszystkie połączenia lutowane są błyszczące i nie ma zimnych lutów oraz czy żadne sąsiednie pola lutownicze nie

eprasa.pl 7f12934a40



Fotografia 12. Kabelki złącza baterii (typu kijanka) należy: a) przewlec przez otwory wspomagające od warstwy wierzchniej w stronę spodu płytki PCB – czerwony w stronę „+" oraz czarny w stronę „–", b) ponownie przewlec przewody przez kolejną parę otworów wspomagających, tym razem od strony spodniej w kierunku strony wierzchniej. Następnie należy osadzić wcześniej pozbawione izolacji, skręcone i pocynowane kilkumilimetrowe fragmenty przewodów w odpowiednich otworach i c) przylutować je do odpowiednich pól lutowniczych. Na koniec należy d) zniwelować luźne pętle uzyskując odpowiedni e) efekt końcowy



Fotografia 13. Poprawnie zmontowany układ Czterolistnej koniczynki LED. Widok płytki a) od strony komponentów, b) od strony lutowania

są ze sobą błędnie połączone. Poprawnie zmontowany układ powinien wyglądać jak na **fotografii 13a** i **b**.

Podsumowanie

Właśnie zbudowałeś swoją Czterolistną koniczynkę LED. Zatem czas na wakacje! Niech zbudowana zieloność przyniesie Ci moc bezpiecznych, wakacyjnych przygód i zapewni świetną wakacyjną pogodę, nie tylko ducha. Zwiedzaj, kąp się, dreptaj a potem wracaj cały i zdrowy, szczęśliwy i wypoczęty! Ahoj przygodo! ■

Mariusz Ciszewski

REKLAMA

Publikujemy dla projektantów i programistów elektroniki

ELPORTAL.pl



eprasa.pl 7f12934a40

Przedstawiamy początkowe fragmenty dwóch projektów ze zbioru kilkudziesięciu projektów dostępnych wyłącznie dla prenumeratorów EdW w rubryce DIY PLUS na **www.elportal.pl**. W rubryce DIY PLUS zamieszczamy aktualnie najciekawsze projekty publikowane w Internecie w formule open source. Prenumeratorów EdW zapraszamy do zapoznania się na **www.elportal.pl** z niezwykle inspirującymi zasobami rubryki DIY PLUS.



Nowy i ulepszony licznik Geigera – teraz z Wi-Fi!

Licznik Geigera to przyrząd służący do wykrywania i pomiaru promieniowania jonizującego. Jest to jeden z najbardziej znanych na świecie przyrządów do wykrywania promieniowania, ponieważ może być używany do wykrywania promieniowania jonizującego, takiego jak cząstki alfa, cząstki beta i promienie gamma, i jest zwykle używany jako podręczny przyrząd do badania promieniowania, ostrzegający użytkowników, gdy znajdują się w obszarze niebezpiecznego poziomu promieniowania otoczenia, za pomocą aż nazbyt dobrze znanego odgłosu klikania.
Chociaż projekt ten zachowuje niektóre funkcje z pierwszej wersji, takie jak użycie ESP8266 i interfejsu dotykowego, zamiast tylko implementować wykrywanie poziomów promieniowania, jak pierwsza wersja, łączy w sobie licznik Geigera, dozymetr i promieniowanie monitorowanie razem w jednym pakiecie, który jest o 50% mniej gruby i z mnóstwem nowych funkcji oprogramowania!



Detektor zalania

W zeszłym tygodniu miałem w domu dużą powódź. W środku nocy pękła rura doprowadzająca wodę, co spowodowało wiele szkód. Drewniana podłoga, meble, małe urządzenia elektroniczne – wszystko zostało uszkodzone przez wodę. To sprawiło, że pomyślałem o projekcie, który wykrywałby wodę na podłodze i uruchamiał alarm.
Detektor powinien być w stanie wykryć wodę i uruchomić alarm. Ponadto powinien być mały i zasilany bateryjnie.

Niektóre projekty aktualnie dostępne tylko dla prenumeratorów EdW w rubryce DIY PLUS na www.elportal.pl:

1. Lampa nastrojowa LED o dużej mocy
2. Kontroler dzwonów kościelnych
3. Arduino Nano – włączanie/wyłączanie urządzeń za pomocą pilota na podczerwień (dwa kanały)
4. Lampa sufitowa LED z czujnikiem ruchu PIR – kompatybilna z Arduino
5. Inteligentny ściemniacz LED z Bluetooth – 4-kanałowy włącznik/wyłącznik Bluetooth
6. Czterokanałowy izolator cyfrowy, wzmocniony, szybki, o niskim poborze mocy
7. Sterowanie prędkością, kierunkiem i zatrzymaniem silnika DC z modułem RF NRF24L01
8. Nadajnik zdalnego sterowania z pojedynczym joystickiem wykorzystujący NRF24L01
9. 8-kanałowy zdalny nadajnik RF z protokołami: Holtek i szeregowym
10. 8-kanałowy zdalny odbiornik RF z protokołami: Holtek i szeregowym
11. Pojemnościowy czujnik wilgotności do konwertera wyjścia analogowego
12. Mostek H dla wysokiej mocy szczotkowego silnika prądu stałego z czujnikiem prądu
13. Przetwornica DC-DC buck 12...75 V na 10 V na wyjściu
14. Czujnik prądu low-side 10 µA...10 mA
15. Kontroler ramienia robota z bezprzewodowym pilotem PS3
16. Termiczny czujnik masowego przepływu powietrza – anemometr stałotemperaturowy
17. Precyzyjny wzmacniacz transimpedancyjny z przełączanym integratorem
18. Wysokowydajny monofoniczny wzmacniacz audio klasy D o mocy 20 W
19. Kontroler pełnego mostka z przesunięciem fazowym i prostowaniem synchronicznym wykorzystujący UCC28950
20. Monitorowanie poziomu cieczy za pomocą czujnika ciśnienia – wyświetlacz słupkowy
21. Sterowanie silnikiem DC za pomocą joysticka
22. 16-kanałowy sterownik serwomechanizmów RC z interfejsem I²C
23. Programowalny kondycjoner sygnału z czujnika rezystancyjnego mostkowego
24. Choinka z Arduino i pikselowymi diodami
25. 20-segmentowy wyświetlacz słupkowy w rozmiarze jumbo
26. Stacja pogodowa lilygo ttgo t5-4.7 z wyświetlaczem typu e-papier
27. Półprzewodnikowy przekaźnik mocy DC z prądowym sprzężeniem zwrotnym
28. Wyłącznik nadprądowy – przekaźnik wyłączający nadprądowy
29. TinyML – Rozpoznawanie ruchu przy pomocy RPi Pico
30. Uniwersalny konwerter napięcia AC – wyjście 18 V DC z wejścia 85...265 V AC
31. Moduł procesora echa głosu – urządzenie opóźniające do efektów dźwiękowych, echo, reverb
32. Sterownik silnika krokowego z joystickiem
33. RPi – stacja pogodowa IoT
34. Niskobudżetowy monitor jakości powietrza IoT oparty o RaspberryPi 4
35. Automatyczny system ogrodniczy z NodeMCU i Blynk, ArduFarmBot 2

Miesięcznik „**Elektronika dla Wszystkich**”
(12 numerów w roku) jest wydawany we współpracy z kilkoma redakcjami zagranicznymi

Wydawnictwo:
AVTKorporacja Sp. z o.o.
03-197 Warszawa, ul. Leszczynowa 11
tel. 22 257 84 99, e-mail: avt@avt.pl

Wydawca:
Wiesław Marciniak

Redaktor naczelny:
Mariusz Ciszewski
mariusz.ciszewski@elportal.pl

Adres redakcji:
03-197 Warszawa, ul. Leszczynowa 11
e-mail: edw@elportal.pl, www.elportal.pl

Dział reklamy:
Katarzyna Gugała
katarzyna.gugala@elportal.pl, tel. 22 257 84 64

Szef Pracowni Konstrukcyjnej:
Jakub Sobański
jakub.sobanski@elportal.pl

Sekretarz redakcji:
Dariusz Welik
dariusz.welik@elportal.pl

DTP, redakcja strony internetowej www.elportal.pl:
MAD Sp. z o.o.

Prenumerata:
W Wydawnictwie AVT, e-mail: prenumerata@avt.pl
tel. 22 257 84 22, (godz. 10:00–14:00)
www.ulubionykiosk.pl

Copyright AVTKorporacja Sp. z o.o., Warszawa, ul. Leszczynowa 11. Projekty publikowane w „Elektronice dla Wszystkich” mogą być wykorzystywane wyłącznie do własnych potrzeb. Korzystanie z tych projektów do innych celów, zwłaszcza do działalności zarobkowej, wymaga zgody redakcji „Elektroniki dla Wszystkich”. Przedruk oraz umieszczanie na stronach internetowych całości lub fragmentów publikacji zamieszczanych w „Elektronice dla Wszystkich” jest dozwolone wyłącznie po uzyskaniu pisemnej zgody redakcji. Redakcja nie odpowiada za treść reklam i ogłoszeń zamieszczanych w „Elektronice dla Wszystkich”.

eprasa.pl 7f12934a40



TRZECIARĘKA ZD-11P
Uchwyt montażowy typu „Trzecia ręka”, pająk – uchwyt z latarką, ZD11P



TRZECIARĘKA ZD-11P-1
Uchwyt montażowy typu „Trzecia ręka”, pająk – uchwyt z latarką i lupą, ZD11P-1



TRZECIARĘKA SN-394
Uchwyt montażowy typu „Trzecia ręka”, pająk z lupą 50 mm, przykręcany do blatu Proskit SN-394

BESTSELLERY sklepu AVT – sklep.avt.pl

Trzecia ręka

Rabat dla Czytelników EdW przy zakupie podaj kod EdW2505TR

Kod ważny do 30.09.2025

-3%

Rabat dla Prenumeratorów EdW przy zakupie podaj numer prenumeraty

-6%



TRZECIARĘKA ZD-11M-1
Uchwyt montażowy typu „Trzecia ręka”, pająk – z uchwytem na szpulkę cyny, ZD11M-1



TRZECIARĘKA ZD-11M-2
Uchwyt montażowy typu „Trzecia ręka”, pająk – uchwyt z lupą i podświetleniem LED ZD11M-2



TRZECIARĘKA ZD-11M-3
Uchwyt montażowy typu „Trzecia ręka”, pająk – uchwyt z lupą i podświetleniem LED ZD-11M-3



TRZECIARĘKA ZD-11M
Uchwyt montażowy typu „Trzecia ręka”, pająk – uchwyt ZD11M



TRZECIARĘKA SN-392
Uchwyt montażowy typu „Trzecia ręka” z lupą 90 mm, Proskit SN-392



TRZECIARĘKA
Uchwyt montażowy typu „Trzecia ręka” z lupą 60 mm

eprasa.pl 7f12934a40

Elektor Bestsellers

SAVE UP TO 26% NOW!

















www.elektor.com/sale/deals

Elektor SUMMER SALE

eprasa.pl 7f12934a40

elektor design > share > earn