Edukacja w EdW dla szkół i uczelni:
Wykład 20 – oscylatory

ELEKTRONIKA dla wszystkich JUNIOR
NOWOŚĆ
strona 87



ELEKTRONIKA dla wszystkich

nr 7/2024 (342) • lipiec • www.elportal.pl

DIY PLUS
tylko dla prenumeratorów

Tele-com interkom wykorzystujący telefony analogowe



PROJEKTY dla elektroników

- Tania dwu- lub trójdrożna zwrotnica aktywna
- Impulsowy zamiennik stabilizatorów liniowych 78xx
- Rejestrator energii. Pomiar i rejestracja zużycia energii
- Zabezpieczenie termiczne do subwoofera

DIY dla wszystkich

- Prysznic zraszający rośliny na sztucznej plantacji
- Inteligentne rękawice jako pilot do gier

TUTORIALE

- Rezonatory kwarcowe
- Miernik wielofunkcyjny FNIRSI DSO-TC3
- Audio OUT: Przedwzmacniacz mikrofonowy (dla wokodera), część 4
- Ekscytacje Maxa: Migające diody LED i śliniący się inżynierowie
- Edukacja w EdW dla szkół i uczelni: Wykład 20 – oscylatory
- Obwody RC

ISSN 1425-1698 Indeks 33362X
07
9 771425 169245
16,90 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 e9d8143d3

Najbardziej popularne kity AVT

Poznaj listę **TOP 100** na www.elportal.pl/kityavt



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



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



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



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



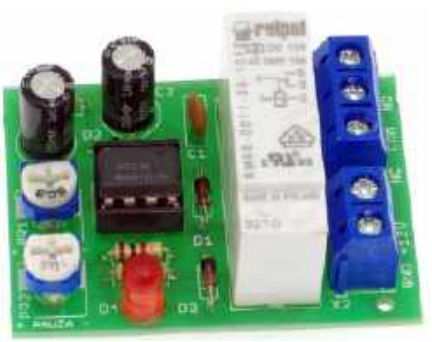
AVT1023 **Przedwzmacniacz gramofonowy o charakterystyce RIAA**
https://sklep.avt.pl/avt1023.html



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



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



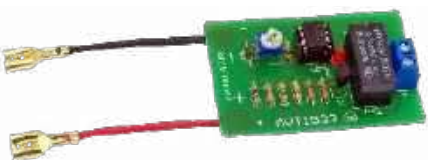
AVT1459 **Uniwersalny układ czasowy**
https://sklep.avt.pl/avt1459.html



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



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



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



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

Pełna oferta na: sklep.avt.pl

obejrzyj filmy na https://www.youtube.com/@serwisAVT

eprasa.pl e9d8143d34

prenumerata

–20%
NA START
162,30 zł

–30%
po pierwszym roku prenumeraty
142,00 zł

–40%
po drugim roku prenumeraty
121,70 zł

–50%
po trzecim roku nieprzerwanej prenumeraty
101,40 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 113,40 zł.

Dodatkowa oferta dla prenumeratorów wersji drukowanej: jeśli już subskrybujesz wersję papierową, możesz dokupić równoległe e-wydania w cenie 32,40 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

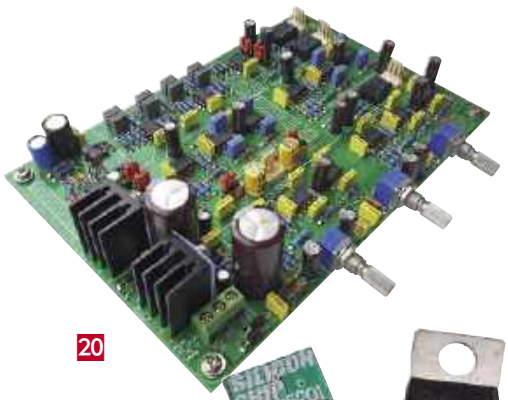
Zacznij korzystać z pełnych zasobów już dziś!

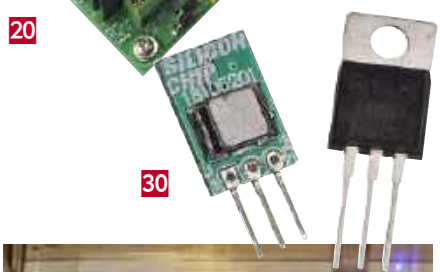
Zamów prenumeratę lub e-prenumeratę na www.UlubionyKiosk.pl/prenumerata
tel. 22 257 84 22 (godz. 10–14) | prenumerata@avt.pl | AVT-Korporacja sp. z o.o. ul. Leszczynowa 11, 03-197 Warszawa
rachunek bankowy: 18 1050 1012 1000 0024 3173 1013

ELEKTRONIKA dla wszystkich

lipiec 2024 • 7 (342)

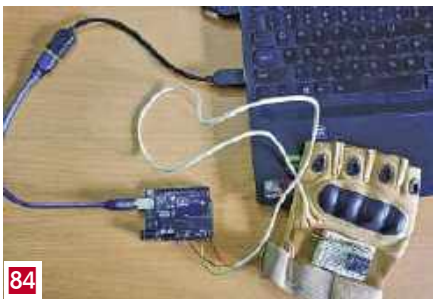












Projekty dla elektroników:

Tele-com – interkom wykorzystujący telefony analogowe 8
Tania dwu- lub trójdrożna zwrotnica aktywna, część 1 20
Impulsowy zamiennik stabilizatorów liniowych 78xx 30
Rejestrator energii. Pomiar i rejestracja zużycia energii 38
Zabezpieczenie termiczne do subwoofera 42

Tutoriale:

Rezonatory kwarcowe 44
Miernik wielofunkcyjny FNIRSI DSO-TC3 50
Edukacja w EdW dla szkół i uczelni: Wykład 20 – oscylatory 58
Audio OUT: Przedwzmacniacz mikrofonowy (dla wokodera), część 4 64
Ekscytacje Maxa:
• Migające diody LED i śliniący się inżynierowie (10) 72
• Sprytne porady i sztuczki cyklu Ekscytacje Maxa dotyczące kodowania .. 75
Obwody RC 77

DIY dla wszystkich:

Prysznic zraszający rośliny na sztucznej plantacji 80
Inteligentne rękawice jako pilot do gier 84

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

Kontroler ramienia robota z bezprzewodowym pilotem PS3 91
Termiczny czujnik masowego przepływu powietrza
– anemometr stałotemperaturowy 91

Rubryki stałe:

Prenumerata 3
Od redakcji 5
Poczta 6
Elektronika dla Wszystkich – Junior 87

eprasa.pl e9d8143d34

A za miesiąc w sierpniowym EdW



- **Cewka tesli**
  Proste, a jakże efektowne urządzenie, które generuje niezwykle wysokie napięcia, wystarczające do utworzenia „wyładowania płomieniowego" przypominającego płomień świecy. Może ono również zademonstrować bezprzewodową transmisję energii, na przykład zaświecić na odległość neonowe kule i świetlówki.
- **Wzmacniacz audio Hummingbird**
  Miniaturowy i mocny (niczym tytułowy koliber) wzmacniacz audio o mocy 60 W (przy 8 Ω) lub 100 W (przy 4 Ω). Z uwagi na te dwie cechy, jest on idealny do wykorzystania przy budowie systemów wielotorowych (dźwięk przestrzenny, aktywne zwrotnice). Rozwiązanie bazuje na rodzinie wysokiej klasy wzmacniaczy Ultra-LD Autora projektu, a jednocześnie jest tańsze i łatwiejsze w budowie.
- **Tania dwu- lub trójdrożna zwrotnica aktywna, część 2**
  Druga część artykułu poświęconego przetwornicy aktywnej o bardzo dużej elastyczności konfiguracji. Tym razem szczegółowo omówiony zostanie montaż urządzenia, powiemy też kilka słów na temat konfiguracji i użytkowania zwrotnicy, a także o tym, jak uporać się z problemami przy jej uruchamianiu, jeśli takowe wystąpią.
- **Translator cyfrowych sterowników oświetlenia**
  Ciekawe rozwiązanie translatora protokołów do systemów Flexible Digital Lighting Controller (FDLC), za pomocą którego nowsze urządzenie master (jego rolę może pełnić Arduino!) będzie w stanie sterować starszymi urządzeniami slave tego systemu. Z użyciem opisanego translatora bez trudu dokonamy rozbudowy istniejących systemów FDLC o nowsze jednostki slave i wszystkie razem (nowsze i starsze urządzenia slave) będą mogły być sterowane za pomocą nowszej jednostki master.
- Plus kolejna porcja intrygujących projektów DIY.
- Plus wiele artykułów w Twoich ulubionych cyklach Tutoriali.
- I pięknie rozwijająca się „gazeta" dla najmłodszych Czytelników – EdW Junior.

W kioskach od 31 lipca

Jeden z Was



Z wypiekami na twarzy czytając każdy numer EdW w młodości, nigdy bym nie przypuszczał, że kiedykolwiek spotka mnie wielka przygoda, by nim pokierować. Niemniej ostatnimi czasy, poniekąd tak właśnie się stało. W listopadzie ubiegłego roku, w bardzo przypadkowych okolicznościach, podjąłem się obowiązków Redaktora Merytorycznego EdW. Funkcja ta okazała się sporym wyzwaniem, biorąc pod uwagę dzisiejszy charakter pisma. Pisma, które w pogoni za mknącym, niemal z prędkością światła, postępem technologicznym i wynikającymi z tego społecznymi trendami i namiętnościami, kryje pomiędzy swymi okładkami olbrzymią ilość wyselekcjonowanych materiałów na licencji kilku najlepszych na świecie czasopism dla pasjonatów konstrukcji elektronicznych. Pisma, z jednej strony specjalistycznego, a z drugiej takiego, które musiało „nauczyć się" funkcjonować w świecie przesyconym ogólnodostępną i tanią elektroniką, co, samo w sobie, ma prawo nastrajać potencjalnego Czytelnika raczej w kierunku konsumpcji elektroniki niż jej tworzenia w warunkach domowych (co, jeszcze jakiś czas temu, oprócz waloru hobbystycznego, miało też wymiar szalenie praktyczny).

Zawodowo, trzynasty już rok zajmuję się przygotowywaniem projektów klienckich (layout PCB) pod produkcję wielkoseryjną w międzynarodowej korporacji zajmującej się produkcją elektroniki.

Prywatnie z wielkim powodzeniem, olbrzymią frajdą i satysfakcją łączę pasje wolontariatu z elektroniką, prowadząc koła zainteresowań, pomagając podopiecznym w sposób bezpieczny i konstruktywny „zmarnować" nadwyżki wolnego czasu.

Decydując się towarzyszyć pismu w dalszej jego drodze podjąłem się kolejnego wyzwania, zestawiając ze sobą wszystkie dotychczasowe aktywności, tak, aby nie tylko ze sobą nie kolidowały, ale wręcz zazębiały się ze sobą i wygląda na to, że się udało.

Korzystając z okazji chciałbym serdecznie pozdrowić dawnych Wychowanków i Kadrę niegdysiejszego kiełczowskiego „Domu Savio", obecnych uczestników kółka elektronicznego (Łukasz, Sebastian i Tymek) oraz Chłopaków i Kadrę Młodzieżowego Ośrodka Socjoterapii nr 2 we Wrocławiu.

Dobierając treści do numerów w kolejnych latach, dołożę starań, na miarę swych możliwości, by elektronika mogła być dzisiaj równie intensywnym źródłem frajdy, zabawy i pasji, jakim była ona dla mnie za młodu. Prowadząc, w czasie wolnym, różnej maści zajęcia z Podopiecznymi i dzieląc wraz z Nimi mniejsze i większe radości, a czasem wręcz trudne do opisania zachwyty z budowanych urządzeń, nie mam najmniejszych wątpliwości, że elektronika wciąż może stanowić dziś piękne i niezwykle wartościowe hobby, pozwalające w sposób bezpieczny i mądry wypełnić nadwyżki wolnego czasu w młodości, jak też przekształcić się w sposób naturalny i bezbolesny w całkiem intratne zajęcie na czas, gdy przytuli nas już dorosłość. Z kolei, my dorośli, możemy naszym Dzieciakom bardzo w tym pomóc, a to podsuwając Młodemu, czy Młodej wartościowe czasopismo, a to kupując na prezent jakiś ciekawy zestaw do samodzielnego montażu, a to, skrzykując się z kolegami, i organizując na Dzień Dziecka, tudzież na Mikołaja, lokalną imprezę, której jedną z atrakcji może być, na przykład, montaż jakiegoś banalnie prostego zestawu elektronicznego.

Z wielką satysfakcją zapraszam do nowej rubryki EdW Junior, w której będziemy dzielić się z Wami przygodami, a czasem niezwykle cennymi doświadczeniami, na które napotkamy podczas zajęć z najmłodszymi. Wierzę (i stawiam to sobie za cel), że tą nową rubryką dla tych najmniejszych, pismo zyska dodatkowo charakter międzypokoleniowy.

Napiszcie nam, co o tym myślicie, czekamy na Waszą pocztę!

Mariusz Ciszewski

eprasa.pl e9d8143d34

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.

Nowa rubryka – EdW Junior

Red. Publikujemy przykładowe dwa listy spośród pokaźniej poczty dotyczącej „zarażania” dzieci bakcylem hobby elektronicznego. Dziękujemy licznym Czytelnikom – tatusiom, wujkom i dziadkom, którzy przekonali nas do aktywności na tym polu.

Czytam Wasze pismo od niepamiętnych już czasów... Owszem, na dzień dzisiejszy, jest tu sporo ciekawych tekstów i opisów projektów, ale, napiszę to wprost, brakuje mi prostych układzików dla młodszych czytelników... Tymczasem pamiętam, i bardzo zresztą ciepło wspominam, jak za młodu Ojciec, który, z resztą, sam interesował się elektroniką, kupował mi, najpierw pojedyncze egzemplarze („Elektroniki dla Wszystkich” właśnie), a potem widząc, że się w to konstruktywnie wciągam, nawet zaprenumerował mi Wasze pismo. Do dziś pamiętam, zarówno niepowtarzalny zapach gazetowego papieru i świeżego druku, ale też frajdę, najpierw z zaczytywania się kolejnymi stronami, później z pierwszych, mniej lub bardziej samodzielnie montowanych układów elektronicznych, a z czasem i z prostych własnych konstrukcji.

Choć świat gna do przodu, pewne rzeczy się nie zmieniają, a dobre wspomnienia pozostają z nami na długo. Nie ukrywam, że chciałbym mieć szansę powtórzyć te doświadczenia z własnymi dziećmi.

Czy w najbliższym czasie jest szansa na artykuły i opisy układów elektronicznych dla najmłodszych?

Kamil Kowalczyk, Lublin

Czy planujecie Państwo może jakieś proste układy elektroniczne, które mógłbym samodzielnie wykonać? Większość publikowanych układów jest dla mnie zbyt trudna.

Chciałbym czasem złożyć coś prostego, co gra lub świeci.

Bartek, Wałbrzych

Red. Tego typu zapytań Redakcja dostaje ostatnimi czasy całkiem sporo. Z jednej strony chcemy być, pismem dla elektroników i udostępniać im projekty naprawdę ciekawe i na najwyższym możliwym poziomie. Z drugiej strony, rzeczywiście, tytuł czasopisma „dla Wszystkich” w pewien sposób obustronnie nas obliguje. I choć trudno sprostać niezwykle zróżnicowanym potrzebom tak szerokiego grona odbiorców (od „juniora” do „seniora”) to prawdopodobnie właśnie znaleźliśmy na to świetne rozwiązanie. Z wielką radością i dumą zapraszamy Was do kącika EdW Junior. To osobna „gazetka w gazecie”, której wszystkie stronice poświęcimy naszym najmłodszym Czytelnikom. W ramach tego cyklu, co miesiąc, postaramy się przygotować nowy układ elektroniczny, i niemal prowadząc młodego Czytelnika „za rękę” składać z nim kolejne zestawy. Do wspólnej zabawy zapraszamy oczywiście wszystkich Tatusiów, Mamusie, Dziadków, Ciocie, i wszystkie pozostałe a bliskie „Juniorom” osoby, które będą miały ochotę wesprzeć Ich w tym potencjalnie nowym dla Nich hobby. Najwybitniejszych i najaktywniejszych „Juniorów” planujemy zauważyć i odpowiednio docenić. Ale o tym już wkrótce, a już teraz zapraszamy Was do lektury pierwszego odcinka na stronie 87.

Od Wydawcy. Z wielką nadzieją patrzę na nową rubrykę EdW Junior, powstałą z inicjatywy nowego Redaktora Naczelnego „Elektroniki dla Wszystkich”, pana Mariusza Ciszewskiego, wybitnego konstruktora (autor wielu projektów publikowanych w miesięczniku „Elektronika Praktyczna”) i społecznika, aktywnego na polu krzewienia pasji do elektroniki wśród dzieci. Misja edukacyjna to sól bytu wydawnictwa AVT. Tej misji służą zarówno magazyny „Elektronika Praktyczna” i „Elektronika dla Wszystkich”, jak i kity AVT, w szczególności seria kitów AVTEDU. Współpracujemy z wieloma szkołami (Patronat AVT) i kółkami zainteresowań. W naszym sklepie (sklep.avt.pl) można znaleźć wszystko co niezbędne, żeby tanio wyposażyć laboratorium do uprawiania elektronicznego hobby – lutownice, narzędzia, mierniki, pakiety niezbędnych komponentów, itd.

Ostatnio publikujemy w „Elektronice dla Wszystkich” testy szczególnie przydatnej dla początkujących aparatury laboratoryjnej. W czerwcowym EdW był test oscyloskopu FNIRSI 1014D, który robi furorę. W tym numerze EdW jest test małego przyrządu wielofunkcyjnego FNIRSI DSO-TC3, to prawdziwy kombajn za około 200 zł, który mierzy i pokazuje wszystko, co tylko zechcesz i generuje wszelkie przebiegi.

Nowa rubryka EdW Junior ma synergiczny potencjał dla rozwoju, jest ziarnem rzuconym na grunt uprawiany przez AVT od ponad 30 lat. Niech kiełkuje i rośnie.

Wiesław Marciniak

Profesjonalne projektowanie PCB

Nazywam się Piotr, uczęszczam do drugiej klasy technikum elektronicznego a od roku jestem czytelnikiem EdW. Po ukończeniu technikum chciałbym ukończyć studia na tym samym kierunku. Interesuję się (chyba jak każdy teraz) sterowaniem urządzeniami za pomocą Arduino, również przez internet (IoT). Mam w planach pewien sterownik, który chciałbym kiedyś produkować i sprzedawać. Wiem, że w finalnym urządzeniu nie będę stosował gotowych modułów takich jak Arduino a zamiast tego, dla zbudowanego i przetestowanego na Arduino lub innym module układu zaprojektuję własne PCB całkowicie od zera. Niestety w szkole nie uczymy się projektowania płytek drukowanych. Podobno na studiach też się tego nie uczy. W EdW odnajduję wiele ciekawych projektów na Arduino i bardziej zaawansowanych modułach O, *co jest super. Ale nawet tu nie widzę zbyt wielu informacji o projektowaniu płytek drukowanych. Czy to, czego nauczę się naśladując „youtuberów” z Internetu wystarczy mi, żeby nauczyć się profesjonalnego projektowania płytek drukowanych? A jeśli nie, gdzie szukać rzeczywistej wiedzy i profesjonalnych wskazówek?*

Piotr

Red. Drogi Piotrze, miło Cię czytać, tym bardziej że poruszyłeś temat ważki. Z jednej strony jesteś w bardzo dobrej sytuacji, gdzie całkowicie za darmo i bez żadnych ograniczeń możesz korzystać z fantastycznego i nierzadko w całości darmowego oprogramowania EDA, którego świetnym przykładem jest bez wątpienia KiCad (którego w Redakcji darzymy wielką sympatią). Trzeba przyznać, że projektowanie PCB w dzisiejszych czasach potrafi być prawdziwą przyjemnością. Warto dodać, że taki KiCad ma wbudowaną funkcjonalność szybkiego podglądu 3D a nawet generowania pełnowartościowej bryły 3D (PCB obłożone komponentami) w formacie .step, co w połączeniu z oprogramowaniem CAD (np. darmowym FreeCad-em) daje Ci możliwość w pełni profesjonalnego projektowania elektroniki, nawet pod montaż automatyczny na linii produkcyjnej! A więc daje Ci dokładnie te możliwości, o które pytasz. Z drugiej strony, podzielamy Twoją opinię, że temat od strony dydaktycznej jest systemowo mocno zaniedbany. O ile w Internecie, czy to na YouTube, czy w lepiej lub gorzej przygotowanych tutorialach online, na temat projektowania płytek drukowanych można znaleźć całkiem sporo informacji, o tyle o profesjonalnym projektowaniu elektroniki „pod linię produkcyjną” informacji jest naprawdę niewiele. Ponieważ mamy w Redakcji całkiem sporą wiedzę w tym temacie, w podziękowaniu za całkiem sensowną korespondencję, z myślą o Tobie, Piotrze, przygotujemy w najbliższym czasie odrębny artykuł, pokrótce opisujący to zagadnienie. Może nie tyle, pod kątem samego rysowania płytek drukowanych (jak wspomniano, te informacje względnie dają się jeszcze w Internecie odnaleźć) ale właśnie pod kątem tworzenia płytek PCB z myślą o ich produkcji masowej.

Korzystając z okazji zapytujemy naszych Czytelników: czy w Waszych szkołach/na Waszych uczelniach zetknęliście się w jakiś sposób z nauczaniem projektowania płytek PCB? Wasze doświadczenia i opinie w tej materii bardzo chętnie opublikujemy!

eprasa.pl e9d8143d34



TOWARZYSTWO KULTURY
I HISTORII TECHNIKI

przyznaje

numerowi 12 / 2023 czasopisma

ELEKTRONIKA

dla wszystkich

tytuł

NUMERUS PRIMUS INTER PARES

w konkursie na najlepszy numer czasopisma
popularyzującego naukę i technikę w 2023 roku

Przewodniczący Jury

prof. dr hab. inż. dr HC
Czesław Waszkiewicz

Członkowie Jury:

mgr inż. Bronisław Hynowski

mgr Janusz M. Kowalski

mgr inż. Katarzyna Trzeszczyńska

Warszawa, 16 maja 2024 r.

Wydawnictwo AVT z wielką przyjemnością składa gratulacje
Redakcji magazynu „Elektronika dla Wszystkich”
z okazji zwycięstwa w prestiżowym konkursie
NUMERUS PRIMUS INTER PARES.

Ernest Jagodziński

Prezes AVT

eprasa.pl e9d8143d34



Materiały dodatkowe dostępne są na stronie Silicon Chip: https://tiny.pl/d1b7d

Materiały dodatkowe są również dostępne na stronie elportal.pl/do-pobrania

Tele-com

interkom wykorzystujący telefony analogowe

Jeśli masz stare telefony analogowe, na przykład takie, jak pokazany na fotografii czerwony „batphone" lub inny telefon w klasycznej bakelitowej obudowie z prawdziwym dzwonkiem, nie wyrzucaj ich, możesz zrobić z nich ciekawy użytek – oryginalny domofon. Pamiętamy fantastyczne brzmienie ich dzwonków. Teraz będzie można nie tylko usłyszeć je ponownie, ale także porozmawiać z kimś po drugiej stronie.

Z technicznego punktu widzenia Tele-com jest „automatem dzwoniącym do linii prywatnych", znanym w branży jako PLAR. Oznacza to, że urządzenie umożliwia automatyczne połączenie dwóch telefonów PSTN poprzez podniesienie słuchawki jednego z nich. Większość ludzi nazwałaby go jednak po prostu interkomem. Zatem, z uwagi na zasadę działania, urządzeniu Tele-com, możemy nadać nazwę OzPLAR (Oz *Private Line Automatic Ring-down*).

Jeśli potrzebujemy dwukierunkowej komunikacji między dwoma pobliskimi lokalizacjami, takimi jak dom i szopa, mieszkanie babci lub po prostu dwa pokoje w domu, nie ma nic wygodniejszego niż urządzenie opisane w artykule. Wystarczy podnieść słuchawkę, a aparat telefoniczny na drugim końcu zadzwoni i, jak tylko druga osoba odbierze, można już prowadzić rozmowę.

Jednostka centralna OzPLAR (opisana w artykule), do której podłączone są oba telefony, pełni następujące funkcje:

- zapewnia zasilanie telefonów „transmission battery feed" – metoda zasilania urządzeń telekomunikacyjnych poprzez dostarczanie energii elektrycznej bezpośrednio przez linie transmisyjne, najczęściej linie telefoniczne. Dzięki temu telefony oraz inne urządzenia mogą działać bez potrzeby posiadania oddzielnego źródła zasilania.
- wykrywa podniesienie słuchawki telefonu („zdjęcie słuchawki z widełek"),
- automatyczny dzwonek elektromagnetyczny lub elektroniczny AC,
- wykorzystuje standardowe wzorce dzwonienia PSTN – do wyboru Australia/NZ/UK/EU/USA (długa i krótka),
- osoba dzwoniąca słyszy sygnał dzwonienia gdy wywoływany telefon dzwoni,
- po odebraniu połączenia dzwonek przestaje dzwonić, a połączenie głosowe między dwoma telefonami zostaje zestawione,
- warunkiem nawiązania nowego połączenia jest odłożenie na widełki słuchawek obu telefonów,
- *Ring-trip* (zatrzymanie sygnału dzwonka) realizowany cyklicznie w trakcie dzwonienia (okres ciszy między kolejnymi dzwonkami) lub też następuje trwale, kiedy odbiorca podniesie słuchawkę z widełek.

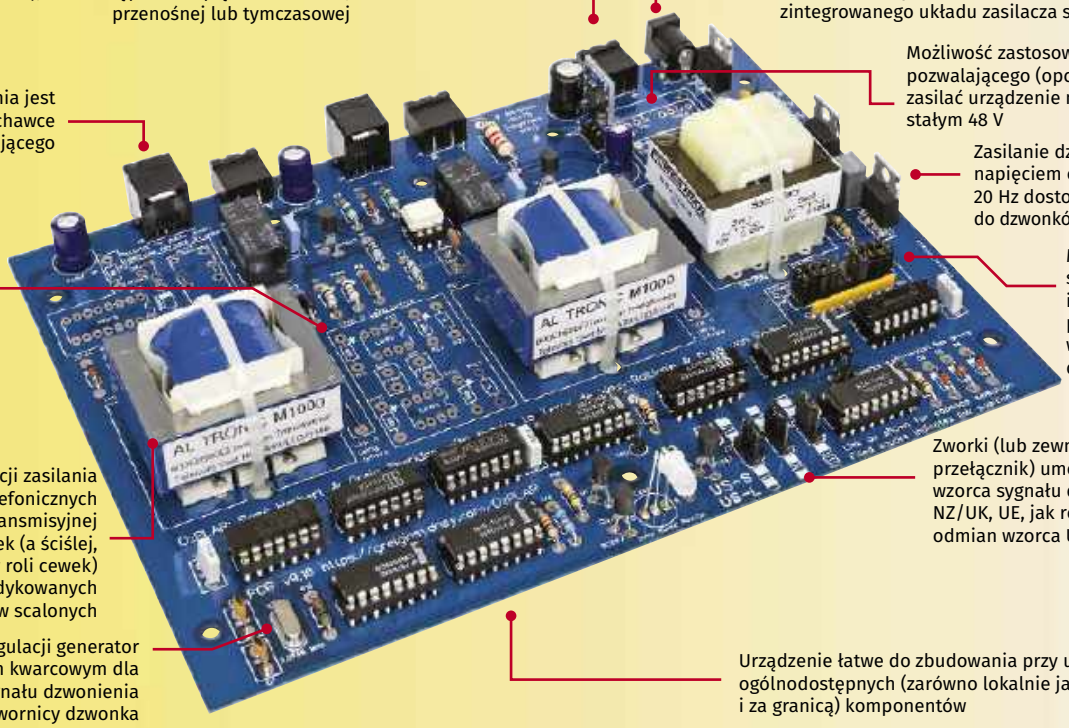
Konstrukcja jest oparta w całości na elementach dyskretnych i cyfrowych układach scalonych. Została zaprojektowana z myślą o zapewnieniu elastyczności. Płytka drukowana zawiera alternatywne elementy do realizacji zasilania telefonów za pomocą linii transmisyjnej oraz generatora sygnału dzwonienia. Więcej informacji można znaleźć w ramce zawierającej opis funkcji.

Szczegółowy opis budowy urządzenia

Kompletny schemat urządzenia Tele-com został pokazany na **rysunkach 1** i **2**, przy czym rysunek 2 zawiera obwody związane z układem dzwonienia (w tym generowanie wzorca sygnału dzwonienia), a rysunek 1 resztę. Podstawowe zadania Tele-comu to:

eprasa.pl e9d8143d34

Cechy urządzenia Tele-com



1. Zasilanie telefonów.
2. Wykrywanie, podniesienia słuchawki.
3. Uruchamianie dzwonka w telefonie wywoływanym po zainicjowaniu połączenia, jednocześnie wysłanie sygnału dzwonienia do telefonu wywołującego.
4. Po odebraniu połączenia w telefonie wywoływanym zatrzymanie dzwonka i nawiązanie komunikacji głosowej.
5. Powrót systemu do stanu pierwotnego po przejściu obu telefonów w stan gotowości.

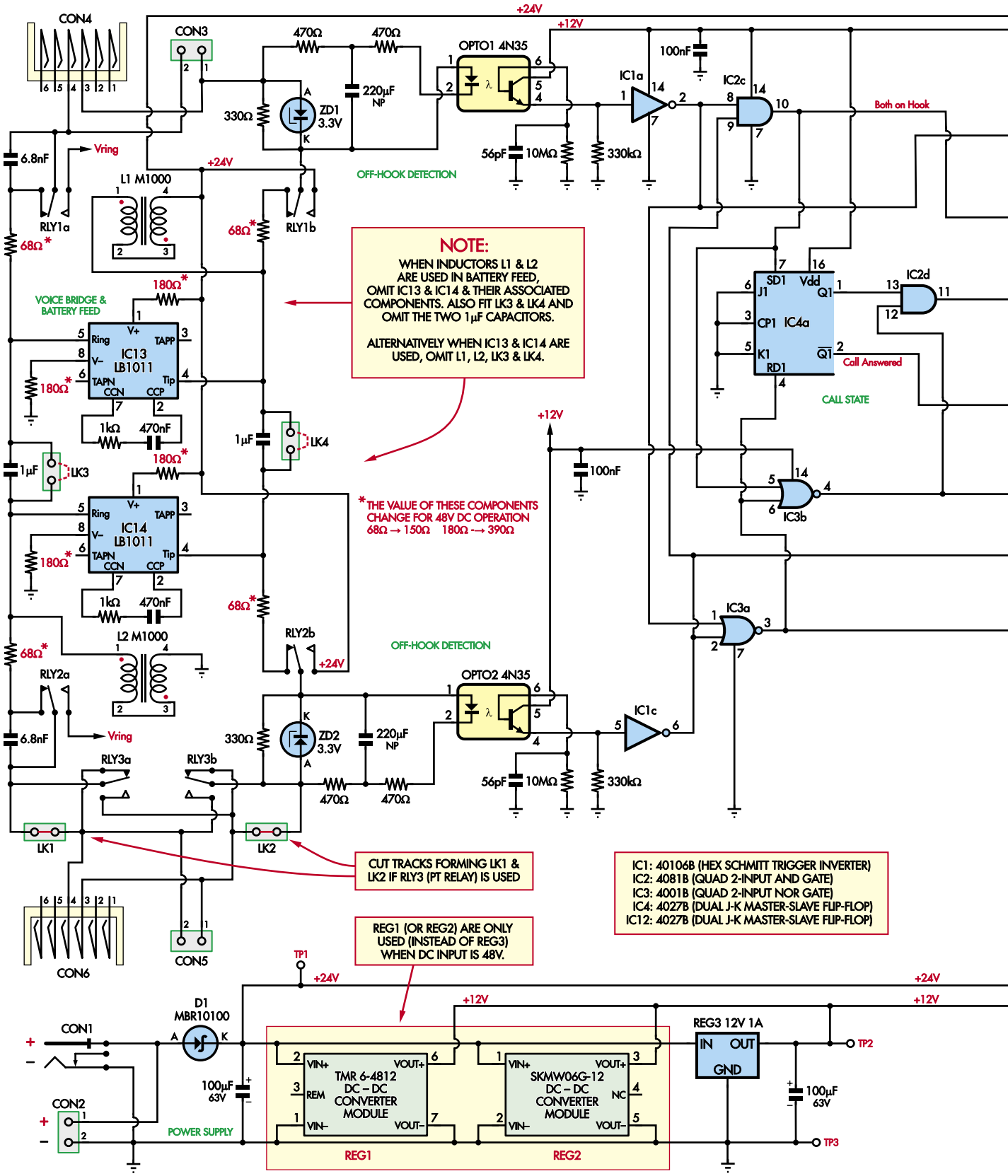
Aby zrealizować powyższe funkcje, układ został podzielony na wiele połączonych ze sobą bloków. Lewa sekcja na rysunku 1 to wspomniane wcześniej *battery feed* i obwód wykrywania pętli/wyzwalania dzwonka, podczas gdy środkowa sekcja to układ logiczny, który na podstawie stanu linii (*off-hook*/*on-hook*, zapewnia że dzwonek zostanie uruchomiony jak tylko słuchawka pierwszego telefonu zostanie podniesiona.

Od Red. EdW: „wykrywanie pętli" (Loop Detect) to proces, w którym centrala telefoniczna monitoruje linię, aby sprawdzić, czy obwód jest zamknięty (czyli czy słuchawka telefonu jest podniesiona – off-hook) lub



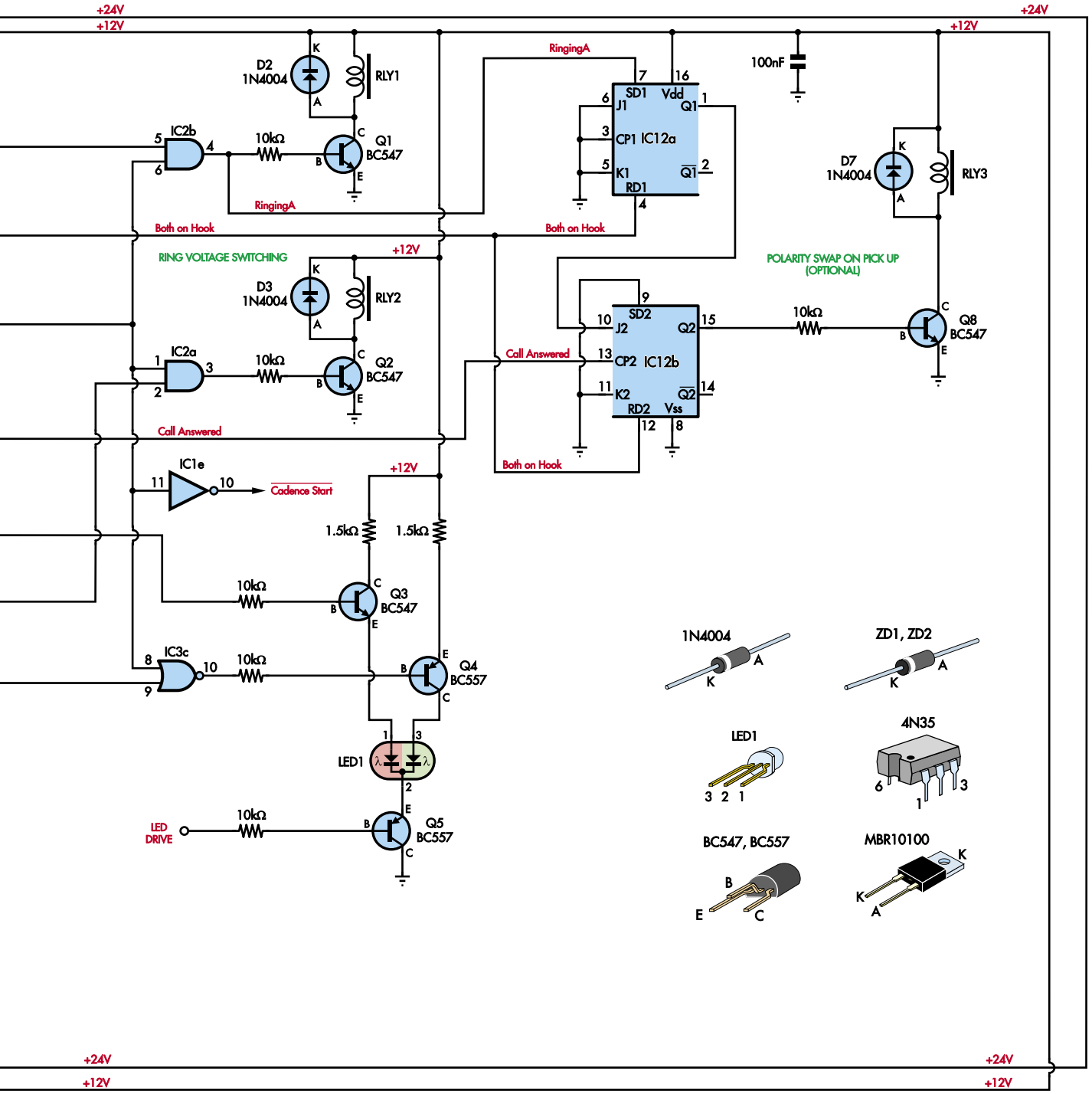
Telefon „batphone" jest przykładem starego telefonu analogowego, który może być używany z urządzeniem Tele-com. Warto pamiętać, że nie wszystkie telefony analogowe mają obrotową tarczę, niektóre mają zamiast niej klawiaturę z przyciskami – oba typy będą działać poprawnie

eprasa.pl e9d8143d34



Rysunek 1. Układ Tele-com, bez obwodów generujących sygnał dzwonka oraz standardowe wzorce dzwonienia, pokazanych osobno na rysunku 2. Telefony podłącza się do gniazd na górze i na dole po lewej stronie. Obwody między nimi obejmują głównie dostarczanie prądu do telefonów oraz transmisję sygnału mowy. Po prawej stronie znajduje się układ logiczny, który wykrywa moment podniesienia słuchawki telefonu, albo dzwoni do drugiego telefonu, albo „odbiera połączenie", jeśli słuchawka drugiego telefonu została podniesiona wcześniej

eprasa.pl e9d8143d34



otwarty (telefon ma odłożoną słuchawkę – on-hook). Gdy telefon ma odłożoną słuchawkę (on-hook), obwód jest otwarty, a przez przewody nie płynie prąd. Gdy słuchawka telefonu jest podniesiona (off-hook), obwód jest zamknięty, co powoduje przepływ prądu przez przewody, co centrala wykrywa.

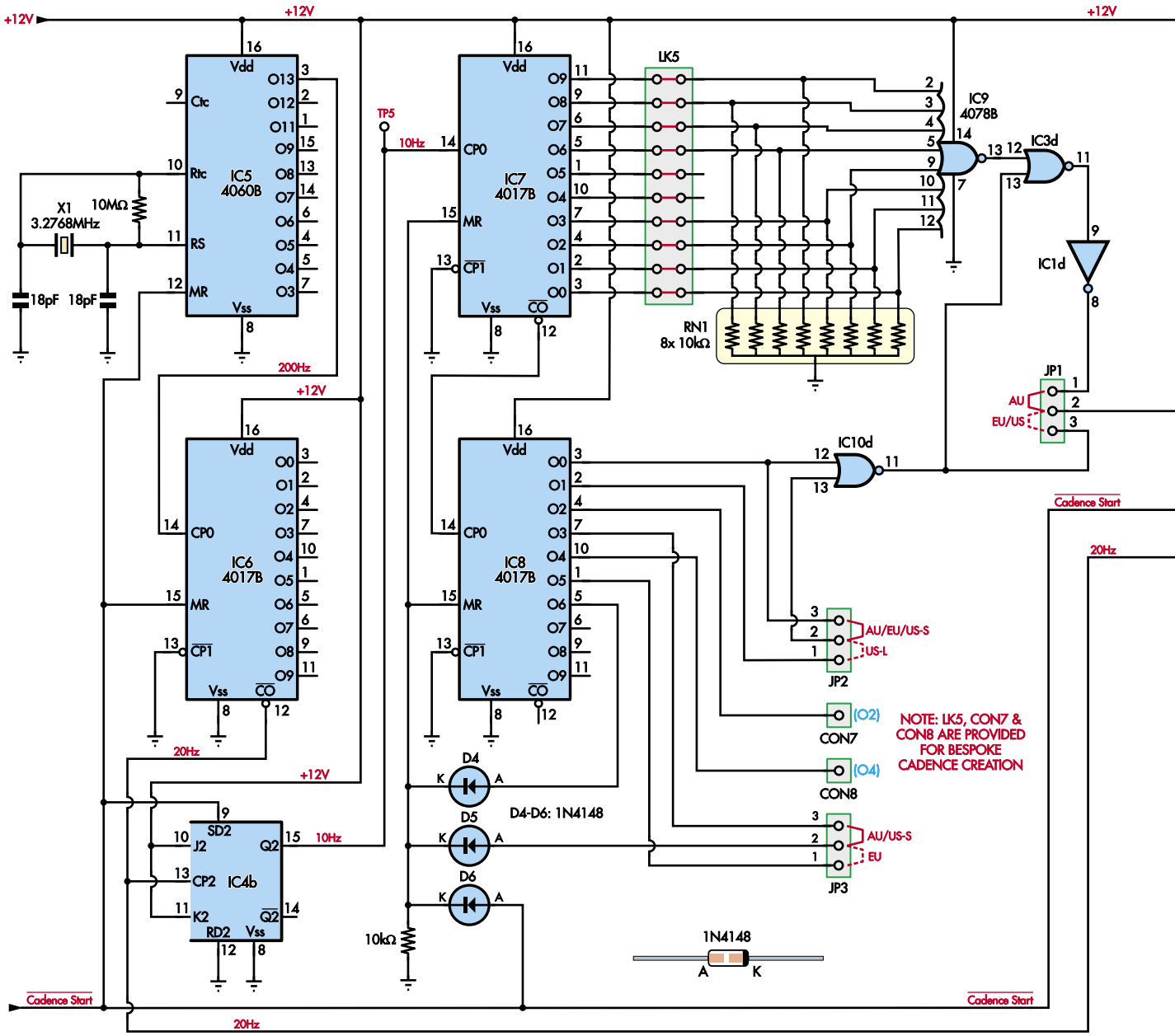
Skrajnie prawa sekcja przedstawiona na rysunku 1 zawiera elementy wymagane do opcjonalnego odwrócenia polaryzacji przy odpowiedzi (ROA – polarity reversal on answer) do telefonu wywołującego. Telefony publiczne (PT) dołączone do obecnie wycofanej sieci PSTN wykorzystywały odwrócenie polaryzacji linii jako sygnału do zdeponowania pieniędzy dzwoniącego w zbiorniku na monety. Opcja ta wymaga do poprawnego działania napięcia 48 V.

Wykrywanie podniesienia słuchawki i wyzwalanie dzwonka

Gdy słuchawka telefonu zostanie zdjęta z widełek, przez diodę LED transoptora powiązanego z telefonem wywołującym (OPTO1 dla telefonu podłączonego do CON3/4 lub OPTO2 dla CON5/6) popłynie prąd. Tranzystor wyjściowy transoptora zacznie przewodzić, inicjując tym samym serię zdarzeń, powodujących wywołanie drugiego telefonu.

Napięcie na każdej diodzie LED transoptora jest ograniczane przez diody Zenera ZD1 i ZD2. Jednocześnie filtr dolnoprzepustowy (470 Ω/220 µF) powoduje zignorowanie sygnałów dzwonienia o częstotliwości 20 Hz w obwodzie wywoływanego telefonu,

eprasa.pl e9d8143d34



co zapobiega załączaniu obwodu wyjściowego transoptora podczas dzwonienia.

Gdy telefon wywoływany zostanie podniesiony w celu odebrania połączenia, prąd przepłynie przez diodę LED w transoptorze powiązanym z telefonem wywoływanym, inicjując w ten sposób zdarzenie ring-trip i w konsekwencji, wyłącznie sygnału dzwonienia. Wyłączenie sygnału dzwonienia może nastąpić w dowolnym momencie cyklu dzwonienia, zarówno w momencie trwania sygnału dzwonka, jak też w przerwie pomiędzy kolejnymi dzwonkami.

Inicjowanie połączenia

Poniższy opis odnosi się do połączenia zainicjowanego przez telefon podłączony do CON4 (lub CON3), gdy płytka jest zmontowana w wersji z układem dostarczania zasilania do urządzenia podłączonego do linii transmisyjnej za pomocą cewek (patrz opis poniżej). Należy zauważyć, że w tym przypadku kondensatory 1 µF w mostku zasilającym są zastąpione zworami drutowymi (LK3 i LK4).

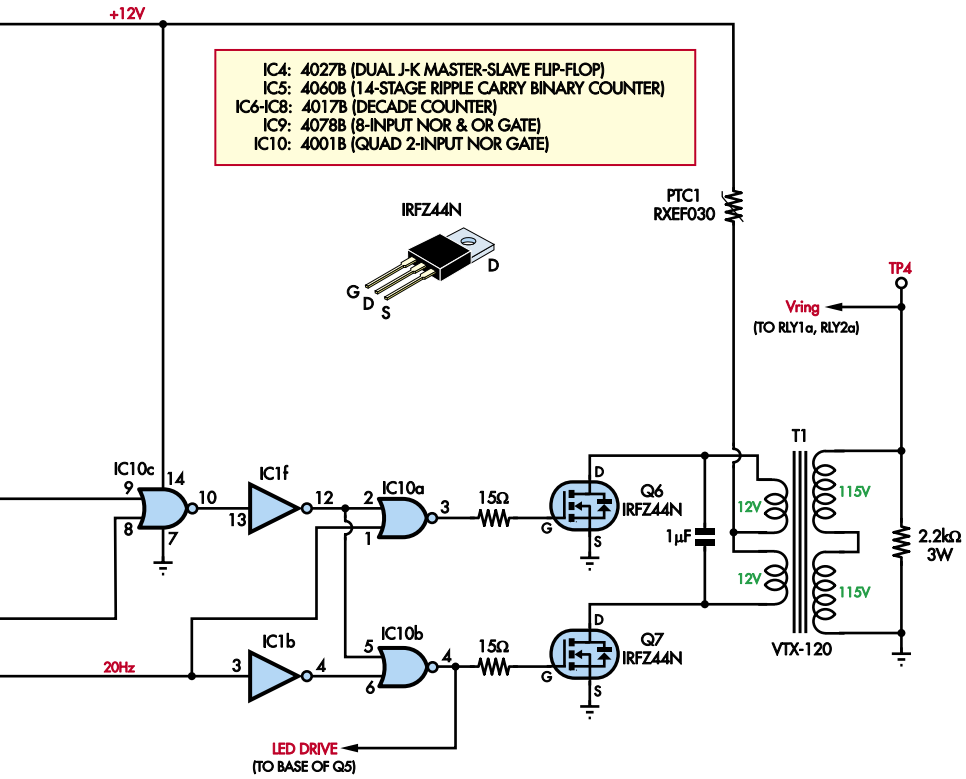
Gdy telefon jest odłożony, napięcie 24 V DC przepływa przez transformator L1 (podłączony jako cewka indukcyjna) i rezystor 68 Ω, normalnie zwarty styk przekaźnika RLY1b, diodę LED w OPTO1, telefon i z powrotem do masy przez normalnie zwarty styk przekaźnika RLY1a, rezystor 68 Ω, LK3 i transformator L2 (również podłączony jako cewka indukcyjna).

Zdarzenie podniesienia słuchawki wykryte przez OPTO1 skutkuje wysokim poziomem na wejściu inwertera z wejściem Schmitta IC1a. Niski poziom wyjściowy na nóżce 2 rozpoczyna proces wywoływania poprzez połączone działanie bramki AND IC2c i bramki NOR IC3a.

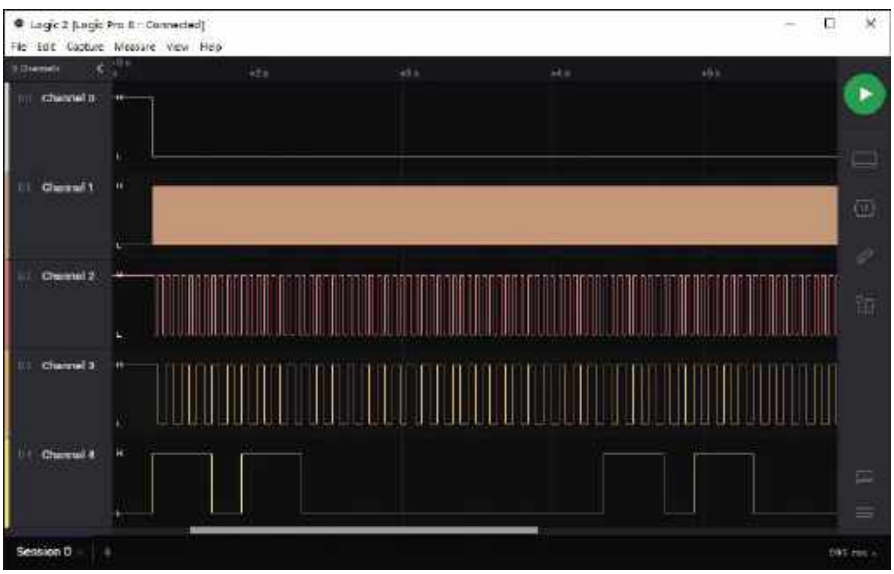
W stanie bezczynności wyjście Q1 (nóżka 1) przerzutnika J-K master/slave IC4a jest wstępnie ustawione w stan wysoki. Ponieważ oba wejścia IC2d są teraz w stanie wysokim, jego wyjście (nóżka 11) również jest w stanie wysokim. Jest on podawany zarówno na bramkę IC2a, jak i IC2b, jednak niski stan na nóżce 5 IC2b uniemożliwia działanie RLY1. Ponieważ oba wejścia IC2a są w stanie wysokim, wyjście również będzie w takim stanie, co spowoduje działanie przekaźnika RLY2. Jego styki odłączają podawanie zasilania na telefon podłączony do CON6 (CON5) i zamiast tego podają +24 V na jedno wyprowadzenie

eprasa.pl e9d8143d34

OD ELEKTRONIKÓW DLA ELEKTRONIKÓW Z PASJĄ
SKLEP ELEKTRONICZNY REMAGAS
Druty i lice nawojowe Dławiki mocy Karkasy i akcesoria
Elementy indukcyjne Rdzenie ferytowe
WWW.SKLEP.REMAGAS.PL
REMAGASSKLEP.MAGAS.PL



Rysunek 2. Pozostała część obwodów, które nie zmieściłyby się na rysunku 1. Po lewej stronie widoczny jest obwód generujący standardowy wzorzec dzwonienia; wyjścia IC7 przechodzą w stan wysoki w sekwencji w odstępach 100 ms, natomiast wyjścia IC8 przechodzą w stan wysoki w odstępach jednosekundowych. Sygnały te są podawane do szeregu bramek logicznych w zależności od położenia zworek JP1...JP3 i ewentualnie LK5. W wyniku tego wytwarzany jest sygnał na nóżce 10 układu IC10c wskazujący, czy telefon powinien w danym momencie dzwonić czy nie. Jest on następnie przekształcany przez MOSFET-y Q6 i Q7 oraz transformator T1 w napięcie AC o parametrach właściwych dla prawidłowego działania dzwonka



Rysunek 3. Zrzut ekranu z analizatora stanów logicznych, pokazujący, jak działa obwód generowania standardowego sygnału dzwonienia. *Ch0* to linia „Cadence Start" (aktywny niski stan), *Ch1* to przebieg prostokątny o częstotliwości 200 Hz na wyjściu O13 układu IC5, *Ch2* to sygnał 20 Hz ze nóżce 12 układu IC6, *Ch3* to sygnał sterujący 10 Hz podawany na nóżkę 14 układu dostępny w punkcie TP5, a *Ch4* to wynikowy sygnał wzorca sygnału dzwonienia, występujący na nóżce 10 układu IC10c (z odwróconą polaryzacją, a więc aktywny jest stan wysoki). Na rysunku przedstawiono standard AU

linii i sygnał dzwonka (V_{RING}) na drugą, powodując dzwonienie telefonu.

W tym samym czasie wysoki poziom na wyjściu IC2d (nóżka 11) jest odwracany przez IC1e, ustawiając linię „Cadence Start" w stan niski, co powoduje włączenie generatora kwarcowego i układu logicznego sterującego inwerterem dzwonienia, pokazanym na rysunku 2.

Termin *cadence* w nazwie sygnału *Cadence Start* odnosi się do standardowych wzorców sygnału dzwonienia, czyli specyfiki czasu trwania impulsów dzwonka i przerw pomiędzy tymi impulsami, odpowiedniej dla danego regionu świata. Licznik 4060 IC5 jest utrzymywany w stanie resetu podczas bezczynności, ale teraz został uruchomiony. Sygnał reset jest również usuwany z licznika dekadowego IC6, przerzutnika IC4b i liczników dekadowych generatora kadencji IC7 i IC8.

Sygnał *Cadence Start* jest również podawany na nóżkę 8 bramki NOR IC10c, która w połączeniu z układami IC7 i IC8 kontroluje wzorzec sygnału dzwonienia (gdy jest ustawiona na Australię, wytwarzając tradycyjny dźwięk *ring ring... ring ring...*).

Częstotliwość generatora kwarcowego opartego na rezonatorze 3,2768 MHz – X1 jest dzielona przez IC5, aby wytworzyć sygnał o częstotliwości 200 Hz na wyjściu O13. Jest on dzielony przez układ scalony IC6 w celu wytworzenia zmiennego sygnału 20 Hz wymaganego do optymalnego działania elektromagnetycznych dzwonków telefonicznych. Sygnał ten jest również podawany na wejście IC1b i IC10a, a w połączeniu z sygnałem wzorca dzwonienia na wyjściu IC1f, umożliwia poprawne dzwonienie.

Częstotliwość sygnału 20 Hz na nóżce 12 układu IC6 jest zmniejszana przez układ IC4b w celu wytworzenia sygnału zegarowego 10 Hz dla układu IC7. Wyjścia IC7 przechodzą sekwencyjnie w stan wysoki, wytwarzając jednosekundowy sygnał zegarowy do sterowania układem IC8.

Wyjścia liczników dekadowych 4017, IC7 i IC8, są kodowane zgodnie z wzorcem włączania i wyłączania wysyłanego do inwertera dzwonienia – szczegóły na **rysunku 3**.

Bez względu na wybór wzorca, w momencie, gdy wartość „Cadence Start" zostanie ustawiona w stan niski, zostanie włączony inwerter dzwonka, a wywoływany telefon zacznie dzwonić.

Gdy wejścia bramki NOR IC10c są w stanie niskim, jej wyjście jest w stanie wysokim. Wyjście to jest odwracane przez układ IC1f i podawane na jedno z wejść bramek IC10a i IC10b. Drugie wejście tych bramek przechodzi w stan wysoki lub niski zgodnie z sygnałem sterującym 20 Hz, podczas gdy

eprasa.pl e9d8143d34

układ IC1b zapewnia, komplementarność (przeciwfazę) sterowania tranzystorami MOSFET. Tranzystory Q6 i Q7 naprzemiennie przełączają zasilanie 12 V DC przez każde uzwojenie pierwotne transformatora T1. Ze względu na jego podwyższającą przekładnię napięciową, w uzwojeniu wtórnym jest wytwarzane napięcie przemienne o wartości międzyszczytowej rzędu 120 V. Bezpiecznik polimerowy PTC (PTC1) zapewnia zabezpieczenie przed przeciążeniem, a rezystor 2,2 kΩ ogranicza napięcie wyjściowe, w przypadku gdy nie jest do niego dołączone obciążenie.

Podczas pracy inwertera dzwonka, kondensator 6,8 nF, normalnie zwierany przez RLY2a, podaje niewielkie napięcie dzwonka z powrotem do telefonu dzwoniącego, realizując funkcję sygnału dzwonienia.

Generowanie i wybór wzorca sygnału dzwonienia

Zworki JP1, JP2 i JP3 umożliwiają łatwy wybór wzorca „ring-ring-pause" (400 ms włączone, 200 ms wyłączone, 400 ms włączone, dwie sekundy wyłączone) znanej w Australii i Wielkiej Brytanii.

Inne opcje dotyczą wzorca europejskiego (jedna sekunda włączone, cztery sekundy wyłączone) i dwóch popularnych odmian wzorca amerykańskiego (dwie sekundy włączone, cztery sekundy wyłączone i jedna sekunda włączone, dwie sekundy wyłączone), powszechnie określanych odpowiednio jako „US Long" i „US Short". Istnieje wiele wzorców na całym świecie i są one udokumentowane w pliku PDF ITU pod adresem *www.itu.int/ITU-T/inr/forms/files/tones-0203.pdf*.

Załóżmy, że płytka jest ustawiona na wzorzec AU. Gdy sygnał „Cadence Start" przejdzie w stan niski (t=0,0 s), linia reset licznika IC6 zostaje ustawiona w stan nieaktywny i rozpoczyna się zliczanie. W tym samym momencie sygnał resetu jest „zdejmowany" z IC4b, IC7 i IC8 w gotowości do nadejścia taktów zegara. Po zakończeniu zerowania wyjście O0 układu IC7 jest w stanie wysokim. Nóżka 12 bramki NOR IC9 jest zatem w stanie wysokim, więc jej wyjście jest w stanie niskim.

Wyjście O0 układu IC8 jest również w stanie wysokim. Wyjście to jest doprowadzone do nóżek 12 i 13 układu IC10d poprzez piny 2 i 3 złącza JP2, zatem nóżka 11 układu IC10d jest w stanie niskim.

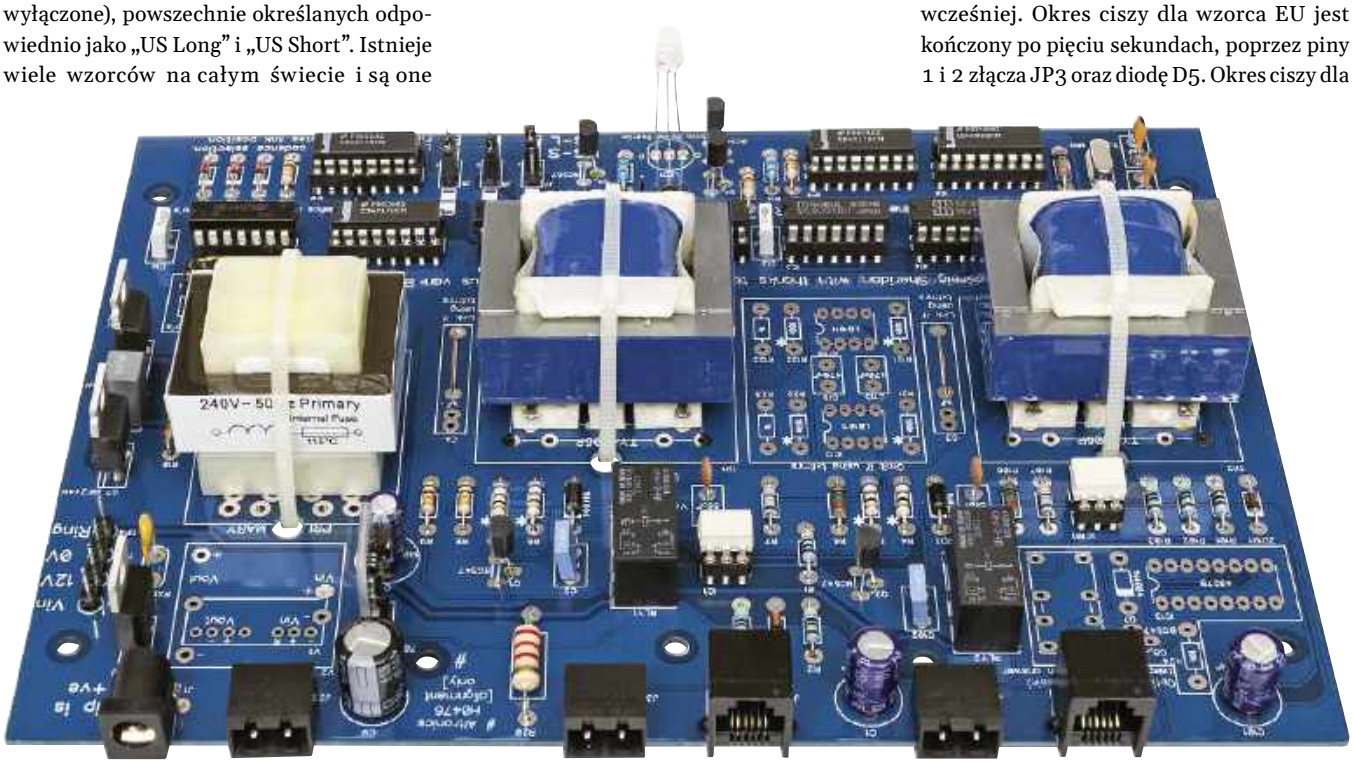
Przez krótki czas wejścia bramki NOR IC3d są w stanie niskim, więc jej wyjście jest w stanie wysokim. Układ IC1d ponownie odwraca ten stan na niski, który jest podawany przez piny 1 i 2 złącza JP1 do nóżki 9 układu IC10c. Generator dzwonka jest włączony i generuje zmienne napięcie 20 Hz, aby zadzwonić na telefon. 100 ms później licznik IC7 jest inkrementowany, wystawiając stan wysoki na wyjście O1, a następnie na O2 i O3. Generowanie dzwonka jest utrzymywane poprzez połączenie tych wyjść z wejściami IC9, co skutkuje ciągłym okresem włączenia wynoszącym 400 ms.

Wyjścia O4 i O5 układu IC7 nie są podłączone, więc przez te dwa 100-milisekundowe tiki, układ IC9 ma wszystkie wyjścia w stanie niskim, jego wyjście NOR przechodzi w stan wysoki, więc inwerter dzwonienia jest wyłączony na 200 ms. Przez ostatnie 400 ms pierwszej sekundy wzorca, wyjścia IC7 O6...O9 są taktowane sekwencjami o wysokiej częstotliwości, a inwerter dzwonienia jest ponownie włączony.

W chwili t=1,0 s licznik IC7 jest resetowany, a licznik IC8 inkrementuje się, ustawiając wyjście O0 w stan niski. Układ IC10d zapobiega teraz, aby kolejne impulsy wybranego wzorca sygnału dzwonienia pochodzące z układów IC7 i IC9 nie włączyły inwertera dzwonienia, aż do momentu, gdy wyjście O3 układu IC8 osiągnie stan wysoki, co następuje w chwili t=3,0 s. Sygnał ten, poprzez piny 2 i 3 złącza JP3 oraz diodę D5, resetuje układy IC7 i IC8 i wzorzec sygnału dzwonienia powtarza się.

Wzorce US i EU są prostsze, ponieważ układ IC9 i powiązana z nim logika nie są używane. Zamiast tego, JP2 kieruje wyjścia O0 lub O1 układu IC8 przez układ IC10d i JP1 do logiki inwertera dzwonienia, umożliwiając w ten sposób, aby, wytwarzał on sygnał dzwonienia przez jedną sekundę (EU, US-S) lub dwie sekundy (US-L).

Okres ciszy dla wzorca AU i US-S kończy się po trzech sekundach, gdy wyjście O3 układu IC8 przechodzi w stan wysoki, jak wyjaśniono wcześniej. Okres ciszy dla wzorca EU jest kończony po pięciu sekundach, poprzez piny 1 i 2 złącza JP3 oraz diodę D5. Okres ciszy dla



Gotowa płytka drukowana urządzenia Tele-com bez opcjonalnego zasilania bateryjnego opartego na układzie scalonym, elementów wejściowych zasilania 48 V lub funkcji „odwrócenia polaryzacji przy odpowiedzi"

eprasa.pl e9d8143d34

wzorca US-L kończy się po sześciu sekundach, gdy wyjście O6 układu IC8 przechodzi w stan wysoki, przez diodę D4.

Tworzenie dowolnego wzorca wykracza poza zakres tego artykułu, ale można utworzyć dowolną kombinację czasów włączania/wyłączania 100 ms, łącząc wymagane wyjścia O układu IC7 z maksymalnie ośmioma wejściami układu IC9. Odbywa się to za pośrednictwem pinów JP1...JP3, CON7, CON8 i LK5, jak opisano na stronie *https://greiginsydney.com/ozplar-customisation/#bespoke*.

Strona wywoływana odpowiada („ring trip" – detekcja podniesienia słuchawki i wyłączenie sygnału dzwonienia)

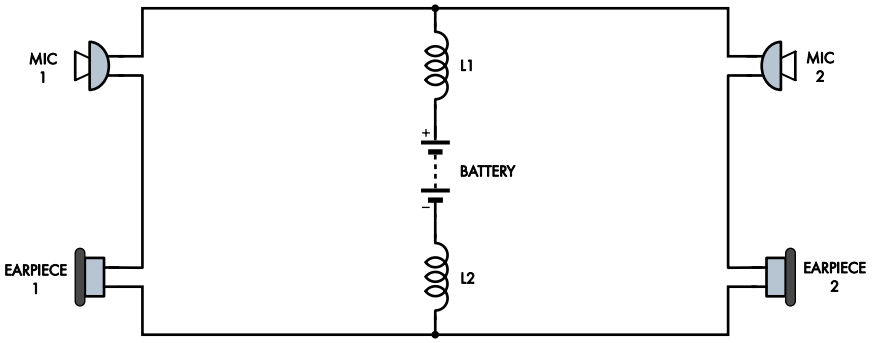
Sygnał dzwonka 20 Hz nakłada się na napięcie stałe 24 V w linii telefonicznej. Ten stale obecny prąd stały pozwala diodzie LED w transoptorze powiązanym z CON6 (lub CON5) przewodzić, gdy słuchawka jest podnoszona w celu odebrania połączenia. Dzieje się tak niezależnie od tego, czy ma to miejsce podczas dzwonienia, czy ciszy.

Gdy występuje sygnał dzwonienia, dioda LED nie przewodzi na skutek działania filtru niskiej częstotliwości utworzonego przez dwa rezystory 470 Ω i kondensator niespolaryzowany 220 µF. Rezystor 10 MΩ zapewnia niewielką wstępną polaryzację bazy tranzystora transoptora, podczas gdy kondensator 56 pF minimalizuje wpływ szumów w jej obwodzie. Rezystor 330 kΩ stanowi obciążenie emitera tranzystora wyjściowego transoptora.

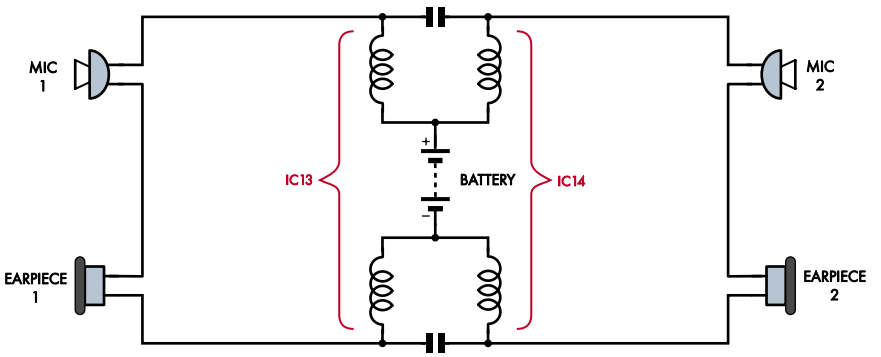
Po odebraniu połączenia tranzystor transoptora włącza się, a wynikający z tego stan niski na nóżce 6 inwertera IC1c powoduje, że wyjście bramki NOR IC3a (nóżka 3) przechodzi w stan wysoki, resetując w ten sposób przerzutnik IC4a i powodując, że jego wyjście Q1 przechodzi w stan niski, a przekaźnik RLY2 zostaje zwolniony. Stan niski na wyjściu Q1 układu IC4a powoduje również, że linia „Cadence Start" przechodzi w stan wysoki, utrzymując wszystkie liczniki w stanie resetu i wyłączając inwerter dzwonienia. Zwolnienie RLY2 przywraca normalny stan styków przełączających, łącząc w ten sposób wywoływany telefon z zasilaniem (battery feed) i ustanawiając tor mowy między dwoma telefonami.

Jedna ze stron rozłącza się

Jeśli założymy, że telefon dołączony do CON4 (lub CON3) rozłączy się pierwszy, wyjście OPTO1 przejdzie w stan niski, a na nóżce 2 układu IC1a pojawi się stan wysoki. Wyjście IC3a przejdzie w stan niski, „zdejmując" sygnał resetu z IC4a, ale wyjścia przerzutnika pozostają niezmienione przy braku jakiegokolwiek innego sygnału. Jeśli słuchawka tego telefonu ponownie zostanie odłożona, zanim drugi telefon się rozłączy, zerowanie IC4a zostanie jeszcze raz potwierdzone, ale ponownie nie nastąpi zmiana stanu na jego wyjściach, więc tor mowy pozostanie podłączony.



Rysunek 4. Najprostszy sposób zasilania dwóch telefonów. Dwie cewki indukcyjne o wysokiej impedancji umożliwiają zasilanie nadajnika prądem stałym, jednocześnie blokując sygnały prądu przemiennego poprzez niską rezystancję akumulatora. Proporcja dostępnego prądu dla każdego telefonu zależy jednak od długości obu linii. Bardzo długa linia może zmniejszyć prąd do nieakceptowanego poziomu



Rysunek 5. Bardziej skomplikowany schemat dostarczania zasilania do linii transmisyjnej, znany jako *Stone Bridge*, który wykorzystuje wirtualne cewki indukcyjne do niezależnego dostarczania prądu stałego do każdego telefonu, z kondensatorami sprzęgającymi sygnały mowy między nimi. Może on obsługiwać bardzo długie linie o długości ponad 1 km. Wirtualne cewki indukcyjne są zawarte w dedykowanym układzie scalonym dostępnym za pośrednictwem serwisu eBay lub dostawców elementów wycofanych z produkcji

Obie strony rozłączają się

Jeśli telefon dołączony do CON6 (lub CON5) rozłączy się po tym, jak słuchawka w drugim telefonie zostanie odłożona, oba wejścia układu IC2c przejdą w stan wysoki, powodując, że jego wyjście przejdzie w stan wysoki, ustawiając przerzutnik w IC4a i przywracając wszystkie obwody do stanu bezczynności w gotowości do następnego połączenia.

Wskaźnik LED

Dwukolorowa dioda LED (LED1) wyświetla różne fazy połączenia. W stanie bezczynności tranzystory sterujące Q3 (załączający kolor czerwony) i Q4 (załączający kolor zielony) są wyłączone, co zapobiega świeceniu obu diod LED, mimo że Q5 jest w tym czasie włączony. Gdy telefon jest wywoływany, zarówno Q3, jak i Q4 są na stałe włączone, podczas gdy Q5 włącza się i wyłącza naprzemiennie w odpowiedzi na sygnał sterujący LED 20 Hz, co powoduje, że oba kolory diody LED zaświecają się i gasną w rytmie dzwonka. W czasie trwania połączenia obie słuchawki są zdjęte z widełek. Zielona dioda LED świeci się z powodu stanu niskiego na wyjściu układu IC3c, który wymusza przewodzenie tranzystora Q4, natomiast stan niski na wyjściu IC3b wyłącza czerwoną diodę LED. Te dwie bramki przełączają się, gdy tylko jedna ze stron się rozłączy, co powoduje ciągłe świecenie czerwonej diody LED, wskazując możliwy stan błędu – patrz sekcja „Rozwiązywania problemów".

Zasilanie telefonów

Pod kątem zasilania telefonów z użyciem linii transmisyjnej, urządzenie Tele-com można zmontować dwojako. Pierwszą z możliwości jest zastosowanie cewek, jak pokazano na **rysunku 4**, w którym napięcie stałe 24 V jest doprowadzane do obu wyprowadzeń linii przez cewki L1 i L2. Ponieważ całkowity dostępny prąd musi być dzielony między oba telefony, prąd do każdego telefonu zależy głównie od długości linii, tj. najkrótsza linia pobiera największy prąd.

Dwa kondensatory 1 µF pokazane na schemacie układu są w tym przypadku

eprasa.pl e9d8143d34

Wykaz elementów:
1 dwustronna płytka drukowana o kodzie 12110211, 200,5 mm × 143 mm
1 obudowa PacTec LH96-200 ABS lub odpowiednik, 260 mm × 180 mm × 65 mm [Altronics H0476, RS 291-4169, Mouser 616-74213-510-039]
1 zestaw przednich i tylnych paneli wydrukowanych w 3D (rozmiar dopasowany do obudowy, patrz www.thingiverse.com/thing:4922521)
1 zasilacz 24 V DC 2 A [Altronics M8970D, WES SMP2500-24RLP + ACL104-075]
1 transformator sieciowy 3 VA 12+12 V do montażu na płytce drukowanej (T1) [Altronics M7024A **1**]
2 transformatory separujące 600 Ω:600 Ω **2** (L1, L2) [Altronics M1000 lub Triad TY-305P/306P/400P]
2 przekaźniki Omron G5V-2-H1DC12 12 V DC (RLY1, RLY2) [Altronics S4150] lub odpowiedniki
1 rezonator kwarcowy 3,2768 MHz (X1)
1 bezpiecznik polimerowy RXEF030 prąd podtrzymania 300 mA (PTC1) [element14 1175861, Mouser 650-RXEF030, Digi-Key RXEF030-ND]
1 9-nóżkowa, 8-elementowa drabinka rezystorowa SIL 10 kΩ (RN1; wymagana tylko w przypadku kadencji na zamówienie) [element14 9356819, Digi-Key 4609X-101-103LF-ND]
1 gniazdo zasilające do montażu na płytce drukowanej, średnica wewnętrzna 2,1/2,5 mm (CON1) [element14 1854512, RS 805-1699]
3 dwupinowe złącza kątowe (CON2, CON3, CON5) [Jaycar HM3102 + HM3122, Altronics P2592 + P2512, element14 2527811 + 2527762]
2 gniazda 6P6C „RJ12" do montażu na płytce drukowanej (CON4, CON6) [Altronics P1425, Jaycar PS1474, Wurth 615006138421]
2 1-pinowe złącza szpilkowe (mogą być odłamywane od dłuższej listwy) (CON7, CON8; potrzebne tylko dla opcji kadencji na zamówienie)
3 3-stykowe złącza szpilkowe ze zworkami(JP1...JP3)
1 2×10-pinowe gniazdo kołkowe (LK5; potrzebne tylko dla opcji kadencji na zamówienie)
5 szpilek PCB (opcjonalnie; dla punktów testowych TP1...TP5)
12 śrub M3×6 mm z łbem walcowym
6 tulejek dystansowych M3 o długości 6 mm
6 wkrętów samogwintujących 6G o długości 6 mm (tylko dla obudowy PacTec)
3 opaski kablowe o długości 300 mm i szerokości 4 mm
5 14-nóżkowch podstawek DIL IC (opcjonalnie)
5 16-nóżkowych podstawek DIL IC (opcjonalnie)
1 12-pinowa listwa z toczonymi stykami IC (opcjonalna, dla OPTO1...2)
1 alternatywy obejmują RS 504-464, element14 1712727 (Vigortronix VTX-120-003-612), Mouser 553-FS24-100 (Triad FS24-100) i 838-3FD-324 (Tamura 3FD-324), RapidOnline 88-3883 (Vigortronix VTX-120-3803-412)

Półprzewodniki:
1 40106B lub 74C14 sześciokrotny inwerter, DIP-14 (IC1)
1 4081B poczwórna 2-wejściowa bramka AND, DIP-14 (IC2)
2 4001B poczwórna 2-wejściowe bramka NOR, DIP-14 (IC3, IC10)
1 4027B podwójny przerzutnik J-K, DIP-16 (IC4)
1 4060B 14-stopniowy licznik binarny z układem przeniesienia, DIP-16 (IC5)
3 4017B licznik dekadowy/dzielnik, DIP-16 (IC6-IC8)
1 4078B 8-wejściowa bramka OR/NOR, DIP-14 (IC9)
2 transoptory 4N35, DIP-6 (OPTO1, OPTO2)
1 Przetwornica step-down 12 V 1 A **3** (Pololu D24V10F12 lub Aug20; siliconchip.com.au/Article/14533) (REG3)
3 BC547 tranzystor NPN 100 mA (Q1...Q3)
2 BC557 tranzystor PNP 100 mA (Q4, Q5)
2 IRFZ44N n-kanałowy MOSFET 55 V, 49 A (Q6, Q7)
1 3-nożkowa dwukolorowa/trójkolorowa (czerwona/zielona) dioda LED 5 mm ze wspólną katodą (LED1) [Jaycar ZD0252]
2 diody Zenera 3,3 V ±5% 1 W (np. 1N4728A) (ZD1, ZD2)
1 MBR10100 100V 10 A dioda schottky'ego, TO-220 (uwaga: nie wybierać wersji podwójnej [CT]) (D1)
2 1N4004 dioda 400 V 1 A (D2, D3)
3 małe diody sygnałowe 1N4148 lub odpowiedniki (D4...D6)

Kondensatory:
2 kondensatory elektrolityczne 220 µF 10 V niespolaryzowane (NP/BP) [Altronics R6600A lub Mouser 667-ECE-A1AN221U]
2 100 µF 63 V elektrolityczny
1 1 µF 100 V MKT
3 100 nF X7R ceramiczny
2 6,8 nF 63 V MKT
2 56 pF 50 V NP0/C0G ceramiczny
2 18 pF 50 V NP0/C0G ceramiczny

Rezystory: (wszystkie 1/4 W 5% metalizowane, chyba że podano inaczej)
3 10 MΩ
1 2,2 kΩ 3W 5%
2 330 Ω
2 330 kΩ
2 1,5 kΩ
4 68 Ω **3**
6 10 kΩ
4 470 Ω
2 15 Ω

Dodatkowe części do układu dostarczania zasilania do linii transmisyjnej opartego na układzie scalonym (z wyłączeniem części oznaczonych powyżej **2**)
2 układy scalone AT&T/Lucent LB1011 do zasilania bateryjnego, DIP-8 (IC13, IC14) [eBay lub jeden z dostawców wymienionych na stronie www.digipart.com/part/LB1011AB]
2 8-nóżkowe podstawki DIL (opcjonalne)
2 kondensatory 1 µF 250 V MKT
2 kondensatory 470 nF 63 V MKT
2 rezystory 1 kΩ 1/4 W 5%
4 rezystory 180 Ω 1/4 W 5% **3**

Dodatkowe części do układu „Reversal on Answer"
1 przekaźnik telekomunikacyjny Omron G5V-2-H1 12 V DC lub odpowiednik (RLY3) [Altronics S4150].
1 16-nóżkowa podstawka DIL
1 układ scalony 4027B – podwójny przerzutnik J-K, DIP-16 (IC12)
1 tranzystor NPN BC547 100 mA (Q8)
1 dioda 1N4004 400 V 1 A (D7)
1 rezystor 10 kΩ 1/4 W 5%

Dodatkowe części do zasilania 48 V DC (z wyłączeniem części oznaczonych powyżej **3**)
1 przetwornica DC-DC Traco TMR 6-4812 48 V DC na 12 V DC (REG1) [Mouser 495-TMR-6-4812] LUB
1 przetwornica Mean Well SKMW06G-12 48 V DC na 12 V DC (REG2) [Mouser 709-SKMW06G-12].
4 rezystory metalizowane 390 Ω 1/2W 5%
4 rezystory 150 Ω 1/4 W 5%

pominięte i zostały zwarte. Testy wykazały, że w tej konfiguracji dobra jakość mowy jest możliwa przy długości linii do 500 m, a nawet więcej – całkiem wystarczającej w większości sytuacji.

Przewidziano również możliwość zastąpienia układu zasilania telefonów opartego na cewkach rozwiązaniem opartym na dedykowanych 8-nóżkowych układach scalonych (**rysunek 5**). Zastosowanie dwóch takich układów pozwala na implementację tak zwanego *Stone Bridge*, w którym prąd nadajnika dostarczany do dwóch telefonów jest rozdzielany i dostosowywany do długości poszczególnych linii. Na rysunku 5 układy scalone realizujące funkcję zasilania telefonów podłączonych do linii są przedstawione jako oddzielne obwody, wskazane klamrami jako IC13 i IC14.

Wspomniany, dedykowany układ scalony, realizujący funkcję zasilania odbiorników podłączonych do linii telefonicznej, został zaprojektowany przez firmę AT&T i ma oznaczenie LB1011. Jest to obecnie układ przestarzały i dostępny tylko u dostawców nadwyżek elementów elektronicznych (np. za pośrednictwem serwisu eBay). Symuluje on dwie oddzielne cewki indukcyjne o bardzo wysokich impedancjach przy częstotliwościach głosowych.

Jeśli Czytelnik zdecyduje się na montaż układów IC13 i IC14 wówczas zamiast cewek L1 i L2, na płytce należy zamontować dwa kondensatory 1 µF. Kondensatory te zapewniają sprzężenie mowy między dwoma telefonami podłączonymi do CON4 (lub CON3) i CON6 (lub CON5). W tej konfiguracji maksymalny prąd w każdym obwodzie telefonicznym wynosi około 36 mA, więc możliwe są linie o długości kilku kilometrów.

Opcjonalne odwrócenie odpowiedzi

Aby umożliwić współpracę urządzenia Tele-com z telefonami publicznymi (na monety), które wymagają odwrócenia polaryzacji linii po odebraniu połączenia,

eprasa.pl e9d8143d34

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

polaryzacja linii dołączonej do gniazda CON6 (lub CON5) może zostać odwrócona, gdy telefon dołączony do CON4 (lub CON3) odbierze połączenie. Oznacza to, że telefon publiczny musi być podłączony do CON6 (lub CON5). Aby zapewnić tę funkcję dwa przerzutniki (IC12a i IC12b) są ze sobą połączone. Gdy oba telefony są odłożone na widełki, oba przerzutniki są utrzymywane w stanie resetu. Gdy którakolwiek słuchawka zostanie podniesiona sygnał resetu jest wyłączany.

Jeśli telefon podłączony do gniazda CON6 (CON5) jest dzwoniącym, wyjście IC2b podaje stan wysoki na nóżkę 7 układu IC12a, włączając ten przerzutnik. Stan wysoki na wyjściu Q1 jest powiązany z wejściem J2 układu IC12b, a przy stanie wysokim J2 i niskim K2, sygnał odpowiedzi z nóżki 2 układu IC4a przełączy układ IC12b i ustawi wyjście Q2 w stan wysoki. Tym samym włącza się tranzystor NPN Q8 i włączany jest przekaźnik RLY3, odwracając polaryzację linii CON6 (CON5).

Jeśli telefon podłączony do gniazda CON4 (CON3) zainicjuje połączenie, nóżka 7 układu IC12a nie zostanie ustawiona, a wejście J2 układu IC12b pozostanie w stanie niskim; dlatego wyjścia tego przerzutnika nie zmienią stanu, gdy sygnał odpowiedzi z nóżki 2 układu IC4a zostanie przyłożony do nóżki 13 IC12b. Przekaźnik RLY3 pozostanie w stanie nieaktywnym, a polaryzacja linii nie zostanie odwrócona.

Przerzutniki IC12a i IC12b zostaną zresetowane tylko wtedy, gdy oba telefony powrócą do stanu gotowości, powodując zwolnienie przekaźnika RLY3.

Zasilanie

Układ stabilizacji napięcia dla układów logicznych, przekaźników i inwertera dzwonienia jest zasilany napięciem stałym o wartości 24 V przez diodę D1 zabezpieczającą układ przed odwrotną polaryzacją zasilania. Stabilizatorem jest układ REG3 dostarczający napięcie stałe o wartości 12 V. W fazie projektowania testowany był stabilizator liniowy 7812, ale z powodu nadmiernego rozpraszania ciepła, szczególnie podczas dzwonienia, został zastąpiony przetwornicą DC-DC.

W przypadku aplikacji, w których przewidywane są częste cykle dzwonienia lub Telecom ma być zasilany z akumulatorów, należy stosować przetwornicę DC-DC (patrz nasz projekt z sierpnia 2020 r. – *siliconchip.com.au/Article/14533*).

Jeśli chcemy zasilić układ napięciem stałym o wartości 48 V, stabilizator REG3 należy pominąć, a zamiast niego trzeba zamontować przetwornicę DC-DC MeanWell (REG2) lub Traco (REG1), która akceptuje wyższe napięcie wejściowe i obniża je do 12 V.

Budowa

Urządzenie Tele-com jest montowane na dwustronnej płytce drukowanej z kodem 12110121 o wymiarach 200,5 mm×143 mm. Montaż warto rozpocząć od szybkiej kontroli wzrokowej płytki drukowanej pod kątem wszelkich oczywistych uszkodzeń (choć są one dość mało prawdopodobne). Posługując się warstwą opisową na płytce PCB (**rysunek 6**), należy pamiętać o tym, że niektóre komponenty montowane są opcjonalnie w zależności od obranego wariantu układowego, i nie mogą być zdublowane.

Jeśli Czytelnik planuje Tele-com z niestandardowym wzorcem sygnału dzwonienia, będzie musiał przeciąć kilka ścieżek na spodzie płytki poniżej LK5, oddzielając rzędy padów po obu stronach. Należy zachować ostrożność podczas przecinania tych ścieżek, ponieważ odległości między dwoma rzędami padów są bardzo niewielkie.

Jeśli planujesz dodać układ odwracania polaryzacji po odebraniu połączenia z przekaźnikiem RLY3, przecięte muszą zostać dwie ścieżki oznaczone słowem „cut” znajdujące się na spodzie płytki. Są one również oznaczone na warstwie opisowej dwiema krótkimi liniami łączącymi dwa środkowe punkty lutownicze pod przekaźnikiem RLY3. W obu przypadkach, jeśli Czytelnik zdecyduje się na cięcie, przed kontynuowaniem prac należy sprawdzić miernikiem, czy ścieżki zostały całkowicie przecięte.

Sześć otworów montażowych w płytce pasuje do słupków montażowych w obudowie PacTec LH96-200. W przypadku budowy urządzenia w obudowie Altronics H0476, w pobliżu tylnej krawędzi (złącza) znajdują się dwa otwory, które są spasowane z dwoma słupkami montażowymi pod płytką. Na warstwie opisowej oznaczono je znakami „#” (rysunek 6). Należy przykręcić chwilowo do nich płytkę, aby prawidłowo wyrównać ją w obudowie. Następnie należy użyć otworów montażowych w czterech rogach płytki jako szablonu do wywiercenia otworów, które docelowo będą tę płytkę trzymały. Po tym zabiegu tymczasowe śruby można odkręcić.

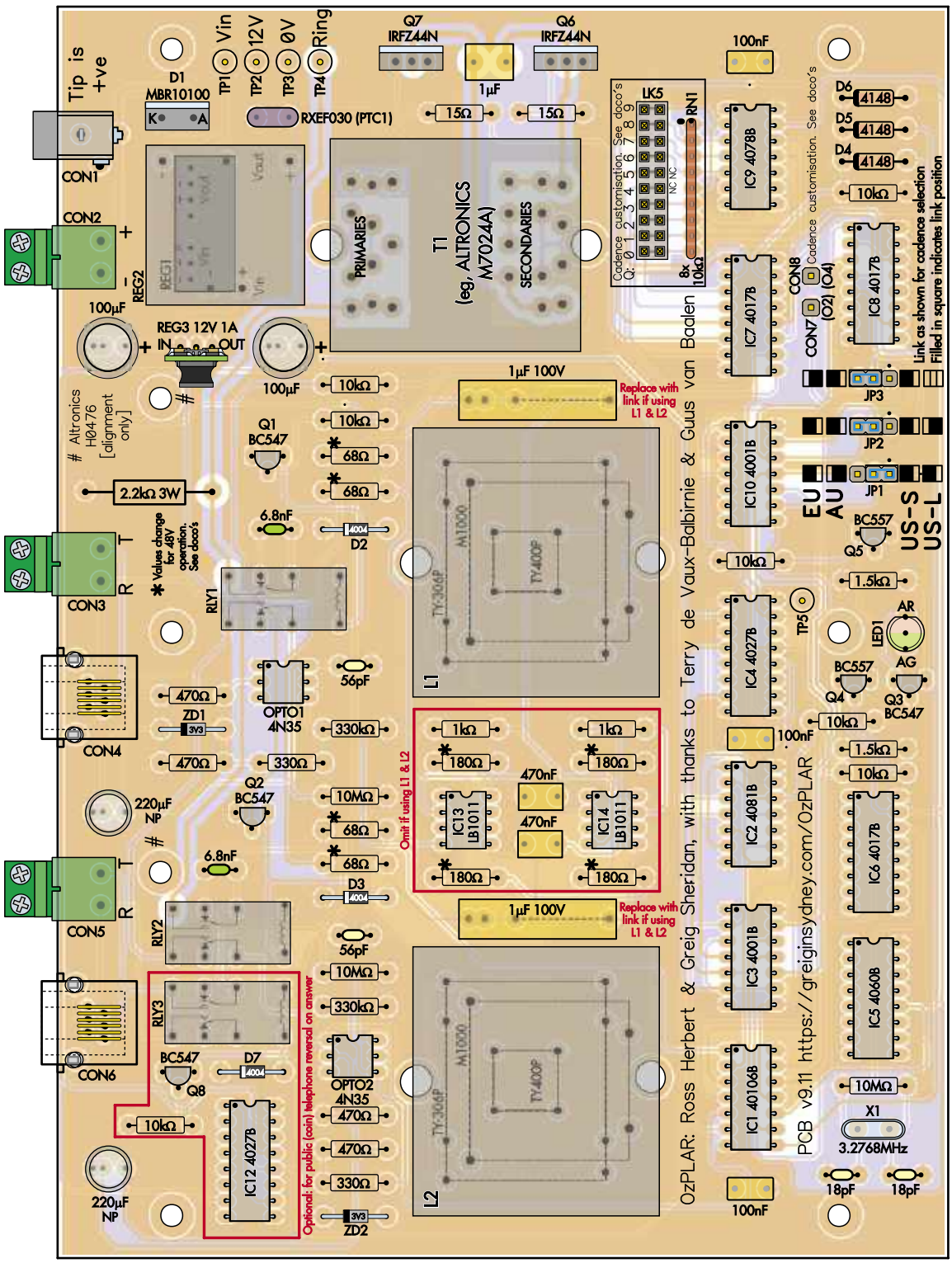
Tym razem, zrywając z tradycją, warto najpierw zamontować złącza, upewniając się, że wszystkie są obsadzone równo i wystają przez tylny panel. Otwory pod złącza zasilania i śrubowe zostały nieco przewymiarowane, aby zapewnić trochę więcej miejsca na lepsze dopasowanie.

W następnej kolejności należy przeprowadzić montaż rezystorów i innych elementów niskoprofilowych, takich jak diody i rezonator kwarcowy. W przypadku budowy urządzenia w opcji z realizacją zasilania telefonów linią transmisyjną z użyciem cewek, nie zapomnij zastąpić zworą dwóch kondensatorów 1 µF. Ponadto, jeśli przewidujesz zasilanie z 48 V, zwróć uwagę, że rezystory oznaczone na warstwie opisowej gwiazdką



Zaleca się, aby urządzenie Tele-com było zamknięte w obudowie PacTec LH96-200, jak pokazano na rysunku (którą można kupić w RS Components lub Mouser). Jednak na płytce PCB znajdują się również otwory montażowe dla większej obudowy Altronics H0476

eprasa.pl e9d8143d34



Rysunek 6. Montaż urządzenia Tele-com jest prosty, ale istnieje kilka wariantów montażowych. Przed rozpoczęciem montażu należy zidentyfikować, które elementy będą montowane, a które nie, a także ustalić, które wartości mogą ulec zmianie. Podczas montażu płytki należy uważać, aby wszystkie układy scalone, diody, diody LED, transoptory, transformatory, tranzystory i polaryzowane kondensatory elektrolityczne były zorientowane zgodnie z rysunkiem. W przypadku korzystania z zasilacza o napięciu stałym 48 V cztery rezystory 180 Ω w środkowym czerwonym polu i oznaczone gwiazdką należy zastąpić rezystorami 390 Ω, natomiast rezystory 68 Ω oznaczone gwiazdką, rezystorami 150 Ω

mają inne wartości dla takiej wartości napięcia. Szczegółowe informacje można znaleźć w spisie elementów.

Następnie, jeśli będzie używana funkcja niestandardowego wzorca sygnału dzwonienia, można zainstalować drabinkę rezystorów SIL z kropką na końcu pokazaną na rysunku 6 i na opisie PCB. Kolejne na liście montażu są kondensatory, począwszy od najmniejszych typów ceramicznych. Należy pamiętać o zachowaniu prawidłowej polaryzacji dwóch kondensatorów elektrolitycznych w prawym górnym rogu płytki oraz upewnić się, że kondensatory sąsiadujące ze złączami telefonicznymi są elementami bez polaryzacji. Jest to również dobry moment na zamontowanie bezpiecznika polimerowego PTC.

Jeśli do urządzenia ma być zastosowana obudowa PacTec, dioda LED powinna być przylutowana na całej długości do płytki, trzeba jednak dodać kilka krótkich przewodów, aby dosięgnęła do panelu w obudowie Altronics.

Następnie należy zamontować pozostałe półprzewodniki (układy scalone, stabilizatory napięcia, transoptory i tranzystory) oraz diodę w obudowie TO-220, upewniając

eprasa.pl e9d8143d34

się, że wszystkie układy scalone mają pin 1 po prawej stronie (zgodnie z rysunkiem montażowym), a wszystkie elementy w obudowie TO-220 są skierowane w lewo z radiatorami wzdłuż prawej krawędzi (zgodnie z rysunkiem montażowym). Zaleca się stosowanie podstawek dla układów scalonych (w tym transoptorów), ale przed włożeniem do nich układów scalonych należy sprawdzić, czy pomiędzy odpowiednimi nóżkami występuje spodziewane napięcie zasilania (12 V względem GND). W następnej kolejności można zamontować opcjonalne listwy kołkowe i zworki, a następnie przekaźniki, które muszą być ustawione tak, jak pokazano na rysunku 6.

Jeśli potrzebny jest LK5 można go zamontować teraz, wraz z listwami kołkowymi dla zworek JP1...JP3. Następnie, jeśli urządzenie będzie zasilane napięciem 48 V, należy zamontować konwerter DC-DC (REG1 lub REG2). Jako ostatnie montujemy transformatory – jeden po drugim. Po umieszczeniu wyprowadzeń transformatorów w otworach na płytce PCB, warto przytwierdzić je do płytki za pomocą opaski kablowej (zwanej potocznie „trytytką") zawiniętej wokół komponentu oraz przewleczonej przez przygotowane w tym celu otwory w PCB a następnie przylutować wyprowadzenia transformatorów do PCB. W przypadku wykorzystania transformatorów Tamura lub Triad dla T1, należy zachować szczególną ostrożność, ponieważ mają one symetryczny footprint, a zatem nie mają zabezpieczenia poka yoke, uniemożliwiającego nieprawidłowy ich montaż. Innymi słowy, o poprawny montaż musimy zadbać samemu. Ich uzwojenie pierwotne jest skierowane w stronę złączy na tylnym panelu. Na korpusach obu powinny znajdować się wytłoczone numery pinów. Strona „1-2-3-4" jest stroną uzwojenia pierwotnego.

Rozwiązywanie problemów

Testowanie urządzenia jest dość proste. W ramach takowego należy podłączyć do urządzenia sprawdzone, sprawne aparaty telefoniczne, dostarczyć odpowiednie zasilanie i sprawdzić, czy całość działa zgodnie z oczekiwaniami.

Jeśli podczas uruchamiania wystąpią problemy, charakter usterki powinien wskazać, która część obwodu wymaga uwagi, niemniej w pierwszej kolejności warto zawsze sprawdzić poprawność napięć „Vin" (24/48 V) i 12 V.

Czasami usterki można zlokalizować dotykając górnej części każdego układu scalonego. Podwyższona temperatura wskazuje na wadliwy element (układy scalone CMOS generalnie nie grzeją się, chyba że są uszkodzone). Jeśli robiłeś to już wcześniej, prawdopodobnie wiesz, że aby się nie oparzyć najpierw warto palec lekko poślinić.

Od Red. EdW: Potencjalnie bezpieczniejszą praktyką, stosowaną w niektórych serwisach, jest aplikowanie na podejrzany o wadliwość komponent zamrażacza w sprayu. Szybki czas odparowania zaaplikowanego środka/odmrożenia układu sugeruje wysoką jego temperaturę.

Brak efektu lokalnego

Do Tele-com należy podłączać tylko sprawdzone, w pełni sprawne telefony. Jeśli działają prawidłowo, Czytelnik powinien słyszeć efekt lokalny (*sidetone*) – w słuchawce słyszalny jest częściowo nasz własny głos. Najłatwiejszym sposobem stwierdzenia takiego efektu zwrotnego jest delikatne dmuchnięcie w mikrofon – w odbiorniku powinien być wtedy słyszalny szum. Jeśli w obu telefonach nie ma sygnału *sidetone*, należy sprawdzić, czy zasilanie jest włączone i czy na stykach testowych płytki obecne jest napięcie 24 V (48 V). Jeśli usterka nie dotyczy telefonów, należy sprawdzić okablowanie. Jeśli działa tylko jeden telefon, należy porównać kolejno oba kanały za pomocą multimetru, aż do wykrycia usterki. W trakcie diagnostyki, warto zamienić oba aparaty telefoniczne miejscami, jak również upewnić się, że w każdym z kanałów oba telefony zachowują się dokładnie tak samo.

Brak dzwonka

Najpierw sprawdź, czy zworki JP1...JP3 są prawidłowo ustawione dla jednego z wzorców sygnału dzwonienia – aby wybrać żądany wzorzec, należy postępować zgodnie z legendą widoczną na płytce obok zworek. Jeśli po podniesieniu słuchawki pierwszego telefon nie słychać dzwonka, należy sprawdzić wskazania diody LED. Jeśli dioda LED w ogóle się nie świeci, należy upewnić się, że zamontowano element ze wspólną katodą, a tranzystory sterujące Q3, Q4 i Q5 są zamontowane na właściwych pozycjach. Zewrzyj na chwilę piny 4 i 5 transoptora OPTO1 lub OPTO2. Jeśli spowoduje to zadziałanie układu, najprawdopodobniej występuje problem z transoptorem lub elementami po stronie LED tego elementu. Sprawdź, czy katody diody Zenera 3,3 V są skierowane „do góry", w kierunku tylnego panelu.

Jeśli jeden z przekaźników zareaguje po podniesieniu słuchawki, oznacza to, że główny blok logiczny działa poprawnie. Jeśli żaden z przekaźników nie działa, można zawęzić obszar poszukiwań do układów IC2...IC4 lub linii 12 V.

Miganie diody LED potwierdza prawidłowe działanie oscylatora i elementów wzorca sygnału dzwonienia,, co sugeruje, że należy sprawdzić MOSFET-y i transformator. W punkcie TP4 powinno występować pojawiające się cyklicznie, zgodnie z wybranym wzorcem, napięcie zmienne 120 V (w przybliżeniu). Należy też sprawdzić, czy środkowy odczep na uzwojeniu wtórnym transformatora ma dołączone napięcie 12 V.

Jeśli dioda LED świeci, ale nie mruga, należy sprawdzić za pomocą oscyloskopu, sondy logicznej lub multimetru ustawionego na zakres pomiaru częstotliwości, czy napięcie w punkcie TP5 (w pobliżu diody LED) zmienia się z częstotliwością 10 Hz. Jeśli stwierdzimy występowanie częstotliwości 10 Hz, należy skupić się na układach IC7, IC8, zworkach LK5, JP1 i JP2, diodach D4, D5 i D6 oraz rezystorach 10 kΩ w obwodach sterowania tymi diodami. Jeśli sygnał w punkcie TP5 nie zmienia się z częstotliwością 10 Hz, należy sprawdzić rezonator kwarcowy 3,2768 MHz i dołączone do niego kondensatory oraz układy IC5, IC6 i IC4b.

Problemy z wzorcem sygnału dzwonienia

Nietypowy wzorzec wskazuje na nieprawidłowe umieszczenie lub brak zworki na LK5 lub JP1...JP3. Warto spróbować wybrać alternatywny wzorzec sygnału dzwonienia zmieniając zworki. Jeśli prawidłowe działanie można osiągnąć po ustawieniu wzorca UE lub USA, ale nie AU/NZ/UK, sprawdź, czy układy IC7 i IC9 są prawidłowo umieszczone w podstawkach. Warto też sprawdzić, czy drabinka rezystorowa RN1 nie jest odwrócona i ma prawidłową konfigurację wewnętrzną z jednym wspólnym wyprowadzeniem.

Jeśli w celu użycia niestandardowego wzorca sygnału dzwonienia ścieżki przylegające z LK5 zostały przecięte, należy upewnić się, że wstawiono połączenia zastępujące wycięte segmenty ścieżek. Jeśli nadal występują problemy, należy sprawdzić, czy sygnał w punkcie TP5 pulsuje z częstotliwością dokładnie 10 Hz, ponownie sprawdzić płytkę pod kątem zwarć pomiędzy nóżkami układów scalonych i powtórzyć „test dotykowy" by upewnić się, czy układy scalone nie grzeją się.

Czerwona dioda LED w stanie oczekiwania

Jeśli słuchawki obu telefonów są odłożone na widełki, a dioda LED świeci się na czerwono, najprawdopodobniej wystąpiła usterka na linii lub w jednym z telefonów, powodując że status jednego z nich jest inny niż „słuchawka odłożona na widełki". Odłącz kolejno każdy z telefonów, aby sprawdzić, czy dioda LED zgaśnie. Jeśli tak się stanie, usterka dotyczy okablowania lub samego telefonu. ■

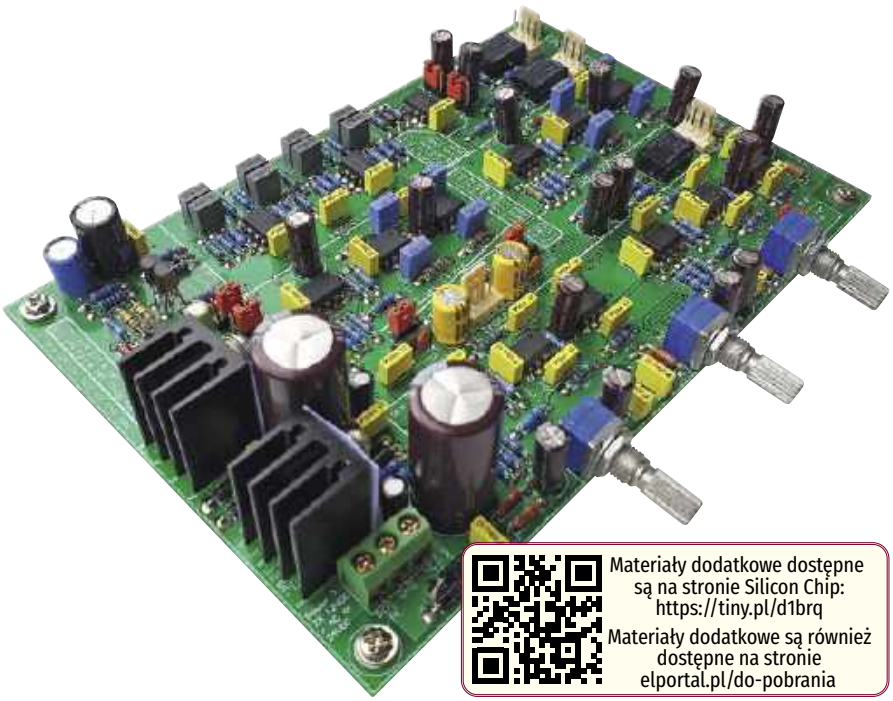
Greig Sheridan
Ross Herbert

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

eprasa.pl e9d8143d34

Tania dwu- lub trójdrożna zwrotnica aktywna, część 1

Często jesteśmy pytani o aktywne zwrotnice, ponieważ mogą one zapewnić znacznie lepszą współpracę z głośnikami w porównaniu do zwrotnic pasywnych. Pozwalają one na użycie oddzielnego wzmacniacza dla każdego głośnika, oraz na uniknięcie konieczności stosowania dużych cewek i kondensatorów przenoszących moc oraz zapewniają znacznie bliższą ideałowi wydajność. Zwrotnica ta może być stosowana również z subwooferem Tapped Horn.



Materiały dodatkowe dostępne są na stronie Silicon Chip: https://tiny.pl/d1brq
Materiały dodatkowe są również dostępne na stronie elportal.pl/do-pobrania

Budując naprawdę poważny system głośnikowy, należy wziąć pod uwagę aktywną zwrotnicę i niezależne wzmacniacze dla niskich, średnich i wysokich częstotliwości. Ogólna konfiguracja trójdrożnego systemu głośnikowego z aktywną zwrotnicą została przedstawiona na **rysunku 1**.

Chociaż stosując konwencjonalny system ze zwrotnicą pasywną można osiągnąć doskonałe rezultaty, zwrotnice takie znacznie ograniczają wybór głośników i konstrukcję obudowy. Uniwersalne, aktywne rozwiązanie jest najlepszym sposobem na maksymalne wykorzystanie możliwości drogich głośników.

Jedną z głównych zalet aktywnych zwrotnic głośnikowych jest to, że nawet gdy dźwięki subwoofera lub głośnika niskotonowego są przesterowane, co często ma miejsce, kanały średnie i wysokie pozostają czyste. Kolejną zaletą jest możliwość zastosowania zwrotnicy 24 dB na oktawę dla głośnika średniotonowego, co znacząco zmniejsza przedostający się do niego sygnał o niskiej częstotliwości, i w konsekwencji minimalizuje wychylenie membrany głośnika średniotonowego. Jest to często zauważalne poprzez „czystsze" brzmienie tonów średnich.

Często należy decydować się na kompromis między kosztem a uniwersalnością danego rozwiązania. Niniejszy projekt nie idzie na żadne kompromisy w zakresie jakości dźwięku. Zawiera nowe funkcje, takie jak wyciszanie po włączeniu, w celu zmniejszenia trzasków na wyjściu oraz filtr częstotliwości podźwiękowych chroniący drogi subwoofer.

W wydaniach „Silikon Chip" z września i października 2017 roku (*siliconchip.com.au/Series/318*) była opublikowana 3-drożna zwrotnica aktywna, a w wydaniach z maja i lipca 2019 roku (*siliconchip.com.au/Series/335*) znalazł się projekt aktywnej zwrotnicy DSP z korektorem parametrycznym. Oba projekty są doskonałymi konstrukcjami, ale kosztują znacznie więcej niż opisywany w tym artykule, ponadto wersja DSP jest również nieco trudniejsza w budowie.

W tej wersji zrezygnowano z możliwości regulacji, dostępnych w tych dwóch konstrukcjach, pozwalając ograniczyć koszt i złożoność urządzenia. Nadal można ustawić częstotliwości podziału zwrotnicy, ale odbywa się to poprzez wybór wartości rezystorów i kondensatorów, więc nie można ich zmieniać „w locie".

W warunkach domowych, w typowej konfiguracji subwoofera, głośnika średniotonowego i głośnika wysokotonowego mogą być przyjęte częstotliwości graniczne: powiedzmy 90 Hz i 3 kHz. W takim systemie można stosować wzmacniacz subwoofera o mocy 100 W oraz wzmacniacze tonów średnich i wysokich o mocy 50 W każdy (na kanał). Wielu czytelników posiada już takie wzmacniacze. Oczywiście dopuszczalne jest stosowanie wzmacniaczy o większej mocy.

Kanały średniotonowe i wysokotonowe będą dostarczać tylko kilka watów mocy ciągłej, ale duży *headroom* wzmacniacza 50 W lub 100 W oznacza, że można uzyskać ogromną dynamikę.

W artykule został przedstawiony wzmacniacz o kompaktowej budowie, do wykonania za nieduże pieniądze. Pięć do sześciu takich wzmacniaczy można użyć do budowy złożonej konstrukcji zamkniętej w jednej obudowie wraz ze wspólnym radiatorem i zasilaczem.

Cechy

Wyjątkowe cechy tej konstrukcji to:

Aktywna zwrotnica wielodrożna. Ponieważ każdy projekt jest inny, można użyć tej samej płytki do stworzenia dwu- lub trójdrożnej zwrotnicy, dobierając odpowiednie elementy i ustawiając kilka zworek.

Uniwersalny zasilacz. Doskonałe wyniki można osiągnąć przy użyciu tanich wzmacniaczy klasy D dostępnych w Internecie, ale wymagają one zazwyczaj pojedynczego zasilania DC. Aby uzyskać najlepsze rezultaty, można użyć wzmacniacza klasy AB o większej mocy, na przykład z serii Ultra-LD autora artykułu,

eprasa.pl e9d8143d34

która zapewnia rozdzielone linie zasilania dla przedwzmacniacza (±15 V). Tę aktywną zwrotnicę można przystosować do pracy z dowolnym typem zasilania, ponownie zmieniając kilka komponentów i odpowiednio ustawiając dwie zworki.

Częstotliwości zwrotnicy ustawiane przez elementy pasywne. Regulacja częstotliwości zwrotnicy za pomocą potencjometru wymagałaby zastosowania czterech potencjometrów, co jest kosztowne i skutkuje znacznym powiększeniem płytki drukowanej. Zastosowanie rezystorów i kondensatorów znacznie obniża koszty i pozwala uniknąć sytuacji, w której ktoś przekręca pokrętło, którego naprawdę nie powinien dotykać!

Wyjście mono/stereo subwoofera. Daje to dość dużą elastyczność. Nawet jeśli dostępne są dwa kanały subwoofera, jeśli częstotliwość zwrotnicy jest ustawiona poniżej 100 Hz, można chcieć użyć opcji mono (tj. wysterować oba wzmacniacze tym samym sygnałem).

Filtrowanie poddźwiękowe. W wielu subwooferach/obudowach basowych stosowane są klasyczne pasmowoprzepustowe, a czasami tubowe układy głośnikowe. Systemy te wymagają odfiltrowania częstotliwości poniżej ich zakresu działania. Niezastosowanie się do tego wymogu może prowadzić do nadmiernego wychylania membrany i/lub przegrzania oraz awarii głośnika. Wszystkie profesjonalne systemy dźwiękowe zawierają takie rozwiązanie.

Opóźnienie włączenia/wyłączenia. Aktywna zwrotnica jest podłączona bezpośrednio do wzmacniacza mocy i drogich głośników. Zwłaszcza podczas pracy z pojedynczym zasilaniem, zwrotnica nie może wytwarzać trzasków przy włączaniu i wyłączaniu zasilania. Zostały więc dołączone przekaźniki służące do odłączania wyjść zarówno przy włączaniu zasilania (aż do uzyskania stanu stabilnego), jak i przy jego wyłączaniu.

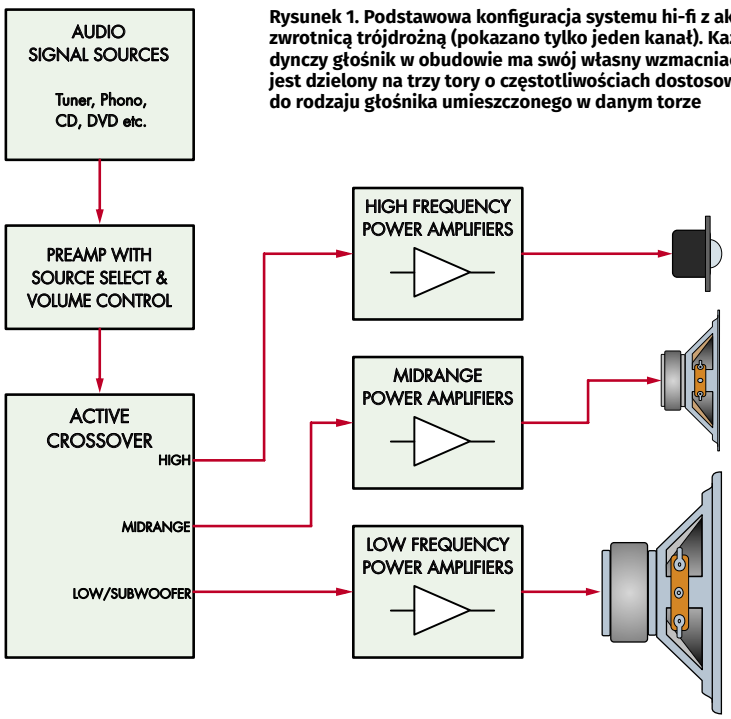
Wydajność

Zwrotnica została zmierzona w celu określenia poziomu zniekształceń, przesłuchu (separacji kanałów) i działania wyciszania wyjścia. Jedną ze sztuczek stosowanych podczas pomiaru wydajności zwrotnicy jest stosowanie sygnałów testowych, które znajdują się w paśmie przenoszenia każdego filtra, w przeciwieństwie do testów przedwzmacniacza, których większość można wykonać posługując się sygnałem testowym o częstotliwości 1 kHz.

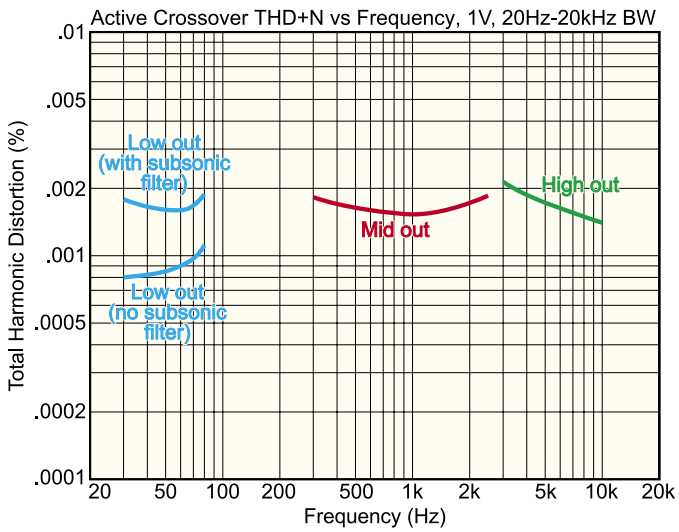
Pomiary wykonano dla częstotliwości podziału zwrotnicy 90 Hz i 2,7 kHz, więc przyjęte częstotliwości testowe mieszczą się w każdym paśmie (tj. nie są zbyt blisko 90 Hz lub 2,7 kHz). Wyniki przedstawiono

Cechy i specyfikacja:

- Dwu- lub trójdrożna aktywna zwrotnica stereo.
- Zasilanie pojedynczym napięciem DC 24 V...30 V, napięciem symetrycznym DC (±12 V...±15 V) lub niskim napięciem AC (9...12 V lub 18...24 V w przypadku użycia transformatora z odczepem środkowym: CT).
- Wyciszanie w celu wyeliminowania słyszalności w głośnikach stanów przejściowych podczas włączania i wyłączania zasilania.
- Filtr poddźwiękowy chroniący wentylowane subwoofery i usuwający niepotrzebne sygnały poddźwiękowe.
- Niski poziom szumów i zniekształceń; <0,0022% THD+N, 20 Hz...20 kHz
- Tania konstrukcja wykorzystująca dostępne części, tańsza niż budowanie par pasywnych zwrotnic.
- Wyjście subwoofera mono lub stereo.
- Regulacja poziomu dla wszystkich trzech pasm.
- Umiarkowane zapotrzebowanie na energię, układ pobiera typowo około 150 mA.

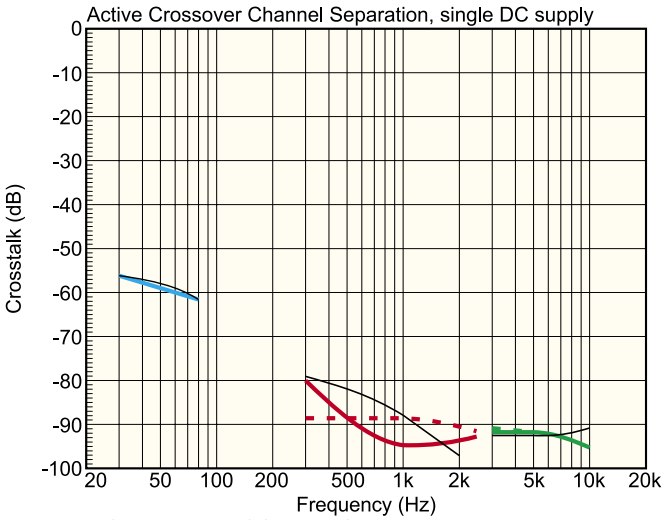


Rysunek 1. Podstawowa konfiguracja systemu hi-fi z aktywną zwrotnicą trójdrożną (pokazano tylko jeden kanał). Każdy pojedynczy głośnik w obudowie ma swój własny wzmacniacz. Sygnał jest dzielony na trzy tory o częstotliwościach dostosowanych do rodzaju głośnika umieszczonego w danym torze

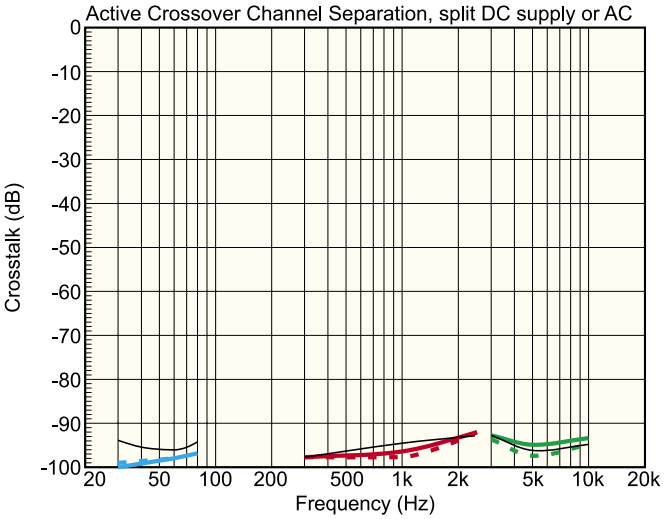


Rysunek 2. Wykresy całkowitych zniekształceń harmonicznych i szumów w zależności od częstotliwości dla każdego wyjścia, z częstotliwościami testowymi wybranymi tak, aby znajdowały się w paśmie przenoszenia każdego z nich. Rzeczywiste zniekształcenia harmoniczne są bardzo małe, praktycznie niemierzalne za pomocą użytego przez autora sprzętu. Odczyty te są w zasadzie szumem. Filtr poddźwiękowy dodaje więcej szumu, stąd wyższe odczyty po jego włączeniu (należy pamiętać, że szum LF nie jest bardzo słyszalny)

eprasa.pl e9d8143d34



Rysunek 3. Ciągłe kolorowe linie pokazują przesłuchy z kanału lewego do prawego w każdym paśmie, natomiast przerywane kolorowe linie pokazują przesłuchy z kanału prawego do lewego (są one zasadniczo takie same, więc linie ciągłe mają tendencję do pokrywania linii przerywanych). Cienkie czarne linie pokazują najgorsze przesłuchy międzypasmowe. Pojedyncze zasilanie prądem stałym daje nieco gorsze wyniki dla wyjść LF



Rysunek 4. Wykres analogiczny do przedstawionego na rysunku 3, ale z zasilaniem prądem stałym z dzieloną linią (użycie zasilania prądem przemiennym daje taki sam wynik). Jak widać, znacznie poprawiają się w tym przypadku wyniki LF i nieco wyniki MF. Jednak nawet w przypadku pojedynczego zasilania prądem stałym, przesłuchy nie są powodem do niepokoju, biorąc pod uwagę, że w najgorszym przypadku wynoszą mniej niż –55 dB

na **rysunkach 2...4**. Zniekształcenia/szumy nie wykazują zależności od konfiguracji zasilania, ale przesłuchy tak, zostały wiec przedstawione na dwóch oddzielnych wykresach (**rysunki 3** i **4**).

Kolorowe linie ciągłe pokazują przesłuchy z kanału lewego do prawego, a linie przerywane przesłuchy z kanału prawego do lewego. Są one generalnie takie same, więc w większości pozostają ukryte pod liniami ciągłymi. Cienkie czarne linie pokazują najgorszy przesłuch międzypasmowy dla sygnałów podawanych do tego pasma (tj. określają jaki jest przesłuch przedostający się do wyjść innych pasm).

W przypadku zasilania z pojedynczej linii zasilania, niskie częstotliwości nie są tak dobre, jak w przypadku konfiguracji z dwoma liniami. Wynika to z faktu, że część sygnału wycieka do wirtualnej masy (opisanej poniżej), która ma wyższą impedancję przy niskich częstotliwościach w konfiguracji z pojedynczym zasilaniem.

Niemniej jednak, najgorszy przesłuch wynoszący –60 dB przy niskich częstotliwościach, poprawiający się do –80 dB do –90 dB przy wyższych częstotliwościach, jest tak dobry, jak w przypadku wielu innych wzmacniaczy. Prawdopodobnie nie ma to więc większego znaczenia, ale dla uzyskania optymalnej wydajności preferowana jest konfiguracja z podwójną linią zasilającą lub zasilaniem prądem przemiennym.

Na **rysunkach 5** i **6** została pokazana aktywna zwrotnica w akcji. Na rysunku 5 charakterystyka częstotliwościowa wyjścia LF jest pokazana na zielono z pominiętym filtrem poddźwiękowym i na niebiesko z filtrem aktywnym. Czerwona krzywa to wyjście MF, a fioletowa krzywa to wyjście HF.

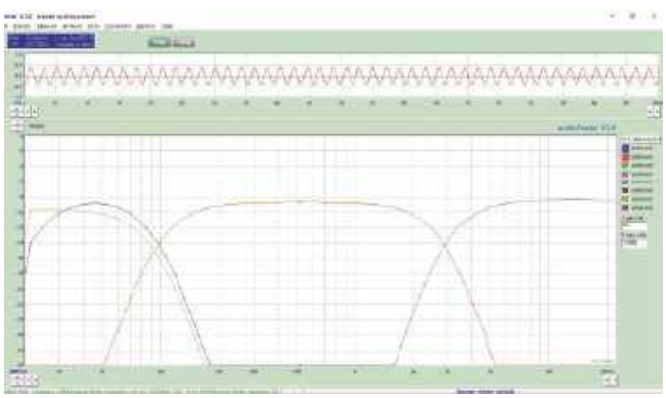
Podobnie, na rysunku 6 widoczne są odpowiedzi częstotliwościowe LF (kolor niebieski) i MF (kolor czerwony), z urządzeniem skonfigurowanym jako dwudrożna zwrotnica z pominiętym filtrem podźwiękowym.

Zasada działania

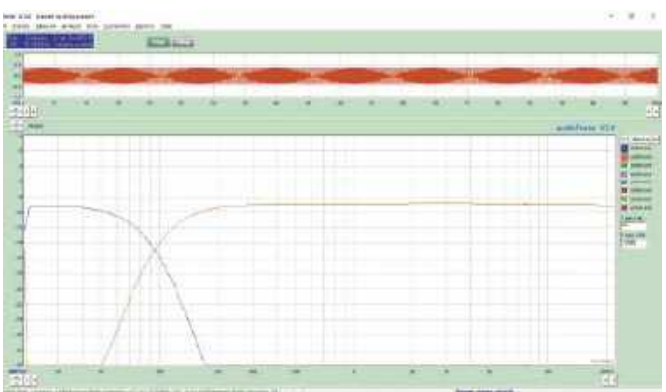
Na **rysunku 7** przedstawiono schemat blokowy zwrotnicy aktywnej. Zaczniemy od opisania jej działania jako zwrotnicy 3-drożnej, a następnie zostanie omówiona opcja 2-drożna.

Sygnały wejściowe stereo są podawane do pary bloków filtrów (niebieskich), które oddzielają wysokie częstotliwości. Sygnały wysokich tonów z tych bloków trafiają do sekcji kontroli poziomu i buforowania w prawym górnym rogu (niebieski), a następnie przez przekaźnik *de-thump* do złączy wyjściowych wysokich tonów (HF) w prawym górnym rogu.

Średnie/niskie sygnały z wyjść LOW OUT tych dwóch bloków są podawane do innej pary praktycznie identycznych



Rysunek 5. Wykresy odpowiedzi częstotliwościowej dla wyjść LF (niebieski i zielony), MF (czerwony) i HF (fioletowy) pokazujące, jak się przecinają. Zielona krzywa przedstawia pominięcie filtra poddźwiękowego, podczas gdy niebieska krzywa pokazuje efekt, gdy jest on aktywny, stromo tłumiąc sygnał wyjściowy poniżej 20 Hz



Rysunek 6. Wykresy podobne do zamieszczonych na rysunku 5, ale ze zwrotnicą skonfigurowaną do użytku dwudrożnego bez filtra poddźwiękowego

eprasa.pl e9d8143d34

bloków filtrów (zielonych) za pośrednictwem dwóch 2-pozycyjnych zworek. Wyjścia wysokich częstotliwości tych bloków są sygnałami średnich częstotliwości (ponieważ wysokie tony zostały już usunięte), które trafiają do innego bloku kontroli poziomu i bufora, a następnie, za pośrednictwem drugiego przekaźnika, do wyjść średnich częstotliwości (MF).

Wyjścia niskich częstotliwości tych zielonych bloków filtrów zawierają tylko sygnał basowy. Przechodzi on przez końcową kontrolę poziomu/sekcję bufora, a następnie opcjonalnie do poddźwiękowego filtra górnoprzepustowego w celu usunięcia wszelkich sygnałów poniżej 20 Hz (który można ominąć za pomocą kolejnych dwóch 2-pozycyjnych zworek na dole). Tak czy inaczej, sygnał trafia do wyjść LF za pośrednictwem trzeciego przekaźnika likwidującego trzaski podczas włączania i wyłączania.

Obwód zasilania zapewnia odpowiednie regulowane linie zasilania prądem stałym do zasilania reszty obwodów, a także dyskretny układ logiczny do sterowania trzema przekaźnikami odłączającymi zasilanie. Dzięki temu odłączają one wyjścia na kilka pierwszych sekund pracy, a także wyłączają się natychmiast po odłączeniu zasilania, zanim szyny zasilające zdążą rozładować się na tyle, by wpłynąć na sygnały wyjściowe.

Szczegóły układu

Zwróćmy teraz uwagę na cały układ, który ze względu na duże rozmiary jest rozmieszczony na **rysunkach 8...10**. Należy zauważyć, że w całym układzie są używane dwa symbole uziemienia. Symbol z trzema poziomymi liniami jest masą zasilania i jest powiązany z wejściem zasilania 0 V. Symbol trójkątny jest masą sygnału i jest powiązany z masą zasilania dla zasilaczy AC lub dzielonych zasilaczy DC.

Jednakże, gdy używane jest zasilanie prądem stałym typu *single-ended*, trójkątny symbol łączy się z generowaną linią połowy zasilania (tj. 12 V dla zasilania 24 V DC). Sygnały wejściowe i wyjściowe są sprzężone zmiennoprądowo aby umożliwić przesunięcie napięcia sygnału w łańcuchach filtrów, niezależnie od konfiguracji zasilania. Jedyne co się zmienia, to napięcie masy sygnału.

Płytka PCB ma wejścia stereo, z których każde jest ściągane za pośrednictwem rezystora 47 kΩ do masy zasilania. Kondensatory 47 µF blokują przepływ prądu stałego (jeśli jest używany zasilacz z pojedynczą szyną zasilania, można użyć kondensatorów elektrolitycznych z „+” od strony wejścia dla wszystkich

Co to jest filtr Linkwitza-Rileya i dlaczego warto go używać?

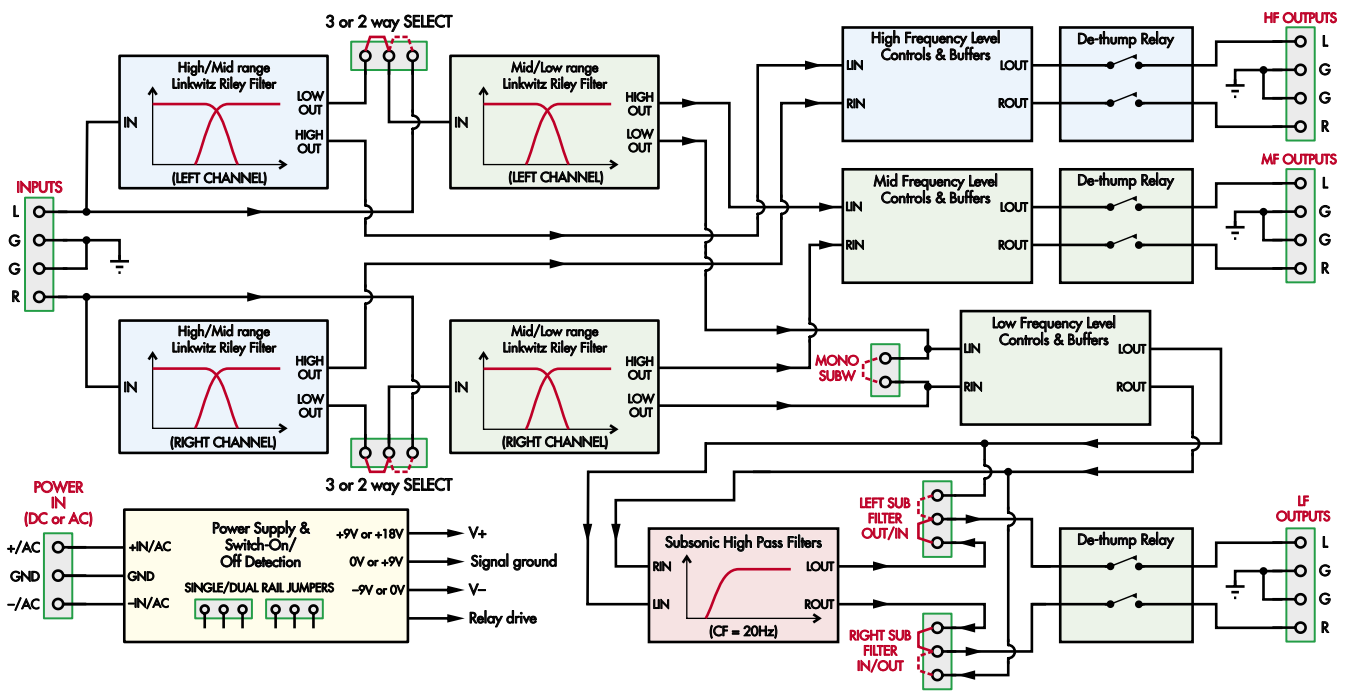
Filtr Linkwitza-Rileya to filtr dolnoprzepustowy lub górnoprzepustowy czwartego rzędu (–24 dB/oktawę), składający się z dwóch filtrów Butterwortha drugiego rzędu (–12 dB/oktawę) połączonych szeregowo (stąd alternatywna nazwa „Butterworth-squared”).

Filtr Linkwitza-Rileya różni się to od filtra Butterwortha czwartego rzędu. Częstotliwość graniczna filtra jest zwykle definiowana jako punkt, w którym charakterystyka spada o 3 dB. Łączenie kaskadowe dwóch filtrów powoduje, że dla tej częstotliwości wystąpi spadek o kolejne 3 dB, co dla częstotliwości granicznej pojedynczego filtra da spadek charakterystyki o 6 dB, a nie o 3 dB, którą można uzyskać za pomocą filtra czwartego rzędu.

Konfiguracja Butterwortha zapewnia idealnie płaskie pasmo przenoszenia (zakładając idealne komponenty). Weźmy pod uwagę, że dźwięk z pary głośników w fazie (np. głośnik wysokotonowy i średniotonowy lub średniotonowy i niskotonowy) łączy się poprzez konstruktywną interferencję. Odbywa się to na innych zasadach niż sumowanie mocy, z dwoma sygnałami –6 dB konstruktywnie interferującymi w celu uzyskania wyniku 0 dB.

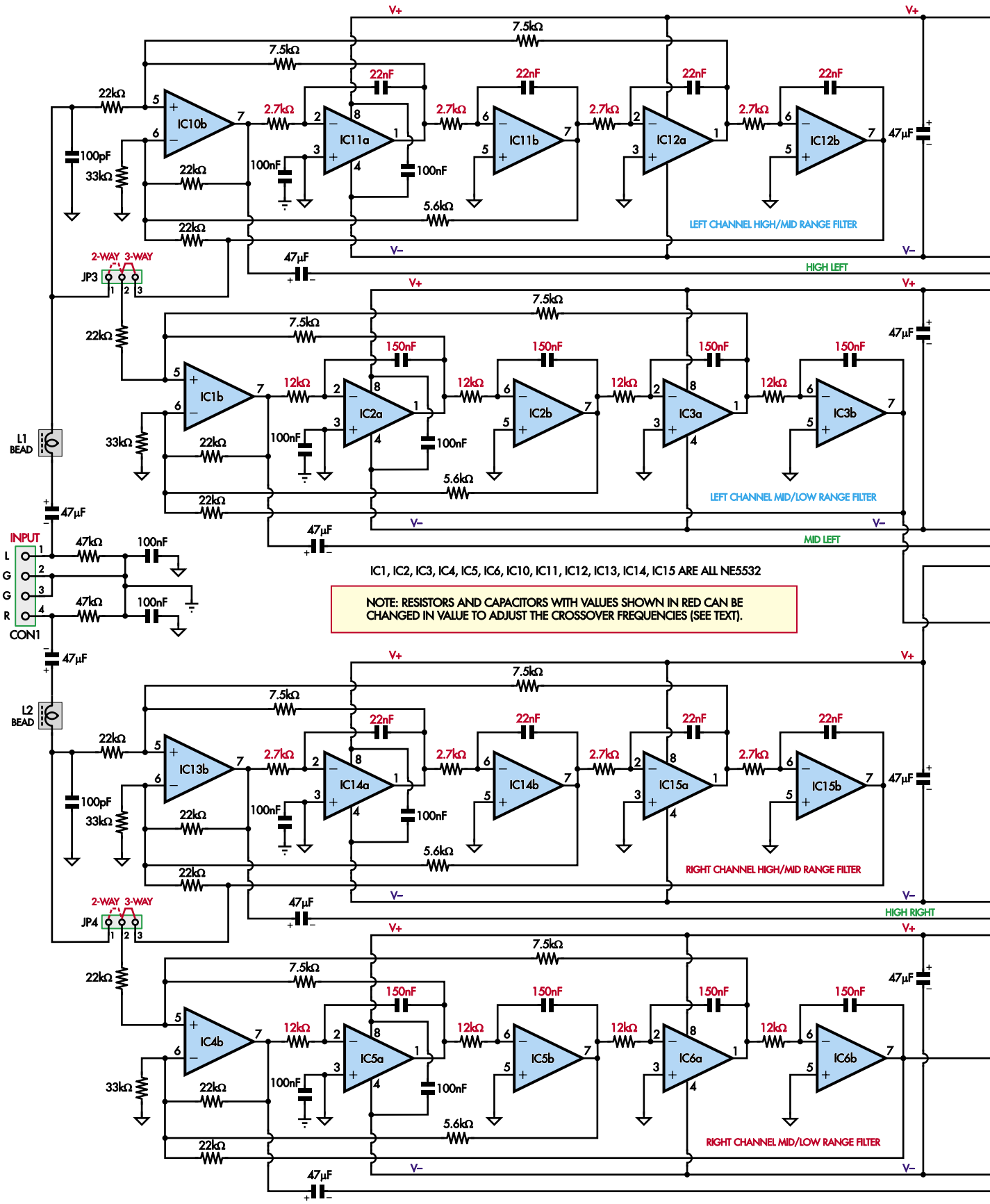
Charakterystyka tłumienia filtra Butterwortha, w połączeniu z wartością –6 dB przy częstotliwości granicznej zwrotnicy, daje płaską sumaryczną odpowiedź w całym zakresie częstotliwości pokrywanym przez oba głośniki (zakładając, że mamy do czynienia z idealnymi głośnikami, idealnymi wzorcami promieniowania dźwięku itp.)

Oczywiście różne czynniki powodują, że odpowiedź jest mniej niż idealnie płaska w rzeczywistym świecie. Jednak zastosowanie filtra Linkwitza-Rileya zwrotnicy jest zwykle świetnym punktem wyjścia i daje doskonałe rezultaty, zakładając, że głośniki są dobrze dopasowane.



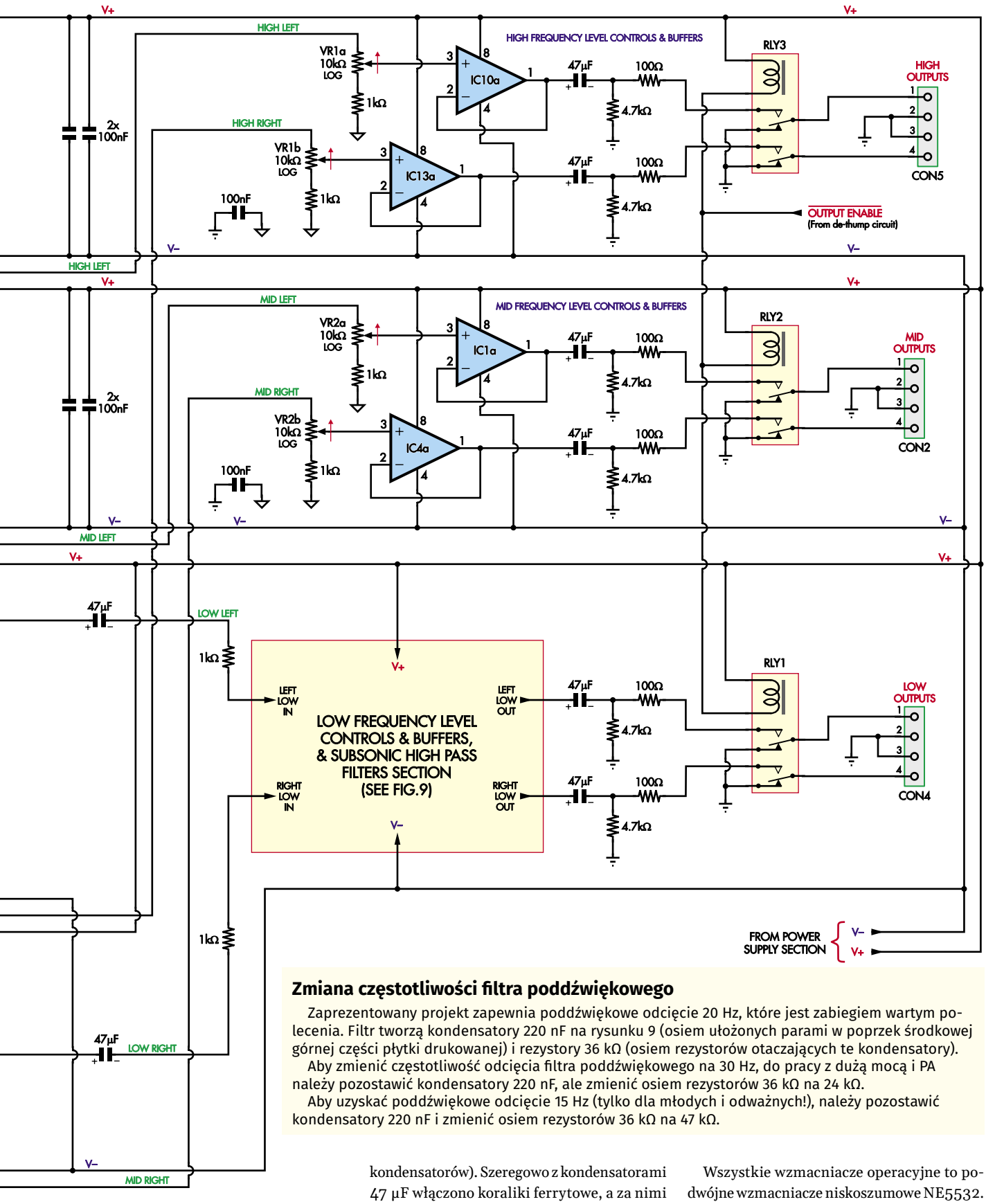
Rysunek 7. Schemat blokowy pokazujący zasadę działania zwrotnicy aktywnej. Pola niebieskie są pomijane w przypadku opcji 2-drożnej, a dwie dolne zworki pozwalają pomijać filtr poddźwiękowy zaznaczony na czerwono. Zwrotnica opiera się na kilku filtrach *state variable* czwartego rzędu oraz filtrze Sallena-Keya czwartego rzędu. Sygnały o wysokich częstotliwościach są rozdzielane w pierwszej kolejności, aby zapewnić ich minimalne przetwarzanie i zminimalizowany dodatkowy szum, ponieważ słuch jest na to bardzo wrażliwy. Wszystkie wyjścia posiadają regulację poziomu i są buforowane

eprasa.pl e9d8143d34



Rysunek 8. Główna część układu aktywnej zwrotnicy. Wygląda dość skomplikowanie, ale jeśli spojrzymy na schemat blokowy (rysunek 7), zobaczymy, że składa się on z powtarzających się bloków (np. filtrów itp.). Każdy filtr *state variable* składa się z czterech kaskadowo połączonych stopni zbudowanych na wzmacniaczu operacyjnym ze sprzężeniem zwrotnym od ostatniego do pierwszego. Osobliwą cechą takiego rozwiązania jest to, że układ działa jednocześnie jako filtr dolnoprzepustowy i górnoprzepustowy

eprasa.pl e9d8143d34



Zmiana częstotliwości filtra poddźwiękowego

Zaprezentowany projekt zapewnia poddźwiękowe odcięcie 20 Hz, które jest zabiegiem wartym polecenia. Filtr tworzą kondensatory 220 nF na rysunku 9 (osiem ułożonych parami w poprzek środkowej górnej części płytki drukowanej) i rezystory 36 kΩ (osiem rezystorów otaczających te kondensatory).

Aby zmienić częstotliwość odcięcia filtra poddźwiękowego na 30 Hz, do pracy z dużą mocą i PA należy pozostawić kondensatory 220 nF, ale zmienić osiem rezystorów 36 kΩ na 24 kΩ.

Aby uzyskać poddźwiękowe odcięcie 15 Hz (tylko dla młodych i odważnych!), należy pozostawić kondensatory 220 nF i zmienić osiem rezystorów 36 kΩ na 47 kΩ.

kondensatorów). Szeregowo z kondensatorami 47 µF włączono koraliki ferrytowe, a za nimi podłączono je do masy audio za pomocą kondensatorów 100 pF w celu zmniejszenia podatności toru audio na zakłócenia RF.

Wszystkie wzmacniacze operacyjne to podwójne wzmacniacze niskoszumowe NE5532. Zostały one wybrane, ponieważ zapewniają doskonałą wydajność przy umiarkowanych kosztach i są dostępne u wielu dystrybutorów.

eprasa.pl e9d8143d34

Wybór rezystancji w układzie został dokonany w celu zminimalizowania szumów. Wpłynęło to na wybór elementów R i C dla filtrów, przy czym wyższe rezystancje są używane tylko dla bardzo niskich częstotliwości.

Zwrotnice są oparte na filtrze Linkwitza-Rileya (Butterworth-squared) czwartego rzędu o dobroci Q równej 0,5. Filtr *state variable* jest nieco bardziej skomplikowany niż bardziej powszechny filtr Sallena-Keya. Ma jednak tę zaletę, że częstotliwość zwrotnicy można łatwo obliczyć i ustawić za pomocą czterech równych wartości rezystora i kondensatora.

Filtr oddziela również składowe wysokiej i niskiej częstotliwości sygnału wejściowego. W związku z tym błąd w wartościach rezystora lub kondensatora powoduje po prostu zmianę częstotliwości podziału zwrotnicy, nie wpływając w żaden inny sposób na sposób ich późniejszego łączenia.

Pokazane wartości komponentów dotyczą zwrotnicy niskiej częstotliwości z częstotliwością podziału przy około 88 Hz i zwrotnicy wysokiej częstotliwości z częstotliwością podziału przy około 2,7 kHz. Dla wyznaczenia punktu niskiej częstotliwości zostały zastosowane elementy R=12 kΩ i C=150 nF. Wybór ten został dokonany, ponieważ 150 nF jest praktyczną maksymalną pojemnością dla kondensatora foliowego MKT, a 12 kΩ nie jest tak wysoką rezystancją, aby pogorszyć szumy.

Dla sekcji wysokiej częstotliwości zostały zastosowane elementy R=2,7 kΩ i C=22 nF. Rozumowanie jest takie, że 2,7 kΩ jest wystarczająco niskie, aby zminimalizować szum, ale nie tak niskie, aby niekorzystnie obciążać wzmacniacze operacyjne, natomiast 22 nF to standardowa pojemność kondensatora.

Oczywiście możliwe jest określenie częstotliwości, przy których mają być przełączane głośniki. W **tabeli 1** zawarto wartości komponentów dla zakresu użytecznych częstotliwości. Można też skorzystać ze wzoru: $f=1/(2\cdot\pi\cdot R\cdot C)$. W dalszej części zostaną podane wskazówki dotyczące montażu płytki, jeśli planowane jest dostrojenie częstotliwości zwrotnicy po zakończeniu budowy.

Ostatnią częścią układu jest filtr poddźwiękowy. Jest to para konwencjonalnych filtrów Sallena-Keya połączonych szeregowo. W rezultacie uzyskuje się w ten sposób filtr górnoprzepustowy o spadku charakterystyki 24 dB na oktawę. Użyliśmy ich zamiast filtrów *state variable*, ponieważ nie ma potrzeby stosowania wyjść górno- i dolnoprzepustowych, więc takie podejście jest prostsze i tańsze.

Wszystkie rezystory i kondensatory mają tę samą wartość, aby uprościć wykaz elementów i procedurę budowy. Konieczne jest, aby filtr miał wzmocnienie 3,8 dB na stopień lub łącznie 7,7 dB. Zostało ono zmniejszone za pomocą tłumika wejściowego do 6 dB, ponieważ z doświadczenia konstruktora wynika, że posiadanie odrobiny zapasu dodatkowej mocy wyjściowej dostępnej dla subwoofera jest przydatne. Jeśli filtr poddźwiękowy zostanie pominięty, wzmocnienie to nie będzie dostępne.

W projekcie przyjęto częstotliwość odcięcia równą 20 Hz, która jest wystarczająco niska dla każdego sensownego celu. Możliwe jest ustawienie niższej częstotliwości lub całkowite jej pominięcie, ale dla innych niż uszczelnione subwoofery, takie rozwiązanie należy zdecydowanie odradzić.

Załóżmy, że planowane jest użycie tej zwrotnicy w systemie o dużej mocy lub do zastosowań PA (transmitowania dźwięku na dużą skalę w przestrzeni publicznej). W takim przypadku zalecane jest zwiększenie częstotliwości odcięcia filtra poddźwiękowego do 30 Hz, ponieważ subwoofery PA prawie zawsze działają powyżej 30 Hz. Więcej uwag zamieszczono w ramce „Zmiana częstotliwości filtra poddźwiękowego".

Funkcja mono wprowadza dwa rezystory 1 kΩ w ścieżce audio przed regulacją poziomu subwoofera. Przestawienie wyjścia LF na mono jest możliwe poprzez założenie odpowiedniej zworki. Oznacza to, że maksymalny poziom na wyjściu subwoofera spada o nieco mniej niż 1 dB. Spadek ten został uwzględniony w filtrze poddźwiękowym i powiązanym tłumiku.

Zasilanie

Zasilacz jest dość typowy, choć został zmodyfikowany tak, aby można go było konfigurować na kilka sposobów. Diody D5, D8, D10 i D11 działają jako mostek prostowniczy dla wejścia AC gniazda CON3 lub zabezpieczenie przed

Wykaz elementów:

1 dwustronna płytka PCB, kod 01109211, 176 mm × 117,5 mm
1 obudowa (najlepiej metalowa)
1 transformator lub zestaw wtyczek (patrz tekst)
3 podwójne potencjometry 9 mm 10 kΩ (VR1...VR3)
3 przekaźniki telekomunikacyjne z cewką 2 A 12 V DC (RLY1...RLY3) [np. Altronics S4130B lub S4130C]
4 złącza 4-pinowe (CON1, CON2, CON4, CON5)
1 blok poziomych mini zacisków 3-pinowych (CON3)
6 3-pinowych złączy szpilkowych ze zworkami (JP1...JP3, JP5...JP7)
1 2-pinowe złącze szpilkowe ze zworką (LK1)
4 4-pinowe wtyczki z zaciskanymi szpilkami (dla CON1, CON2, CON4 i CON5) [Altronics P5474+P5470A, Jaycar HM3404].
2 koraliki ferrytowe 4 mm (L1, L2)
2 radiatory 16 mm × 22 mm TO-220 do montażu na PCB [np. Altronics H0650]
2 zestawy izolacyjne TO-220 (podkładki i tuleje izolacyjne)
15 8-pinowych podstawek DIL (opcjonalnie, dla wzmacniaczy operacyjnych)
4 podkładki dystansowe M3, długość dopasowana do #
8 wkrętów z łbem walcowym 6 mm i podkładek sprężynujących #
1 dwużyłowy kabel ekranowany o długości 1 m #
8 gniazd RCA do montażu w obudowie # (np. cztery czerwone, cztery białe)
1 gniazdo zasilania AC/DC # (w zależności od używanego źródła zasilania)

części pasujące do typowej samodzielnej aplikacji. W zależności od obudowy, zasilania i tego, czy planowana jest integracja aktywnej zwrotnicy z innymi modułami, mogą być wymagane inne części.

Półprzewodniki:

15 NE5532 podwójne niskoszumowe wzmacniacze operacyjne, DIP-8 (IC1...IC6, IC8, IC10...IC17)
1 regulowany stabilizator liniowy napięcia dodatniego LM317T, TO-220 (REG1)
1 regulowany stabilizator liniowy napięcia ujemnego LM337T, TO-220 (REG2)
2 tranzystory PNP BC557 100 mA, TO-92 (Q1, Q2)
3 tranzystory BC547 100 mA NPN, TO-92 (Q3...Q5)
1 dioda Zenera 5,1 V 400 mW (ZD1)
8 diod 1N4004 400 V 1 A (D1, D2, D5, D7...D11)
2 diody sygnałowe 1N4148 (D3, D4)

Kondensatory:

2 elektrolityczne 1000 µF 50 V (średnica 16 mm)
1 elektrolityczny 470 µF 25 V o niskim ESR (średnica 10 mm)
1 elektrolityczny 220 µF 25 V (średnica 8 mm)
12 elektrolitycznych 47 µF 50 V o niskim ESR (średnica 8 mm)
2 elektrolity niepolaryzowane 47 µF 50 V (średnica 8 mm) [np. Jaycar RY6820]
5 elektrolityczny 47 µF 35 V (średnica 5 mm)
4 elektrolityczne 10 µF 35 V (średnica 5 mm)
8 220 nF 63 V MKT
8 150 nF 63 V MKT *
25 100 nF 63 V MKT
8 22 nF 63 V MKT *
2 100 pF 50 V C0G/NP0 ceramiczny

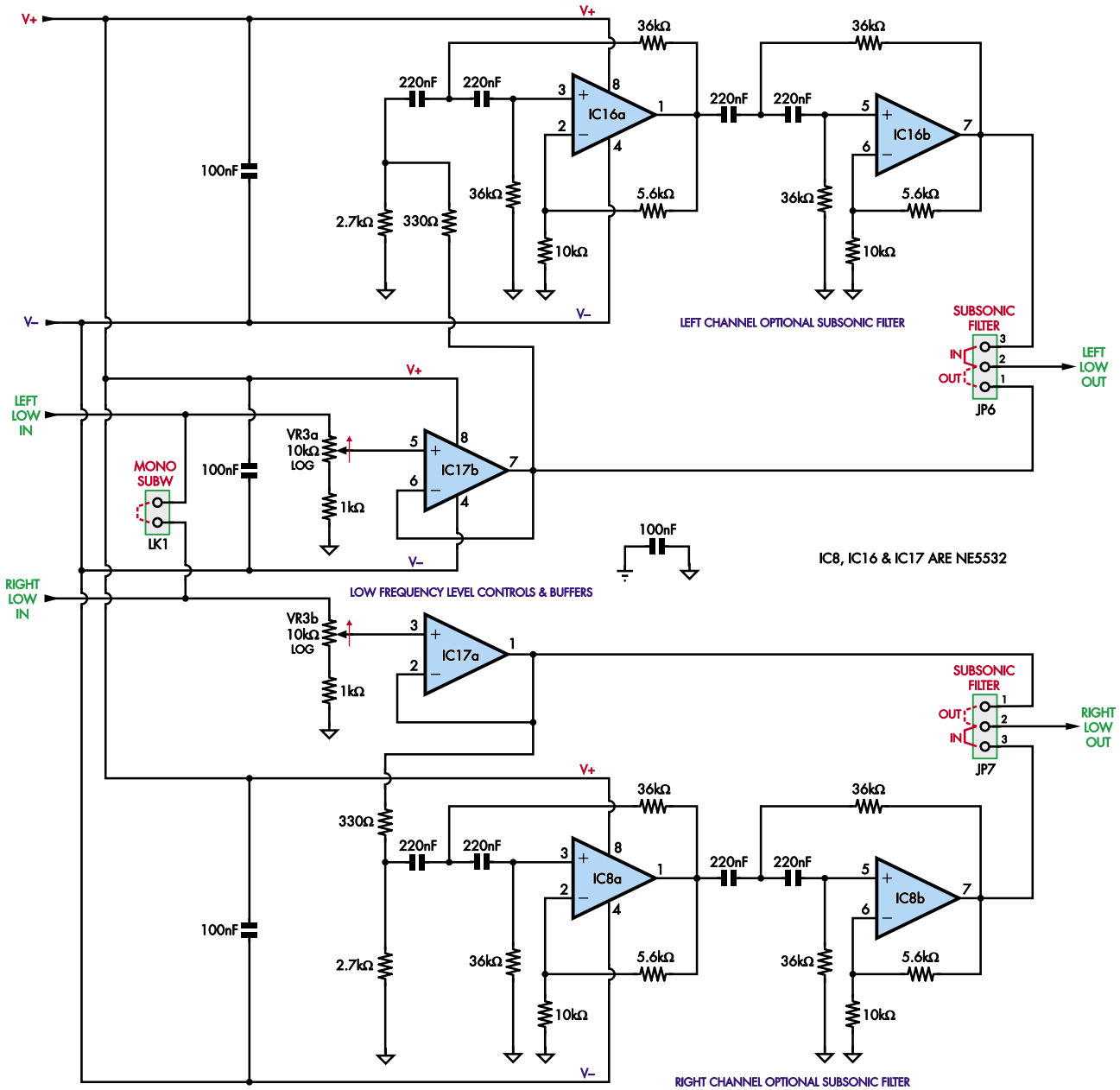
Rezystory: (wszystkie 1/4 W 1% metalizowane)

3 100 kΩ	10 4,7 kΩ
3 47 kΩ	1 3,6 kΩ (R1 dla pracy jednotorowej)
8 36 kΩ	10 2,7 kΩ * (zmienia się tylko 8 z 2,7 kΩ)
4 33 kΩ	2 1,6 kΩ (R1, R2)
12 22 kΩ	8 1 kΩ
8 12 kΩ	2 330 Ω
6 10 kΩ	2 270 Ω
8 7,5 kΩ	6 100 Ω
8 5,6 kΩ	

* te wartości należy zmienić, aby zmienić częstotliwości zwrotnicy (90 Hz i 2,7 kHz przy podanych wartościach).

eprasa.pl e9d8143d34

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



Rysunek 9. Buforowanie wyjścia LF i obwody kontroli poziomu (w środku) są takie same jak dla pozostałych dwóch wyjść, ale wyjście LF ma również opcjonalny obwód poddźwiękowego filtra górnoprzepustowego. Zworki JP6 i JP7 pozwalają wybrać, czy złącze wyjściowe LF pobiera sygnał przed czy za filtrami poddźwiękowymi, które również zapewniają pewne wzmocnienie. Jeśli LK1 jest zwarte, miksuje sygnały L i R i wysyła wynikowy sygnał mono do obu kanałów wyjściowych LF

odwrotną polaryzacją dla DC. W przypadku korzystania z prądu przemiennego, najlepiej użyć transformatora z uzwojeniem środkowym (lub dwóch uzwojeń połączonych szeregowo), chociaż możliwe jest użycie transformatora z pojedynczym uzwojeniem wtórnym.

Dwa kondensatory 1000 µF są używane do utrzymywania i wygładzania napięcia podawanego na regulowane stabilizatory napięcia dodatniego i ujemnego – REG1 i REG2. Są one skonfigurowane do dostarczania napięcia +9 V i –9 V. W przypadku zasilania prądem zmiennym lub dzielonym prądem stałym, w którym obecne są obie te linie, dwie wspomniane wcześniej masy są połączone za pomocą zworki na liniach 1 i 2 JP2. W tym przypadku linia –9 V jest linią ujemną, a piny 1 i 2 JP1 są zwarte.

W przypadku zasilania prądem stałym zasilana jest tylko dodatnia sekcja stabilizatora, a rezystor R1 jest zmieniany na 3,6 kΩ, aby podwoić napięcie wyjściowe do 18 V. Daje to wzmacniaczom operacyjnym takie samo efektywne napięcie zasilania, jak w przypadku zasilania prądem przemiennym lub dzielonym prądem stałym.

Wirtualna linia uziemienia (tj. około 9 V) jest wytwarzana przez parę rezystorów 4,7 kΩ i jest zbocznikowana kondensatorami 470 µF i 100 nF, które są podłączone do wszystkich punktów uziemienia sygnału (jest zwarta do uziemienia zasilania za pomocą zworki do pracy w trybie AC). Pomiędzy masą wejściową a masą wirtualną znajdują się kondensatory rozmieszczone na płytce drukowanej, aby zapewnić niską impedancję AC do masy we wszystkich punktach.

Eliminacja trzasków

Obwód wykrywania włączenia/wyłączenia wykonuje dwie czynności. Po pierwsze, zapewnia opóźnienie rozruchu trwające około pięciu sekund, aby umożliwić ustabilizowanie się wirtualnej masy przed podłączeniem wyjść. Do tego czasu przekaźniki zwierają wyjścia

eprasa.pl e9d8143d34

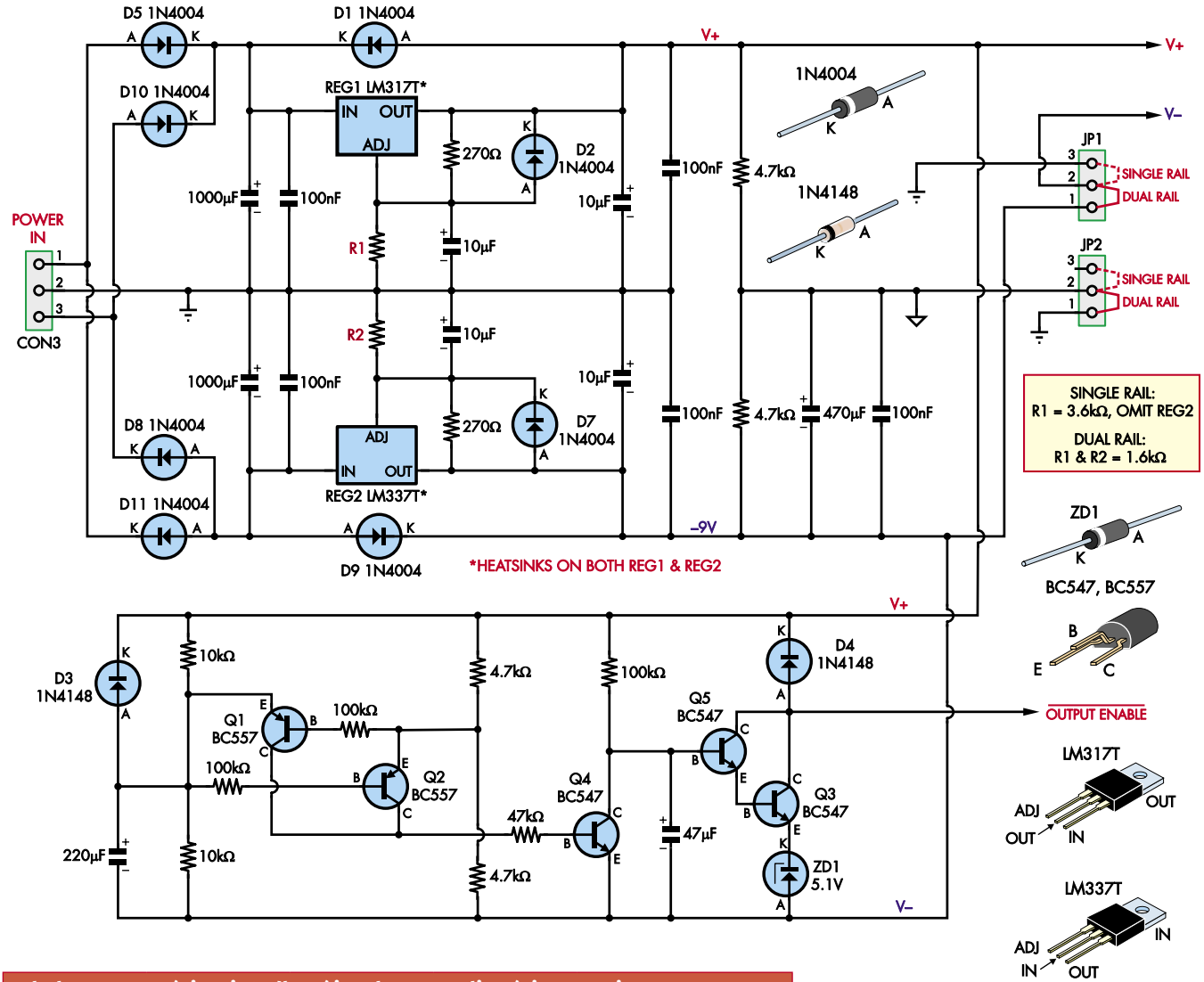


Tabela 1. Wartości R i C dla różnych częstotliwości zwrotnicy

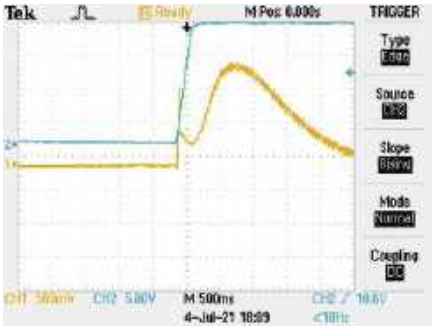
Pożądana częstotliwość	R	Idealna wartość C	Aktualna wartość C	Aktualna częstotliwość (nominalna)
80 Hz	13 kΩ	153 nF	150 nF	82 Hz
88 Hz	12 kΩ	151 nF	150 nF	88 Hz
100 Hz	11 kΩ	145 nF	150 nF	96 Hz
110 Hz	12 kΩ	121 nF	120 nF	111 Hz
120 Hz	9,1 kΩ	146 nF	150 nF	117 Hz
150 Hz	10 kΩ	106 nF	100 nF	159 Hz
360 Hz	4,3 kΩ	103 nF	100 nF	370 Hz
400 Hz	4,7 kΩ	85 nF	82 nF	413 Hz
440 Hz	4,3 kΩ	84 nF	82 nF	450 Hz
500 Hz	4,7 kΩ	68 nF	68 nF	498 Hz
1 kHz	4,7 kΩ	34 nF	33nF	1026 Hz
1,5 kHz	4,7 kΩ	23 nF	22 nF	1539 Hz
2 kHz	4,3 kΩ	19 nF	18 nF	2056 Hz
2,5 kHz	4,3 kΩ	15 nF	15 nF	2468 Hz
2,7 kHz	2,7 kΩ	22 nF	22 nF	2679 Hz
3 kHz	2,4 kΩ	22 nF	22 nF	3014 Hz
3,3 kHz	2,7 kΩ	18 nF	18 nF	3275 Hz

Rysunek 10. Sekcja zasilania na górze to zwykły układ prostownika/filtra/stabilizatora do wytwarzania rozdzielonych linii z zasilania AC (lub podwójnej linii DC). JP1 i JP2 kontrolują sposób, w jaki wyjścia tej sekcji są podawane do reszty obwodów. Pozwala to na doprowadzenie do CON3 pojedynczego zasilania DC o napięciu około 24 V, a obwód nadal będzie działał normalnie (z nieco zmniejszoną separacją kanałów). Tranzystory znajdujące się na dole włączają przekaźniki izolujące wyjście *de-thumping* kilka sekund po włączeniu zasilania, gdy wszystkie stany nieustalone się ustabilizują, i wyłączają je natychmiast, gdy napięcia na liniach zasilających zaczną opadać

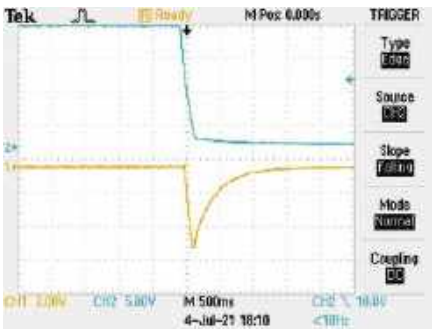
do masy. Obwód ten monitoruje również wirtualną masę i jeśli odbiega ona o więcej niż 0,6 V od połowy dodatniej i ujemnej linii zasilania, wyłącza wyjście.

Należy pamiętać, że w konfiguracji z dwiema liniami zasilającymi wymagane jest, aby napięcia między nimi nie różniły się od siebie o więcej niż kilkaset miliwoltów. Powinno tak być, o ile do konfiguracji stabilizatorów regulowanych używane są rezystory 1%. W przeciwnym razie, aby uzyskać dobre dopasowanie,

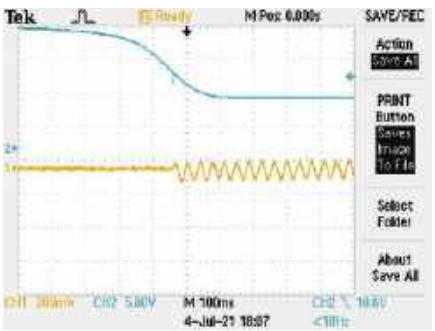
eprasa.pl e9d8143d34



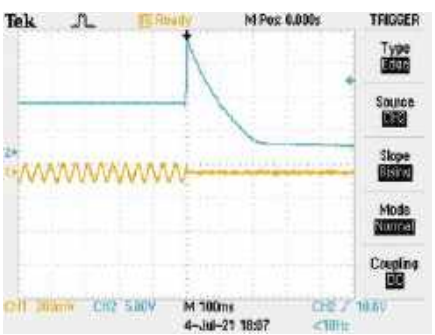
Rysunek 11. Bez przekaźników odciążających, wyjścia urządzenia wytwarzają duży skok przy włączaniu



Rysunek 12. Impuls wyłączający bez przekaźników odłączających. Całkiem źle przy wahaniach 5 V!



Rysunek 13. Po zainstalowaniu przekaźników odciążających nie występuje już zauważalny skok przy włączaniu



Rysunek 14. Po dodaniu przekaźników układ zachowuje się równie dobrze przy wyłączaniu

konieczne będzie bocznikowanie jednej lub drugiej linii.

Tranzystory PNP Q1 i Q2 porównują napięcie między dwoma równymi dzielnikami napięcia, ale jeden z nich ma długą stałą czasową utworzoną przez kondensator bocznikujący 220 µF. Tranzystory te mają połączone kolektory, tworząc pojedyncze wyjście logiczne, które steruje tranzystorem NPN Q4 do rozładowania kondensatora opóźniającego 47 µF, wyłączając w ten sposób przekaźniki wyjściowe przy włączaniu i wyłączaniu.

Podane przekaźniki mają cewki 12 V DC. Dioda Zenera ZD1 5,1 V pełni dwie funkcje. Po pierwsze, ustawia napięcie odniesienia dla Q3/Q5, więc kondensator opóźniający 47 µF musi naładować się do około 6 V przed włączeniem przekaźników. Drugą funkcją jest obniżenie całkowitego napięcia zasilania 18 V do 12 V w celu sterowania przekaźnikami (z niewielkim spadkiem na tranzystorze sterującym NPN Q3).

Aby zilustrować potrzebę wyciszania, na **rysunkach 11** i **12** pokazano moc wyjściową subwoofera dla wersji z pojedynczą linią przy włączaniu i wyłączaniu (dolny przebieg) bez przekaźników wyciszających. Takie wychylenia spowodowałyby potężne wstrząsy, które mogłyby uszkodzić głośnik!

Na **rysunkach 13** i **14** zostały pokazane te same pomiary z działającymi przekaźnikami. Nadal występuje skok o kilka miliwoltów, ale nie jest to nic znaczącego i z pewnością nie stanowi zagrożenia dla głośników.

Materiał tej części artykułu został wyczerpany. Kolejny będzie zawierał wszystkie szczegóły dotyczące budowy PCB wraz z instrukcjami dotyczącymi konfiguracji i testowania urządzenia. Będzie też kilka wskazówek dotyczących użytkowania i rozwiązywania problemów. ■

Phil Prosser

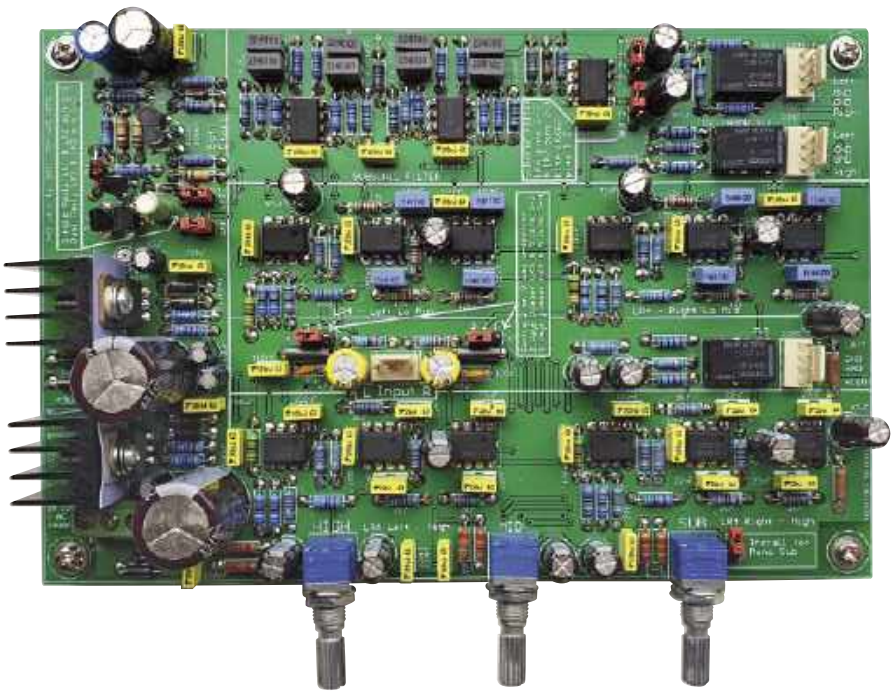
Jak działa filtr state variable?

Filtr state variable składa się zasadniczo z szeregu kaskadowych integratorów (podobnych do filtrów górnoprzepustowych), przy czym wyjście każdego z nich jest doprowadzone do jednego z wejść filtra pierwszego. W tym przypadku w każdym filtrze są zastosowane cztery kaskadowe integratory. Filtr zmiennoprzepustowy ma trzy przydatne wyjścia, które można wybrać w różnych punktach: wyjście dolnoprzepustowe, wyjście górnoprzepustowe i wyjście pasmowoprzepustowe.

Główną zaletą filtra state variable (oprócz dostarczania różnych sygnałów wyjściowych) jest to, że jego dobroć (Q) można precyzyjnie kontrolować za pomocą rezystancji.

Jak opisano w Wikipedii: „Jego pochodzenie wynika z przekształcenia funkcji przenoszenia filtra górnoprzepustowego będącej stosunkiem dwóch funkcji kwadratowych. Przekształcenie ujawnia, że jeden sygnał jest sumą scałkowanych kopii innego... Używając różnych stanów jako wyjść, można tworzyć różne rodzaje filtrów".

Więcej szczegółów, w tym wyprowadzenie matematyczne, można znaleźć na stronie https://w.wiki/3e6K.



Tak wygląda gotowa płytka drukowana zwrotnicy aktywnej dla wersji z podwójną linią zasilającą i opcjonalnym filtrem poddźwiękowym

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

eprasa.pl e9d8143d34

Impulsowy zamiennik stabilizatorów liniowych 78xx



Seria trzynóżkowych stabilizatorów liniowych 78xx została zapoczątkowana układem LM109/309 w 1969 roku. Istnieją więc już od około 50 lat i niezaprzeczalnie nadal są użyteczne. Ich największą wadą jest mała efektywność, zwłaszcza przy dużej różnicy napięcia wejściowego i wyjściowego. Gdyby tylko istniała wydajna alternatywa!

Stabilizatory liniowe rodziny 78xx znalazły się w projektach „Silicon Chip" już od pierwszego wydania, czyli od listopada 1987 roku i nadal pozostają w intensywnym użyciu. Nie ma wątpliwości, że są one prostym i skutecznym elementem pozwalającym uzyskać dobrze kontrolowane stałe napięcie zasilania w zakresie od 3,3 V do 24 V. Są tanie, dostępne wszędzie i łatwe w użyciu.

Przykładowo, w zasilaczu laboratoryjnym 45 V opublikowanym w październiku i listopadzie 2019 r. (*siliconchip.com.au/Article/12014*) były użyte trzy stabilizatory napięcia dodatniego serii 78xx i jeden stabilizator 7905 dla napięcia –5 V.

Jako urządzenia liniowe, mogą być one jednak nieefektywne, co stwarza dwa poważne problemy. Nie dość, że duża część dostarczanej energii jest marnowana, to musi być jeszcze odpowiednio odprowadzana z urządzenia, aby zapobiec jego przegrzaniu. Innymi słowy, mniejsza efektywność oznacza większe rozpraszanie, a zatem konieczność stosowania większego radiatora.

Oczywiście istnieje wiele układów scalonych przetwornic, które wykonują podobną pracę, ale prawie zawsze wymagają kilku dodatkowych elementów „pomocniczych", w tym prawdopodobnie nieporęcznej cewki indukcyjnej. Czasami wybór odpowiednich komponentów graniczy z „czarną magią", a uzyskany efekt końcowy może być nawet gorszy, niż w przypadku użycia 78xx, na przykład dopuszczalny zakres napięć wejściowych może być bardziej ograniczony.

W artykule opisano stabilizator impulsowy, który w większości przypadków może być używany jako bezpośredni zamiennik stabilizatora typu 78xx, ale ze znacznie większą wydajnością przy wyższych prądach i różnicach napięć. Jest on zbudowany na płytce, która ma mniej więcej takie same wymiary jak obudowa TO-220 i ma te same trzy wyprowadzenia. Jest stosunkowo niedrogi i nie zawiera zbyt wielu komponentów.

Trzeba jednak zaznaczyć, że w niektórych przypadkach preferowany jest stabilizator liniowy, głównie dlatego, że na jego wyjściu nie występują artefakty przełączania (takie jak tętnienia o wysokiej częstotliwości). Stabilizatory liniowe mogą mieć również lepszą regulację podczas zmieniającego się napięcia na wejściu oraz przy zmieniającym się obciążeniu na wyjściu. Stabilizatory impulsowe są stale ulepszane pod tym względem, ale rozumiemy, że zawsze będą przypadki, w których wymagany będzie stabilizator liniowy.

Idealnym rozwiązaniem jest często połączenie stabilizatora wstępnego z liniowym stabilizatorem końcowym o niskim spadku napięcia. Takie rozwiązanie łączy najlepsze cechy obu światów. Zastosowano je w opublikowanych w „Silicon Chip" w miesiącach od kwietnia do czerwca 2014 roku hybrydowych zasilaczach laboratoryjnych (*siliconchip.com.au/Series/241*)

Podobne rozwiązanie hybrydowe możemy uzyskać, stosując dwa komponenty w obudowach TO-220, w pierwszej kolejności stosując zaprezentowany w tym artykule stabilizator impulsowy, a następnie łącząc jego wyjście z wejściem dyskretnego stabilizatora liniowego. Ten ostatni powinien być typu *low-drop-out* (a więc potrzebować jedynie niewielkiej różnicy pomiędzy napięciem wejściowym i wyjściowym dla zapewnienia poprawnej stabilizacji napięcia) ale jeśli maksymalna maksymalna efektywność nie jest wymagana, 78XX może być użyty.

Odpowiednik układu 78xx

78xx, który znamy i kochamy, to ten w obudowie TO-220. Istnieją również warianty w mniejszej obudowie TO-92 (78Lxx) i SMD TO-252 (78Mxx do montażu powierzchniowego D-PAK).

Założeniem niniejszego projektu jest użycie elementu w obudowie TO-220, który prawdopodobnie wystarczy, aby nie martwić się o zbyt duże wydzielanie ciepła. Ponadto w mniejszych przestrzeniach trudniej jest upchnąć niezbędne elementy.

Jeśli w jakimś urządzeniu planowane jest użycie układu 78xx przykręconego do masywnego radiatora, to opisany tu zamiennik będzie najlepszym rozwiązaniem. Gorący, nieefektywny układ, marnujący sporą część energii zostanie zastąpiony układem o wiele bardziej efektywnym.

Opisany w artykule projekt daje się łatwo dostosować do wielu napięć. Można go użyć zamiast 7833 (3,3 V), 7805, 7806, 7808, 7809, 7810, 7812, 7815 lub 7824. Może być również odpowiedni do zastąpienia jednego z wielu

Cechy i specyfikacja:

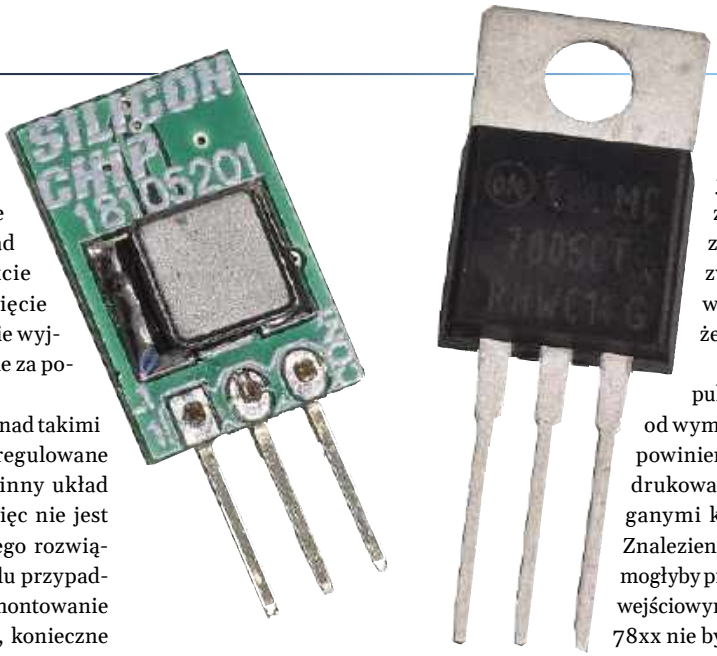
- Napięcie wejściowe: 4 V...30 V
- Napięcie wyjściowe: 2 V...–24 V
- Prąd wyjściowy: do 1 A
- Prąd spoczynkowy: około 80 µA
- Sprawność: zazwyczaj 90...96%
- Spadek napięcia: 0,5 V
- Rozmiar: odpowiednik układu półprzewodnikowego w obudowie TO-220
- Radiator: nie jest wymagany
- Częstotliwość PWM: 500 kHz; niższa przy niewielkich obciążeniach
- Wymagana pojemność zewnętrzna: >=1 µF na wejściu, >=22 µF+ na wyjściu
- Inne funkcje: blokada podnapięciowa (4 V), wyłącznik termiczny, zabezpieczenie nadprądowe/zwarciowe

Materiały dodatkowe dostępne są na stronie Silicon Chip: https://tiny.pl/d1brg
Materiały dodatkowe są również dostępne na stronie elportal.pl/do-pobrania

eprasa.pl e9d8143d34

trójkońcówkowych stabilizatorów o niskim spadku napięcia (chociaż ich wyprowadzenia nie zawsze są zgodne z 78xx). Układ scalony użyty w tym projekcie może dostarczać dowolne napięcie od 2 V do 24 V, przy czym napięcie wyjściowe stabilizatora jest ustawiane za pomocą tylko jednego rezystora.

Można również zastanawiać się nad takimi elementami, jak wszechobecne regulowane stabilizatory LM317. Mają one inny układ wyprowadzeń niż seria 78xx, więc nie jest możliwe stworzenie uniwersalnego rozwiązania dla obu tych rodzin. W wielu przypadkach możliwe jest natomiast zamontowanie tego urządzenia zamiast LM317, konieczne byłoby jednak wprowadzenie pewnych zmian, m.in. usunięcie zewnętrznych rezystorów ustalających napięcie wyjściowe.



Stabilizator impulsowy ma bardzo podobny kształt do oryginalnego stabilizatora liniowego 78xx. Dzięki starannemu doborowi części, można również zachować grubość oryginału. Jeśli w aplikacji końcowej jest wystarczająco dużo miejsca, można zwiększyć wydajność impulsowego odpowiednika przez zastosowanie cewki o większej indukcyjności lub kondensatorów o większej pojemności

Projekt

Na potrzeby projektu zostało przyjęte założenie, aby stabilizator był jak najbardziej zbliżony do rzeczywistego układu 78XX w obudowie TO-220. Pierwsza cecha, która była brana pod uwagę to wymiary.

Obudowa TO-220 ma wymiary około 10 mm × 15 mm. Jest to niewiele, jak dla płytki drukowanej. Projektowany układ nie będzie jednak spełniał warunku zamiennika typu drop-in, jeśli nie zmieści się w tej powierzchni. Rozwiązanie tego problemu polegało na pominięciu otworu montażowego, ponieważ układ nie będzie wymagał rozpraszania dużej ilości ciepła. Nie ma więc potrzeby podłączania go do radiatora. Układ został wprawdzie pozbawiony możliwości użycia śruby montażowej, ale zastosowane solidne wyprowadzenia są grubsze niż nóżki większości elementów dyskretnych. Jeśli absolutnie jest konieczne wzmocnienie mechaniczne, można użyć pasty silikonowej lub jakiegoś kleju. W każdym razie, płytka PCB stabilizatora ze wszystkimi częściami jest zazwyczaj o połowę lżejsza od układu w obudowie TO-220, więc naprężenia mechaniczne będą mniejsze.

Wybór scalonej przetwornicy impulsowej do projektu był uzależniony od wymiarów płytki drukowanej. Układ powinien zmieścić się na tej małej płytce drukowanej wraz ze wszystkimi wymaganymi komponentami pomocniczymi. Znalezienie odpowiedniego układu, który mogłyby pracować z nominalnym napięciem wejściowym 35 V tolerowanym przez układy 78xx nie było łatwe. Ostatecznie konieczne było obniżenie tego kryterium do 30 V, co i tak obejmuje większość przypadków użycia.

Rozważany był układ w przyjaznej dla użytkownika obudowie SOIC-8 SMD, ale zajałby on około jednej czwartej dostępnego miejsca na płytce drukowanej. Inne części, które mogłyby się nadawać, były dostępne w obudowach QFN (quad flat no-lead) i DFN (dual flat no-lead), ale byłyby one zbyt trudne do lutowania dla wielu osób. Potrzebny jest do tego piec rozpływowy lub stacja gorącego powietrza. Poszukiwania zostały więc ograniczone do układów z wyprowadzeniami wychodzącymi poza obudowę.

Przyzwoitym kompromisem między rozmiarem a łatwością lutowania jest obudowa MSOP-8 (ośmiołóżkowa obudowa micro small

Jak działają stabilizatory impulsowe

Obecnie w użyciu jest wiele typów stabilizatorów impulsowych (przetwornic). Są to przetwornice: step-down (buck), boost, flyback, buck/boost, SEPIC, rezonansowe i w pełni izolowane.

Przetwornica step-down/buck jest prawdopodobnie najbardziej powszechną konfiguracją, i w pewnym sensie najprostszą (z niewielkim wzmocnieniem).

Stabilizator liniowy zmniejsza napięcie wyjściowe poprzez wprowadzenie sterowanej rezystancji szeregowo z obciążeniem. Jeśli napięcie wejściowe jest dwukrotnie wyższe od napięcia wyjściowego, to 50% mocy trafiającej do stabilizatora jest zamienianej w ciepło. Oznacza to niską sprawność stabilizatora.

Jeśli zmieniana ma być moc np. diody LED lub żarówki, które reagują tylko na prąd średni, znacznie większą sprawność można uzyskać przykładając do nich pełne napięcie wejściowe, ale tylko przez 50% czasu. Robi się tak za pomocą modulacji szerokości impulsu (PWM) i rzeczywiście tak działa większość ściemniaczy lamp DC i prostych sterowników prędkości silnika.

Napięcie jest zwykle przełączane przez tranzystor, przy czym jest on albo całkowicie wyłączony (i nie przepuszcza prądu), albo całkowicie włączony (nie spada na nim napięcie). W elemencie przełączającym tracona jest niewielka moc, a rzeczywista sprawność jest bliska 100%.

Taki układ nie nadaje się jednak do zasilania układów scalonych lub innych urządzeń, które oczekują stałego napięcia zasilania. Aby uzyskać podobną sprawność do rozwiązania z modulacją PWM podczas zasilania takich urządzeń, należy „odfiltrować" szybko zmieniający się przebieg prostokątny (składnik AC), co pozostawi tylko średni poziom napięcia (składnik DC).

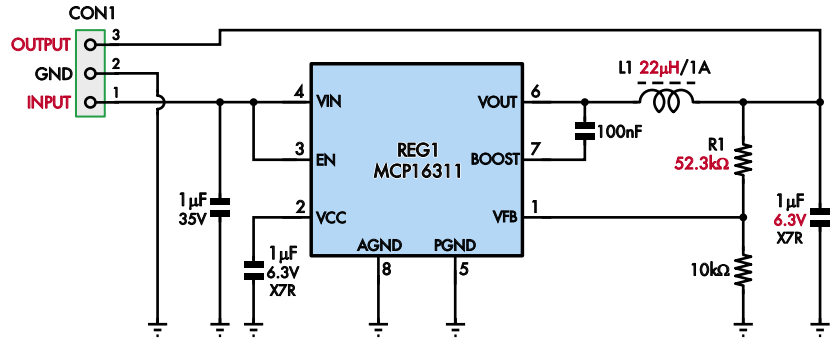
Prostą metodą osiągnięcia tego celu jest użycie filtra dolnoprzepustowego LC. Nie można użyć filtra RC, ponieważ połowa napięcia odkładałaby się na rezystorze, co oznaczałoby, że sprawność nie byłaby lepsza niż w przypadku stabilizatora liniowego. Jednak w przypadku filtra LC energia jest magazynowana w obu elementach (cewce i kondensatorze). Większość z niej jest później zwracana, więc straty i nagrzewanie są minimalne. Cewka indukcyjna magazynuje przez krótki czas nadmiar energii w jej polu magnetycznym.

Przykładanie impulsów napięcia do cewki indukcyjnej tworzy coś w rodzaju źródła prądu stałego. Jednocześnie kondensator sprawia, że impedancja obciążenia jest bardzo niska przy wysokich częstotliwościach. Skutkuje to utrzymywaniem stałego napięcia na obciążeniu, pomimo impulsów podawanych przez tranzystor.

Nadal pewne tętnienia na obciążeniu będą jednak występować, ale przy prawidłowym doborze elementów można je zredukować do akceptowalnej wartości. W rzeczywistości dopuszczalne tętnienia decydują o wymaganej częstotliwości przełączania oraz wartości kondensatorów i cewek.

Najlepszym sposobem na zmniejszenie tętnień jest użycie jak największych indukcyjności cewek i pojemności kondensatorów. W praktyce problemem jest rozmiar, szczególnie w przypadku cewek, więc konieczne jest podjęcie kompromisu (zbyt duża cewka może również wpływać na reakcję stabilizatora na stany nieustalone obciążenia).

eprasa.pl e9d8143d34



Rysunek 1. Układ stabilizatora odpowiada w dużej mierze temu z karty katalogowej MCP16311, z wyjątkiem tego, że kondensatory wejściowe i wyjściowe mają mniejsze pojemności niż zalecane. Wynika to z faktu, że są one uzupełniane przez zewnętrzną pojemność montowaną na płytce aplikacji. Wartości zaznaczone na czerwono należy zmienić dla innego napięcia wyjściowego

outline). Po długich poszukiwaniach układ kompromisowo spełniający założenia, dostępny w takiej obudowie został znaleziony.

Nawiasem mówiąc, obudowy MSOP mają różne rozstawy pinów. Czasami jest to 0,635 mm (taki sam jak SSOP i TSSOP), czasami nawet mniejszy, 0,5 mm. Są one jednak również węższe niż SSOP i TSSOP, a więc można je zaliczyć do najbardziej kompaktowych obudów, które nie sprawią większych problemów przy lutowaniu ręcznym.

Praca impulsowa

Informacje o przetwornicach impulsowych zostały zamieszczone w ramce „Jak działają przetwornice impulsowe". Wyjaśniono w niej również niektóre inne kwestie projektowe, które musiały być wzięte pod uwagę.

Przeglądając ogromną liczbę dostępnych układów scalonych przetwornic impulsowych, należało zwrócić uwagę na kilka cech. Po pierwsze, konieczna jest praca z wysoką częstotliwością. Oznacza to, że potrzebna jest cewka o małej indukcyjności, a więc również o małych wymiarach fizycznych. Wyższa częstotliwość oznacza również mniejsze tętnienia i szumy. Poszukiwane były ponadto układy przetwornic synchronicznych, które nie wymagają zewnętrznej diody. Chociaż jest to tylko jedna dodatkowa część, to płynie przez nią dość duży prąd, wybierając więc przetwornicę synchroniczną pozbywamy się tego elementu oszczędzając miejsce i zmniejszając rozpraszanie ciepła. Spadek napięcia na tranzystorze low-side MOSFET (który zastępuje funkcję diody w projektach synchronicznych) jest mniejszy niż w przypadku diody.

Ostatecznie został wybrany układ Microchipa – MCP16311. Ma on częstotliwość przełączania 500 kHz i działa synchronicznie z minimalną liczbą komponentów zewnętrznych do regulacji napięcia wyjściowego. Jak wspomniano wcześniej, może pracować z napięciem wejściowym do 30 V.

Początkowo zakładane było rozmieszczenie na płytce elementów pasywnych w rozmiarze 1206 (3216). Miały one wymiary 3,2 mm × 1,6 mm, ale okazały się zbyt duże, konieczne więc było przejście na elementy w rozmiarze 0805 (2012) o wymiarach 2,0 × 1,2 mm. Zyskuje się dzięki temu znaczną ilość miejsca na płytce drukowanej, a ich lutowanie nie jest dużo trudniejsze niż w przypadku elementów w rozmiarze 1206. Footprinty, które znalazły się na PCB, są w rzeczywistości nieco większe niż części 1206, więc elementy 1206 mogą być również użyte.

Układ

Schemat układu z komponentami dla wersji 5 V został przedstawiony na **rysunku 1**. Układ IC1 to scalona przetwornica impulsowa MCP16311. Pracuje ona z napięciem 4,4 V...30 V na wejściu (pin 4, VIN) i może dostarczać napięcie 2 V...24 V przy natężeniu do 1 A. Nóżka 3, wejście zezwolenia (EN), jest powiązana z VIN, dzięki czemu układ scalony jest włączony tak długo, jak długo występuje wystarczająco wysokie napięcie zasilania.

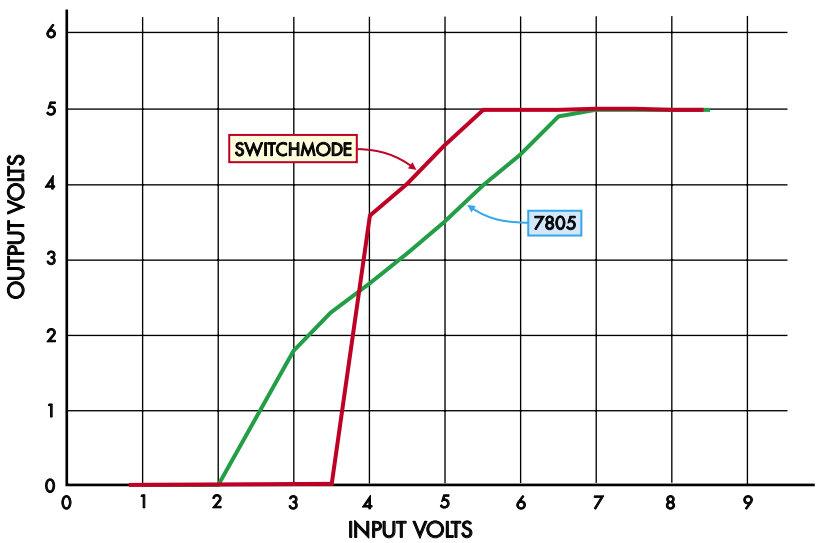
Napięcie wejściowe jest bocznikowane kondensatorem 1 µF. Jest to pojemność mniejsza od zalecanej w danych katalogowych układu IC1, ale każda aplikacja wykorzystująca 7805 i tak wymaga zewnętrznego kondensatora, który uzupełni pojemność zamontowaną na płytce drukowanej.

Nóżki 5 i 8 są podłączone do masy, przy czym nóżka 5 jest wysokoprądowym powrotem dla przełącznika synchronicznego, podczas gdy nóżka 8 jest niskoprądową masą odniesienia, do której odnosi się napięcie wyjściowe. Obie nóżki są dołączone do dużych miedzianych wyprowadzeń na płytce drukowanej.

Układ IC1 ma wewnętrzny stabilizator niskiego napięcia dla obwodu sterującego, który powinien być blokowany kondensatorem 1 µF podłączony między nóżką 2 a masą. Napięcie na tej nóżce wynosi około 5 V, więc kondensator na napięcie 6,3 V jest odpowiedni.

Nóżka 1 jest dołączona do wewnętrznego obwodu sprzężenia zwrotnego stabilizatora IC1. Napięcie na niej jest porównywane z precyzyjnym napięciem referencyjnym 0,8 V, więc nóżka ta powinna być dołączona do środkowego punktu dzielnika napięcia między wyjściem a masą. Stosunek tego dzielnika określa, jaka część napięcia wyjściowego jest widoczna na nóżce 1, a tym samym ustala napięcie wyjściowe.

W nocie katalogowej układu MCP16311 zalecane jest, aby dolny rezystor dzielnika miał rezystancję 10 kΩ, więc ustalenie napięcia wyjściowego sprowadza się do dobrania wartości górnego rezystora. Wynika z tego, że aby uzyskać napięcie wyjściowe 5 V, górny rezystor powinien mieć rezystancję 52,5 kΩ. Zmiana tej rezystancji powoduje



Rysunek 2. Stabilizator impulsowy nie działa przy napięciu wejściowym poniżej 4 V. Przy napięciu 4 V i wyższym odznacza się jednak znacznie niższym spadkiem napięcia niż 7805 i osiąga 5 V na wyjściu przy zaledwie 5,5 V na wejściu (spadek napięcia jest więc równy 0,5 V). Układ 7805 wymaga prawie 7 V na wejściu zanim zacznie stabilizować

eprasa.pl e9d8143d34

zmianę napięcia wyjściowego, dla uzyskania optymalnej wydajności konieczna jest również regulacja innych elementów. W praktyce najbliższa dostępna rezystancja z szeregu E96 (96 wartości na dekadę) to 52,3 kΩ. Rezystancji tej odpowiada nominalne napięcie wyjściowe 4,984 V. Dla porównania, rezystor 51 kΩ występujący w łatwiej dostępnym szeregu E24 dałby nominalne napięcie wyjściowe 4,88 V.

Jeśli nie jest potrzebne precyzyjne źródło napięcia odniesienia, jedno z tych rozwiązań będzie wystarczające dla realizacji większości źródeł zasilania 5 V. Trzeba podkreślić, że do realizacji precyzyjnego źródła odniesienia i tak nie powinien być używany układ impulsowy, prawdopodobnie więc nasz odpowiednik nie będzie w tej roli stosowany.

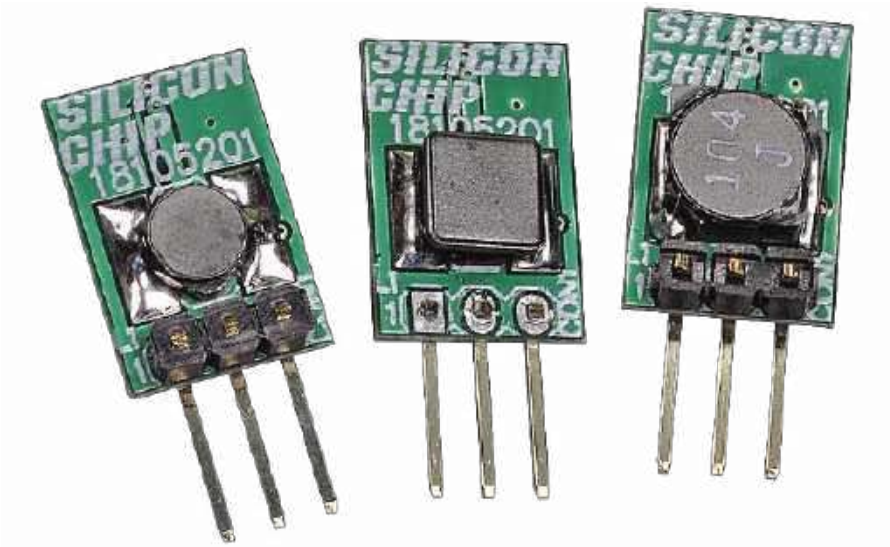
Nóżka 6 to wyprowadzenie przełącznika (SW), który jest podłączony do dwóch wewnętrznych MOSFET-ów. Jeden przełącza wyjście do masy (nóżka 5), drugi do VIN (nóżka 4). Aby umożliwić przepływ prądu przez cewkę indukcyjną, gdy górny MOSFET jest wyłączony część niesynchroniczna wymagałaby zewnętrznej diody (zazwyczaj diody Schottky'ego) zamiast dolnego tranzystora. Pomiędzy wyprowadzeniem przełącznika a wyjściem znajduje się filtr dolnoprzepustowy LC składający się z szeregowej cewki indukcyjnej i kondensatora dołączonego do masy. Podobnie jak w przypadku kondensatora wejściowego, używamy kondensatora o niższej wartości niż zalecana, mając na uwadze, że w aplikacji zostanie zamontowana większa pojemność zewnętrzna. Jednak w razie potrzeby możliwe byłoby zmieszczenie większej pojemności nawet w dostępnej przestrzeni.

Wyjście filtra LC jest podawane na nóżkę wyjściową CON1, która tworzy interfejs z obwodem zewnętrznym. Jego pozostałe dwa wyprowadzenia są połączone z nóżką VIN układu IC1 i masą. Napięcie wyjściowe jest również podawane do górnego rezystora we wspomnianym wcześniej dzielniku napięcia sprzężenia zwrotnego.

Ostatnim elementem na płytce jest kondensator 100 nF między nóżkami 6 (przełącznik lub SW) i 7 (BOOST). Wewnętrzny MOSFET typu high-side jest tranzystorem z kanałem typu N, zapewniającym maksymalną wydajność, więc aby mógł przewodzić napięcie na jego bramce musi być wyższe niż na źródle. Ponieważ źródło jest dołączone do wyprowadzenia SW, do zasilania bramki wymagane jest napięcie powyżej SW (i ewentualnie powyżej VIN). Wewnętrzna pompa ładująca zapewnia to wyższe napięcie, które jest przechowywane w kondensatorze 100 nF, dopóki nie będzie potrzebne do przełączenia MOSFET-a.

Ogólna zasada działania jest następująca. Układ IC1 wytwarza przebieg prostokątny o modulowanej szerokości impulsu (PWM) na wyprowadzeniu SW (nóżka 6), który jest filtrowany przez obwód LC. Napięcie wyjściowe jest monitorowane przez dzielnik napięcia dołączony do nóżki 1, co powoduje, że układ IC1 zmienia wypełnienie przebiegu PWM tak, aby utrzymywać żądane napięcie wyjściowe. Przy niewielkim obciążeniu wyjścia, układ IC1 może również pominąć cykle PWM, zmniejszając zużycie energii.

Trzykońcówkowe złącze CON1 ma raster 0,1 cala (2,54 mm), który jest zgodny z rastrem obudowy TO-220.



Od lewej do prawej, stabilizator 3,3 V, stabilizator 5 V i stabilizator 12 V. Należy zauważyć, że potrzebna cewka indukcyjna jest znacznie większa w przypadku wersji o wyższym napięciu. Ta wersja ma tylko 6 mm grubości, czyli więcej niż 5 mm w przypadku wielu stabilizatorów 78xx. Wciąż jest jednak wystarczająco cienka, aby zmieścić się w większości miejsc, w których może być używana, zwłaszcza że taki odpowiednik 78xx zwykle nie wymagana radiatora

Ustawianie napięcia wyjściowego

W nocie katalogowej układu MCP16311 zalecane są różne cewki, których indukcyjność jest ustalana w zależności od napięcia wyjściowego. Obowiązuje zasada, że na każdy wolt napięcia wyjściowego powinno przypadać 4,5 µH.

Wybierając cewkę indukcyjną, należy również zwrócić uwagę na jej rezystancję wewnętrzną. Zalecane są wartości około 100 mΩ co oznacza, że dla prądu wyjściowego równego 1 A cewka indukcyjna będzie obniżać napięcie o 0,1 V, rozpraszając 100 mW mocy. Jeśli planowany jest prąd ze stabilizatora bliski 1 A, będzie to prawdopodobnie największa strata.

Kolejnym krytycznym punktem jest napięcie znamionowe wyjściowego kondensatora filtrującego. Aby uzyskać napięcie wyjściowe 5 V, potrzebny jest kondensator na napięcie 6,3 V lub wyższe, ale dla wszystkich kondensatorów zostało przyjęte napięcie 50 V, aby zachować prostotę projektu. Zaawansowani konstruktorzy mogą chcieć użyć kondensatory o niższym napięciu znamionowym, ale wyższej pojemności, o ile nadal mają one wystarczające napięcie znamionowe dla konkretnego zastosowania. W **tabeli 1** przedstawiono kilka opcji dla wartości górnego rezystora (zarówno z szeregu E24, jak i E96), a także sugerowaną wartość cewki indukcyjnej. Należy pamiętać, że wartości rezystora E24 nie zapewniają wysokiego poziomu dokładności, ale mogą być wystarczające, w zależności od zastosowania.

Efektywność

Autor projektu przeprowadził kilka testów, w celu upewnienia się, że stabilizator ma taką samą efektywność jak jego liniowy odpowiednik. Zgodnie z zaleceniami noty katalogowej, na wejściu został dołączony dodatkowy kondensator o pojemności około 10 µF i 22 µF na wyjściu.

Sprawność jest bardzo wysoka w porównaniu do urządzeń liniowych. Do prototypowego stabilizatora 5 V zostało dołączone obciążenie 8 Ω (rezystor mocy nawinięty drutem), pobierając nominalnie 625 mA. Dla niskich wartości napięcia wejściowego (do około 12 V), sprawność wynosiła 96% i spadała dopiero powyżej napięcia 12 V. Jest to zgodne z informacjami zawartymi w nocie katalogowej układu MCP16311. Obliczenia sugerują, że ponad połowa tych strat wynika po prostu z rozproszenia mocy na rezystancji wewnętrznej cewki indukcyjnej. Stąd znaczenie niskiej wartości tego parametru.

Podczas testu można było zauważyć, że stabilizator nagrzewał się powyżej temperatury otoczenia, ale nigdy jego temperatura nie była tak duża, aby nie można było go dotknąć.

eprasa.pl e9d8143d34

Tabela 1. Dobór elementów w zależności od napięcia wyjściowego

Pożądane V_{out}	R1 (E96)	Nominalne V_{out}	R1 (E24)	Nominalne V_{out}	L1
3,3 V	31,6 kΩ	3,328 V	30 kΩ	3,2 V	15 µH (np. SRN6028-150M)
5 V	52,3 kΩ	4,984 V	51 kΩ	4,88 V	22 µH (np. SRN6028-220M)
6 V	64,9 kΩ	5,992 V	62 kΩ	5,76 V	27 µH (np. ASPI-6045S-270M)
8V	88,7 kΩ	7,896 V	91 kΩ	8,08 V	39 µH (np. ASPI-6045S-390M)
9 V	102 kΩ	8,96 V	100 kΩ	8,8 V	39 µH (np.ASPI-6045S-390M)
10 V	115 kΩ	10 V	110 kΩ	9,6 V	47 µH (np. SRN6028-470M)
12 V	140 kΩ	12 V	130 kΩ	11,2 V	56µH (np.SRN6045TA-560M)
15 V	178 kΩ	15,04 V	180 kΩ	15,2 V	68 µH (np. TYS6045680M-10)
24 V	287 kΩ	23,76 V	300 kΩ	24,8 V	120 µH (np. SRN6045TA-121M*)

* Prąd znamionowy wynosi 850 mA, więc nie należy pobierać więcej (napięcie wyjściowe może spaść przed osiągnięciem tego poziomu). Aby uzyskać większy prąd, prawdopodobnie można użyć cewki indukcyjnej 100 µH, kod części ASPIAIG-S6055-101M.

Kolejny szybki pomiar wykazał, że prąd spoczynkowy stabilizatora (w warunkach bez obciążenia) wynosi około 80 µA, blisko wartości katalogowej i znacznie mniej niż w przypadku stabilizatora 78xx – około 5 mA (ok. 60 razy więcej niż odpowiednik!).

Na **rysunku 2** zostały przedstawione zmiany napięcia wyjściowego wraz z napięciem wejściowym, w odniesieniu do standardowego układu 7805. Z wykresu wynika, że układ zastępczy może pracować poprawnie przy mniejszym spadku napięcia między wyjściem a wejściem niż oryginał. Nie jest to nieoczekiwany efekt, ponieważ MCP16311 nie wychodzi nawet z blokady podnapięciowej, dopóki jego wejście nie osiągnie około 4 V. Po uruchomieniu ma znacznie niższy spadek napięcia, potrzebując na wejściu napięcia tylko 5,5 V, aby dostarczyć 5 V na wyjściu. Spadek napięcia wynosi więc około 0,5 V. Układ 7805 nie stabilizuje poprawnie, dopóki jego wejście nie osiągnie około 7 V – spadek napięcia ok. 2 V.

Dla urządzeń zasilanych bateryjnie, zarówno niższy prąd spoczynkowy, jak i niskie napięcie dropout są dużymi zaletami. Wyższa wydajność oznacza nie tylko, że marnuje się mniej energii, ale stabilizator jest również w stanie pracować przy znacznie niższych napięciach wejściowych, dzięki czemu lepiej wykorzystuje tę samą baterię.

Jedną z zalet funkcji wyłączania napięcia w układzie MCP16311 jest to, że w sytuacji, gdy bateria jest rozładowana, 7805 nadal przepuszczałby prąd, całkowicie rozładowując baterię (co w przypadku akumulatora byłoby niszczące), podczas gdy układ MCP16311 wyłączy się, gdy jego napięcie wejściowe stanie się zbyt niskie, zapobiegając rozładowaniu akumulatora.

Ponieważ napięcie wyjściowe spada poniżej 5 V, gdy napięcie wejściowe osiąga 4 V, dołączony do stabilizatora układ prawdopodobnie i tak nie będzie działał zgodnie ze specyfikacją.

Na **oscylogramach 1...4** pokazano więcej szczegółów dotyczących wydajności układu. Na oscylogramie 1 można zauważyć, że uruchomienie stabilizatora trwa około 350 µs, co jest wystarczająco szybkie dla większości zastosowań. Na oscylogramie 2 pokazano tętnienia na wyjściu. Jest to jeden z obszarów, w którym 7805 będzie lepszy, chociaż tak niewielkie tętnienia są tolerowane w większości zastosowań.

Na oscylogramach 3 i 4 widoczne są reakcje na zmiany obciążenia i napięcia wejściowego. Wyjście zmienia się o około ±150 mV dla kroku obciążenia 625 mA i jest odzyskiwane w czasie krótszym niż 100 µs, podczas gdy dla regulacji liniowej zmiana wynosi około 1%, co odpowiada zmianie napięcia wyjściowego około 17 mV dla tętnienia wejściowego 1,88 V.

Budowa

Przed przystąpieniem do montażu należy przeanalizować wszystkie wcześniejsze uwagi. Pozwolą one odpowiednio wybrać elementy. Wiele z nich jest dość małych, a ich oznaczenia będą ledwo czytelne. Kondensatory prawdopodobnie nie będą oznaczone, więc należy uważać, aby ich nie pomylić (lub nie zgubić). Należy ponadto upewnić się, czy dostępne są narzędzia odpowiednie do pracy z małymi elementami montowanymi powierzchniowo.

Zalecana jest przynajmniej lutownica z cienkim grotem (najlepiej z regulowaną temperaturą), pęseta z cienką końcówką, lupa, a także topnik i plecionka lutownicza. Przydałoby się też coś do unieruchomienia na czas montażu bardzo małej płytki PCB. Może być do tego użyta masa Blu-Tack.

Stabilizator jest zbudowany z użyciem dwustronnej płytki drukowanej (kod 18105201) o wymiarach 15 mm × 10 mm i grubości 0,6 mm (zastosowanie płytki o standardowej grubości 1,6 mm zwiększyłoby grubość zbudowanego stabilizatora o 1 mm). Podczas budowy należy korzystać z **rysunku 3** przedstawiającego rozmieszczenie elementów na PCB.

Układ IC1 ma najcieńsze wyprowadzenia, więc montaż należy zacząć od niego. Lokalizujemy więc kropkę oznaczającą wyprowadzenie 1 i element umieszczamy tak, aby jego pozycja była zgodna z oznakowaniem na PCB. Jeśli złącze CON1 znajduje się na dole, pin 1 układu IC1 jest w lewym dolnym rogu. Jeśli montowany element nie ma kropki, faza widoczna wzdłuż jednej krawędzi powinna znajdować się najbliżej złącza CON1.

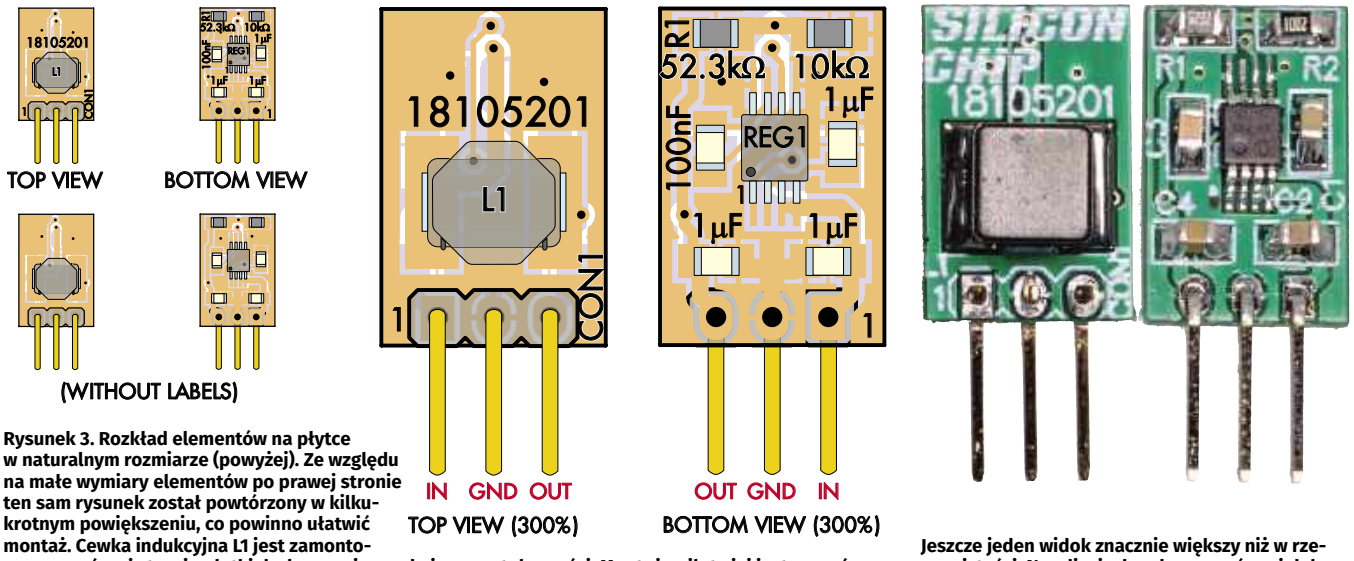
Nóżki układu IC1 mają rozstaw 0,65 mm i tylko 0,2 mm odstępu. Podczas lutowania prawdopodobnie powstaną mostki pomiędzy niektórymi pinami, więc konieczne będzie użycie taśmy rozlutowniczej.

Przed montażem nakładamy niewielką ilość topnika na pady i przytrzymując układ scalony pincetą lutujemy jedną nóżkę (lub cały rządek, jeśli grot lutownicy jest szeroki). Przed ostatecznym montażem trzeba dwukrotnie sprawdzić, czy wszystkie nóżki znajdują się dokładnie w swoich padach. Jeśli tak nie jest, mogą zewrzeć się ze sobą nawet po usunięciu mostków lutowniczych.

Po upewnieniu się, że wszystkie pady są na swoich miejscach można przylutować piny po drugiej stronie. Nie trzeba przejmować się mostkami, w tym przypadku są one prawie nieuniknione. Wystarczy upewnić się, że każdy pin jest w jakiś sposób przylutowany do odpowiedniego pada.

Gdy układ scalony jest przylutowany po obu stronach, można usunąć wszelkie mostki. W tym celu nakładamy więcej topnika na piny i przykładamy do nich taśmę rozlutowniczą. Teraz należy delikatnie odciągnąć taśmę od części. Operacja ta powinna wyciągnąć nadmiar lutowia, a jej skuteczność warto sprawdzić za pomocą lupy. Efekt powinien być mniej więcej taki, jak na powyższym zdjęciu.

eprasa.pl e9d8143d34



Rysunek 3. Rozkład elementów na płytce w naturalnym rozmiarze (powyżej). Ze względu na małe wymiary elementów po prawej stronie ten sam rysunek został powtórzony w kilkukrotnym powiększeniu, co powinno ułatwić montaż. Cewka indukcyjna L1 jest zamontowana na górnej stronie płytki drukowanej, a pod nią pozostałe części. Montaż najłatwiej jest zacząć od układu IC1, ponieważ po zamontowaniu otaczających go komponentów dostęp do jego nóżek będzie utrudniony. Częścią ustalającą napięcie wyjściowe jest rezystor R1 montowany w lewym górnym narożniku spodniej strony płytki. Tutaj jest to 52,3 kΩ, co odpowiada 5 V na wyjściu. Złącze CON1 można zamontować po dowolnej stronie, w zależności od potrzeb aplikacji. Jeśli zostanie wlutowane jako ostatni element, możliwe będzie dopasowanie płytki przed jej ostatecznym wlutowaniem

Jeszcze jeden widok znacznie większy niż w rzeczywistości. Na zdjęciach pokazano górną i dolną stronę stabilizatora – w tym przypadku skonfigurowanego jako odpowiednik stabilizatora 7805 (5 V). Zmiana napięcia stabilizacji jest bardzo prosta, wymaga jedynie zmiany rezystora R1 i L1 w zależności od potrzeb

Oprócz układu IC1, żadna z części nie jest spolaryzowana, więc nie trzeba przejmować się orientacją. W następnej kolejności montowany jest kondensator 100 nF, który znajduje się w pobliżu pinów 1 i 8 układu IC1. Nakładamy topnik na pady i lutujemy tylko jedną końcówkę. Przed przylutowaniem drugiej upewniamy się, że element jest ułożony płasko i prostopadle do padów. Tą samą techniką lutowane są trzy kondensatory 1 µF. Wprawdzie nie jest wymagane, aby wszystkie kondensatory były na napięcie 50 V, ale różnica w cenie jest niewielka, więc zdecydowano, że użyte zostaną elementy na napięcie 50 V, jak podano w wykazie. Ułatwia to również montaż, ponieważ nie trzeba się martwić o to, który kondensator gdzie powinien się znaleźć.

Dwa pozostałe elementy po tej stronie to rezystory. Na szczęście są one zwykle oznaczone, więc trudniej je pomylić. Rezystor 10 kΩ będzie oznaczony jako 103 lub 1002. Pozostałe wartości rezystorów będą się różnić w zależności od wybranego napięcia wyjściowego. W przypadku 52,3 kΩ, który zalecamy dla wyjścia 5 V, należy spodziewać się kodu 5232.

Ostatni element, cewka indukcyjna L1, znajduje się po drugiej stronie płytki drukowanej. Zanim przystąpimy do jej montażu możemy wyczyścić wszelkie pozostałości topnika na górnej stronie płytki drukowanej. Nadaje się do tego odpowiedni rozpuszczalnik lub alkohol izopropylowy (zakładając, że można go dostać w rozsądnej cenie). W każdym przypadku należy zachować ostrożność, ponieważ wiele z tych substancji czyszczących jest łatwopalnych. Przed wznowieniem lutowania należy pozostawić płytkę do całkowitego wyschnięcia.

Cewka L1 to element o większych wymiarach, ma też większą masę termiczną, więc może wymagać wyższej temperatury lutowania. Rozmiary padów zostały dobrane dla części o nominalnych wymiarach 6 mm × 6 mm, chociaż mogą one mieć wymiary dochodzące do 8 mm × 8 mm. W takim przypadku może być konieczne podgrzanie wyprowadzeń cewki.

Wykaz elementów:
1 płytka dwustronna – kod 18105201, 15 mm × 10 mm × 0,6 mm
1 3-pinowe złącze kątowe, raster 2,54 mm (lub złącze proste, w zależności od zastosowania) (CON1)
1 cewka indukcyjna 22 µH 6 mm × 6 mm 1,1 A* (np. BOURNS SRN6028-220M)
1 układ scalony MCP16311 w obudowie MSOP-8 (Digi-key, Mouser)

Kondensatory: (wszystkie ceramiczne X7R SMD, rozmiar 0805 (2012)
3 1 µF 50 V** (oznaczenie 105)
1 100 nF 50 V (oznaczenie 104)

Rezystory: (wszystkie 1% SMD rozmiar 0805 (2012)
1 52,3 kΩ (R1) (oznaczenie 5232)
1 10 kΩ (oznaczenie 1002)
* części dla wyjścia 5 V – dla innych napięć patrz tabela 1
** zwiększyć do 2,2 µF, jeśli nie jest możliwe zastosowanie zewnętrznego kondensatora obejściowego wejścia o niskim ESR i pojemności co najmniej 1 µF

Technika montażu jest taka sama, jak w przypadku innych części o dwóch wyprowadzeniach. Nakładamy topnik, lutujemy jedno wyprowadzenie, sprawdzamy czy cewka jest dobrze umiejscowiona na PCB, a następnie lutujemy drugie wyprowadzenie. I tak jak poprzednio czyścimy topnik, który został nałożony na tę stronę PCB.

W zależności od sposobu korzystania ze stabilizatora może być konieczne zainstalowanie prostego lub kątowego złącza CON1. W prototypach były zamontowane złącza kątowe, co umożliwiło używanie stabilizatora jako elementu w obudowie TO-220. Jest to również idealne rozwiązanie do stosowania na płytce prototypowej.

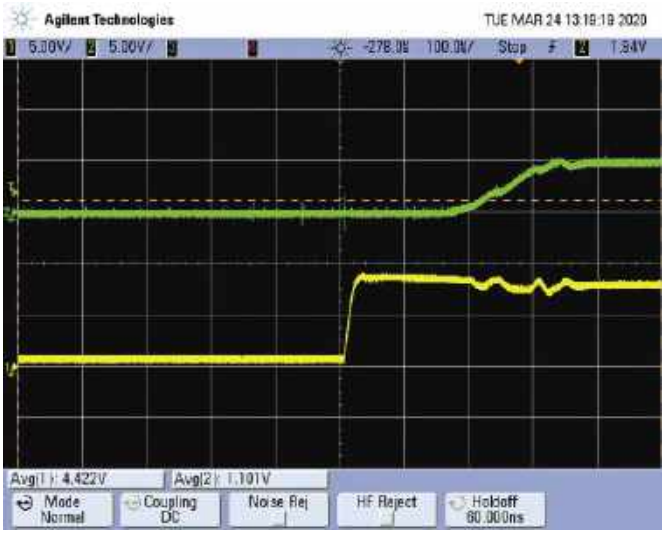
Jeśli używane są złącza kątowe, trzeba sprawdzić, która strona jest najlepiej dopasowana (złącza można przylutować zarówno od góry, jak i od dołu), na wypadek gdyby w aplikacji było mało miejsca.

W prototypie złącza były wlutowane od dołu płytki drukowanej (strona IC1), po usunięciu pinów z plastikowej ramki i umieszczeniu ich z drugiej strony. Pozwala to na przytrzymanie pinów podczas lutowania.

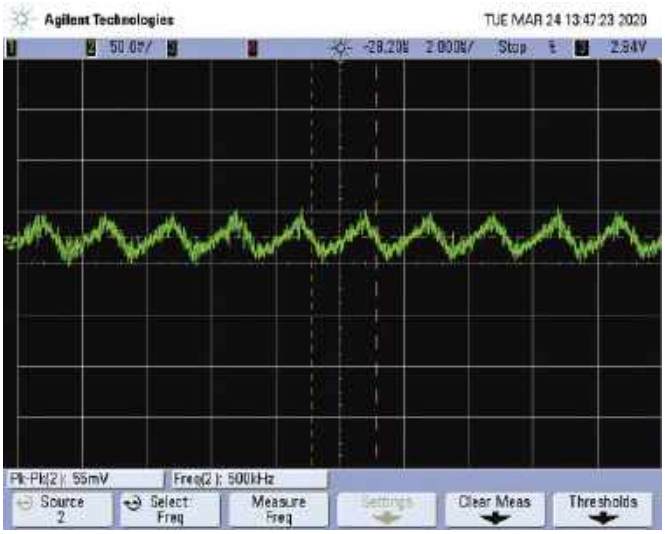
Układ może być również użyty do zamontowania stabilizatora płasko na płytce drukowanej poprzez wygięcie nóżek o kolejne 90°, tak jak w przypadku części dyskretnej, ale bardziej sztywną opcją byłoby zamontowanie prostego złącza z tyłu.

Takie rozwiązanie może nie zadziałać, jeśli komponenty znajdują się bardzo blisko miejsca, w którym ma być zamontowany stabilizator, ale będzie o wiele bezpieczniejsze,

eprasa.pl e9d8143d34



Oscylogram 1. Reakcja stabilizatora na przyłożenie napięcia 8 V przy obciążeniu 8 Ω (625 mA). Czas rozruchu jest ograniczony głównie koniecznością naładowania pojemności wyjściowej, co miałoby miejsce w przypadku większości obwodów stabilizatora



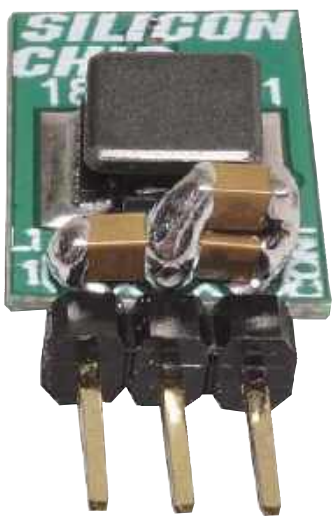
Oscylogram 2. Tętnienia ustabilizowanego napięcia wyjściowego widoczne na powiększonym oscylogramie zmierzonym w tych samych warunkach co oscylogram 1. Widoczne są około 50-miliwoltowe tętnienia dla układu MCP16311 pracującego z częstotliwością PWM równą 500 kHz. Większa pojemność filtra wyjściowego zmniejszyłaby te tętnienia. Są one główną wadą korzystania ze stabilizatora impulsowego

ponieważ krótsze nóżki nie będą mogły się tak bardzo zginać.

Testowanie

Jedną z najgorszych rzeczy, które mogą się zdarzyć, jest to, że rezystor R1 nie jest którymś końcem przylutowany. Oznaczałoby to, że IC1 nie jest w stanie stabilizować wyjścia, ponieważ nie widzi żadnego napięcia na swoim wyjściu. W rzeczywistości napięcie wejściowe pojawi się na wyjściu.

Czytelnicy, dla których jest to pierwszy układ montowany techniką powierzchniową,



W niektórych wariantach były zastosowane kondensatory o nieco większych rozmiarach 1206 (3216) na wejściu i wyjściu. W ogólnym przypadku elementy o większej wartości lub wyższej klasie są łatwiej dostępne w większych obudowach. Warto rozważyć ich zastosowanie, jeśli jest wystarczająco dużo miejsca

mogą dwukrotnie sprawdzić swoje lutowanie na podstawie zdjęć zamieszczonych w artykule. Najlepiej byłoby również przetestować, czy stabilizator działa poprawnie przed zamontowaniem go w układzie docelowym. 3-pinowe złącze CON1 ułatwi użycie do testów płytki prototypowej. Obwód testowy można też wykonać używając przewodów połączeniowych.

Należy pamiętać, że górna część stabilizatora to strona z cewką indukcyjną oraz złączem CON1 i oznaczenie pinu 1 jest na tej stronie.

Test elektryczny rozpoczynamy od dołączenia napięcia z zakresu 4 V...30 V do pinu 1 złącza CON1 (w odniesieniu do masy na pinie 2). Jeśli to możliwe, należy użyć zasilacza z ograniczeniem prądu (np. zasilacza laboratoryjnego) lub rezystora szeregowego ograniczającego pobierany prąd. Zminimalizuje to możliwość uszkodzenia w przypadku jakieś usterki.

Konieczny będzie pomiar żądanego napięcia wyjściowego na pinie 3. Można również obciążyć wyjście (na przykład rezystorem), aby sprawdzić, czy obwód działa pod obciążeniem. Jeśli układ działa zgodnie z oczekiwaniami, można go przylutować do układu docelowego.

Instalacja

Opisywany w artykule odpowiednik układu 78xx jest przeznaczony do zastąpienia pojedynczego elementu. Stabilizator ten może być używany w dowolnej liczbie projektów, można więc sformułować tylko ogólne porady. Każdy projekt, w którym jest stosowany układ 78xx lub podobny powinien być wyposażony w oddzielne kondensatory bocznikujące i filtrujące.

Na płytce PCB stabilizatora została uwzględniona niewielka pojemność, ale jak wspomniano wcześniej, nie tak duża, jaka jest zalecana w danych katalogowych układu MCP16311, głównie ze względu na dostępną przestrzeń.

Idealnie, MCP16311 powinien mieć co najmniej 2 µF na wejściu i 20 µF na wyjściu. W projekcie jest to pojemność około 1 µF dla każdego wyprowadzenia. Zaleca się więc montowanie dodatkowego kondensatora 1 µF na wejściu i co najmniej 22 µF na wyjściu.

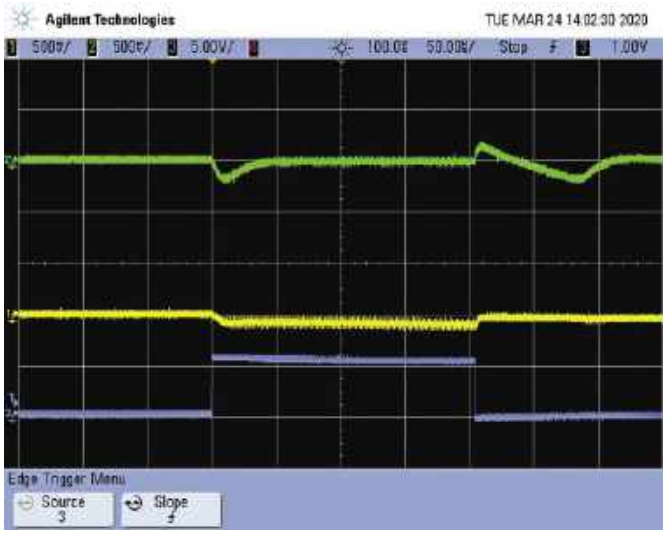
Jedną z opcji dodania większej pojemności bezpośrednio do płytki stabilizatora jest ułożenie kondensatorów jeden nad drugim. Producenci części elektronicznych robią tak, aby stworzyć dyskretne kondensatory o większej pojemności! Możliwe jest również zastosowanie dyskretnych kondensatorów o wyższej pojemności, które zmieszczą się na płytce, w zależności od rzeczywistych napięć wejściowych i wyjściowych, które wystąpią w aplikacji docelowej.

Należy sprawdzić, jakie elementy są dostępne w rozmiarze 0805/2012 (lub 1206/3216, jeśli mają być użyte). Zalecane jest trzymanie się typów z dielektrykiem X5R, X6S lub X7R.

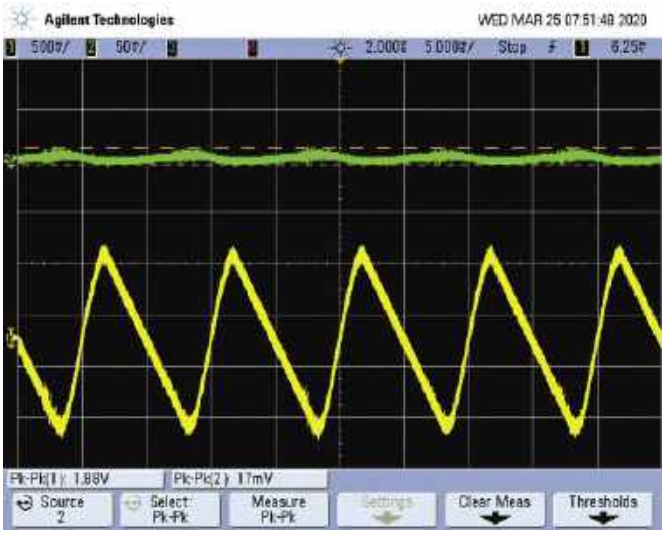
Na przykład, jeśli nie można zmieścić zewnętrznego ceramicznego kondensatora bocznikującego 1 µF na płytce głównej, dostępne są w rozmiarze 0805/2012 kondensatory 2,2 µF 50 V X5R.

Wykonano również kilka wariantów z większymi kondensatorami wejściowymi i wyjściowymi o rozmiarze 1206 (patrz zdjęcia). Z drugiej strony, jeśli w projekcie docelowym mogą być tolerowane pewne tętnienia na wyjściu, można zmniejszyć pojemność wyjściową

eprasa.pl e9d8143d34



Oscylogram 3. Oscylogram uzyskany po obciążeniu stabilizatora rezystorem 68 Ω i przełączeniu drugiego obciążenie 8 Ω za pomocą MOSFET-a (napięcie bramki – wykres niebieski, napięcie zasilania – wykres żółty). W ten sposób prąd wyjściowy skacze z 75 mA do 700 mA i z powrotem. Przebieg zielony to napięcie wyjściowe, które we wszystkich przypadkach pozostaje w granicach 200 mV od wartości zadanej. Większa pojemność wyjściowa poprawi stabilizację jeszcze bardziej



Oscylogram 4. Tętnienia z obciążeniem 8 Ω, ale z zasilaniem wejściowym z transformatora AC i mostka prostowniczego z kondensatorem filtrującym 1000 µF. 2-woltowe tętnienia zasilania (przy 100 Hz) wytwarzają tętnienia na wyjściu stabilizatora mniejsze niż 20 – tłumienie około 100 razy

poniżej zalecanej wartości. Należy tylko uważać, aby sprawdzić, czy nie wpływa to na stabilność w zakresie warunków obciążenia z jakimi będzie miał do czynienia stabilizator.

Podczas montażu stabilizatora na płytce drukowanej należy pamiętać, że z tyłu płytki drukowanej stabilizatora znajdują się nieizolowane wyprowadzenia komponentów, które mogą powodować zwarcie na przykład z istniejącym otworem montażowym 78xx. Taśma izolacyjna (np. poliamidowa) nałożona na płytkę drukowaną powinna wystarczyć do uniknięcia problemów.

W warunkach niskiego obciążenia rozpraszanie ciepła będzie dość niskie, więc prawdopodobnie całą część można nawet uszczelnić rurką termokurczliwą, ale rozwiązanie to nie było testowane.

Alternatywnie, jeśli jest wystarczająco dużo miejsca, można przedłużyć wyprowadzenia złącza CON1 tak, aby między płytką drukowaną stabilizatora a płytką drukowaną pod spodem powstał odstęp.

Jeśli konstrukcja jest narażona na wibracje, można zalecić zastosowanie uszczelniacza silikonowego o neutralnym utwardzeniu. Zabieg ten zmniejszy narażenia mechaniczne.

Jeśli zostanie wybrany montaż pod kątem prostym, mechaniczne zabezpieczenie płytki stabilizatora stanie się niemożliwe, ponieważ nie ma ona otworu montażowego. Należy również zapewnić odstęp między płytką stabilizatora a wszelkimi częściami obudowy, które mogą spowodować zwarcie z komponentami na płytce stabilizatora.

W tym przypadku również może być wymagane użycie taśmy i uszczelniacza w celu zachowania prześwitu i izolacji. Jeśli jest wystarczająco dużo miejsca, złącze kątowe CON1 można zamontować od góry (a nie od dołu) płytki drukowanej. Zwiększy to prześwit za nim. ■

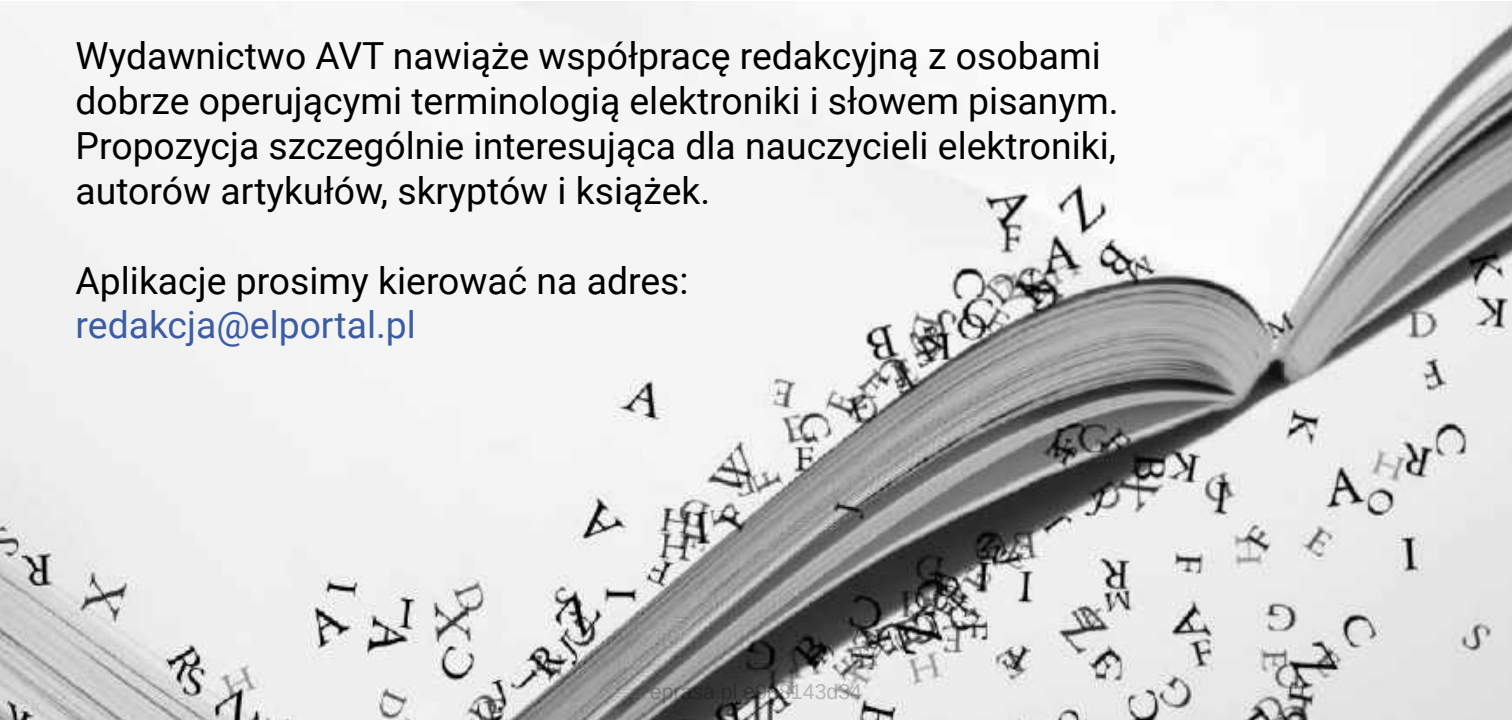
Tim Blythman

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

REKLAMA

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

Aplikacje prosimy kierować na adres:
redakcja@elportal.pl



eprasa.pl ad143d34

Rejestrator energii

Pomiar i rejestracja zużycia energii

Istnieje wiele potencjalnych zastosowań, w których tworzenie statystyk dotyczących generowanej lub zużywanej energii elektrycznej w czasie rzeczywistym ma sens. Wystarczy pomyśleć o zużyciu przez określone urządzenia energii dostarczanej przez elektrownię balkonową lub większy system fotowoltaiczny. Istnieją gotowe rozwiązania rejestrujące, ale przyzwoity rejestrator można też zbudować samodzielnie.

Przedstawiony w artykule rejestrator wykorzystuje gotowy moduł miernika energii elektrycznej z wyjściem S0.

Od Red. EdW: S0 to typ wyjścia stosowany w licznikach energii elektrycznej do sygnalizowania zużycia energii. Standard ten jest zdefiniowany w normie DIN 43864 i polega na generowaniu impulsów elektrycznych odpowiadających określonej ilości zużytej energii. Liczba impulsów na jednostkę czasu może być przeliczana na zużycie energii w kWh lub innych jednostkach.

Tego typu mierniki są dostępne za mniej niż 20 euro (np. w sklepach Amazon, eBay lub Aliexpress i im podobnych). Umożliwiają one wykonywanie pomiaru i „rejestrowanie" zużycia energii w podłączonych obwodach, a pośrednio, np. w zestawieniu z opisanym w artykule rejestratorem, chociażby wykonywanie pomiarów wydajności systemów fotowoltaicznych. Na przykład w zestawieniu z opisanym w artykule rejestratorem.

W końcu od czego mamy mikrokontrolery? W takich zastosowaniach sprawdzają się wyśmienicie! Przed erą komputerów rejestrowanie zużycia lub wytwarzania energii w czasie rzeczywistym, w warunkach domowych, na użytek własny, byłoby bardzo trudne, o ile w ogóle możliwe. Dziś, za sprawą tanich i ogólnodostępnych mikrokontrolerów (lub modułów z mikrokontrolerami) nie tylko cyfrowe rejestrowanie danych pomiarowych w czasie rzeczywistym jest proste. Z równą łatwością można zaimplementować chociażby przesyłanie zbieranych danych po Wi-Fi do innej maszyny w sieci LAN, lub wprost do Internetu. Cechy użytkowe rejestratora energii można znaleźć w ramce „Funkcje". Widok gotowego rozwiązania przedstawiono na **rysunku 1.** Są na nim pokazane połączone ze sobą licznik i rejestrator, jak również zabezpieczenie i zasilacze, zamontowane w pojedynczej, plastikowej skrzynce rozdzielczej.



Rysunek 1. Gotowy rejestrator energii z licznikiem i zasilaczami, zainstalowane w małej plastikowej skrzynce rozdzielczej

Schemat

Dzięki mikrokontrolerowi schemat rejestratora energii (**rysunek 2**) jest dość prosty. Po lewej stronie znajduje się szereg transoptorów zastosowanych do izolacji elektrycznej, przez które dane z interfejsu S0 licznika są przesyłane do odpowiednich wejść mikrokontrolera. Są one obsługiwane z użyciem przerwań, aby zagwarantować, że żaden impuls nie zostanie utracony. W układzie został zastosowany niedrogi modułu ESP32. Został on wybrany ze względu na wystarczającą moc obliczeniową, oraz zintegrowany interfejs Wi-Fi. Po prawej stronie znajdują się dwa moduły pamięci – slot na kartę SD oraz dodatkowy moduł FRAM, który tymczasowo buforuje dane z ostatnich pięciu minut w celu zmniejszenia liczby cykli zapisu na kartę SD.

Ze względu na prostotę układu urządzenie zostało zmontowane na płytce prototypowej. Ze względów bezpieczeństwa zapewniono dwa oddzielne źródła zasilania. Dla interfejsów S0 po lewej stronie wymagane jest napięcie 6,5 V. Reszta obwodu jest zasilana napięciem 5 V (po prawej). Wydajność 0,5 A dla każdego z tych zasilaczy jest wystarczająca. W celu zapewnienia izolacji elektrycznej, dwie linie GND zasilaczy nie mogą być w żadnym wypadku połączone. Ponadto, poniżej transoptorów – pomiędzy ich wejściami i wyjściami – cała miedź musi być usunięta na odcinku co najmniej 4 mm. Pokazano to na **rysunku 3**.

Izolacja elektryczna osiągnięta przy użyciu dwóch oddzielnych zasilaczy pozwala również na podłączenie układu ESP32 do interfejsu USB komputera PC (np. w celu umożliwienia przesyłania przyszłych aktualizacji do zainstalowanego kontrolera). Zamiast stosowania dwóch zasilaczy, możliwe byłoby również rozwiązanie tylko z jednym zasilaczem o większym obciążeniu prądowym oraz izolującym konwerterem DC/DC oraz stabilizatorem napięcia, ale tak naprawdę nie ułatwiłoby to niczego, ani nie obniżyło kosztów.

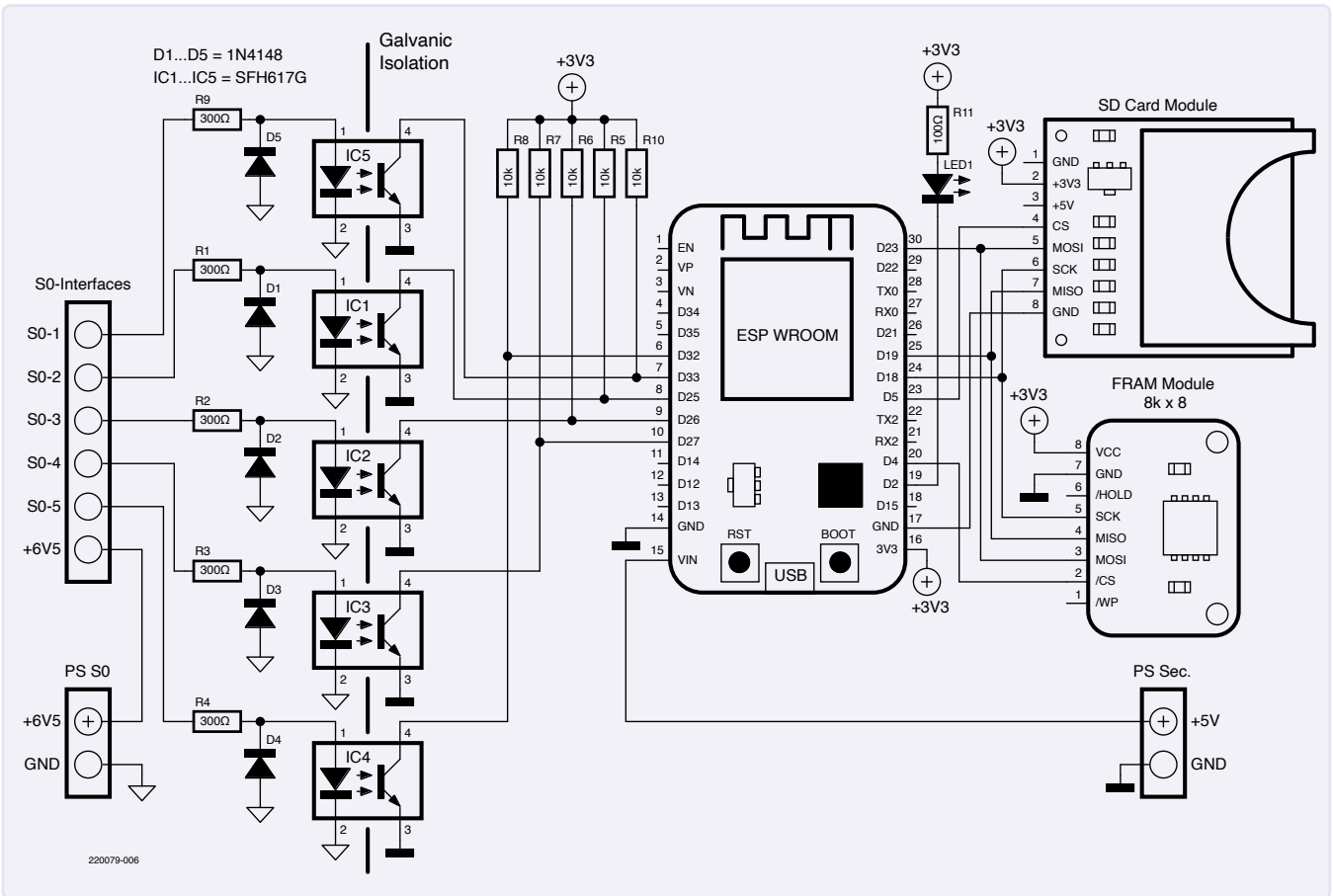
Przechowywanie danych i ich transmisja

Jak już wspomniano, korzystanie z dwóch modułów pamięci nie jest luksusem. Interfejsy S0 mogą czasami dostarczać kilka impulsów na sekundę. Gdyby mierzone wartości były gromadzone w wewnętrznej pamięci mikrokontrolera, dane mogłyby zostać utracone po zerowaniu

Cechy:

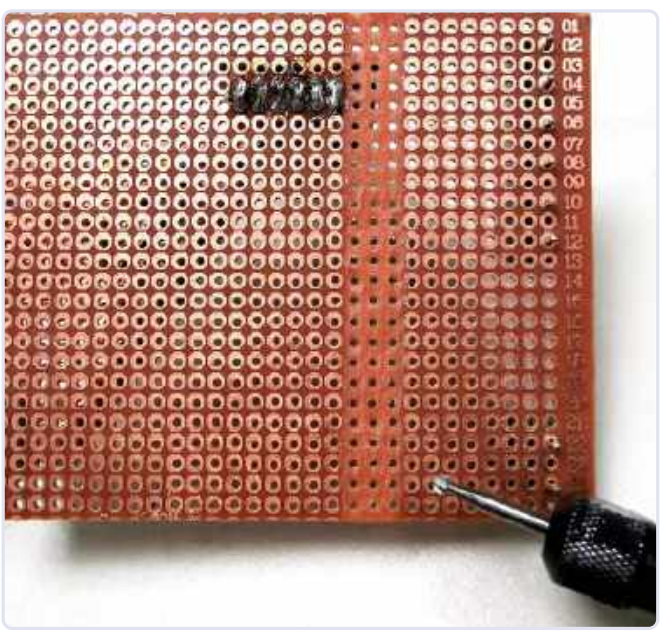
- Dokładny i bezpieczny dzięki miernikowi z interfejsem S0 i izolacją elektryczną.
- Konfigurowalna akwizycja do pięciu parametrów mierzonych.
- Buforowanie danych w pamięci FRAM w celu ochrony karty SD.
- Zapis danych na kartę SD w formacie CSV.
- Rozdzielczość czasowa: 5 minut.
- Zapisywanie plików osobno dla każdego dnia.
- Wyświetlanie danych indywidualnych i zagregowanych (bieżący i poprzedni dzień w kWh).
- Wyświetlanie natężenia pola Wi-Fi i liczby zerowań mikrokontrolera (licznik uruchomień).
- Pobieranie danych przez FTP.
- OTA: Możliwość aktualizacji przez Wi-Fi.
- Środowisko programistyczne: VSCode z PlatformIO.

eprasa.pl e9d8143d34



Rysunek 2. Obwód rejestratora energii jest dość prosty

systemu. Z drugiej strony, natychmiastowe zapisanie ich na karcie SD znacznie skróciłoby jej żywotność. Tylko przy jednej wartości na sekundę, w ciągu roku miałoby miejsce 31,5 miliona cykli zapisu. Jednak komórki pamięci karty SD osiągają kres swojej żywotności po zaledwie 1000 do 3000 cykli zapisu. Dlatego nawet karta o dużej pojemności prawie na pewno wykazałaby wady przed upływem roku. Aby tego uniknąć, zapewniono stabilny bufor. Zastosowany tutaj zewnętrzny moduł FRAM ma pojemność zaledwie 8 kB, ale to spokojnie wystarczy do zgromadzenia całkiem sporego zapasu wartości. Największą zaletą pamięci FRAM jest to, że może być zapisywana co najmniej 10^{10} razy, w zależności od producenta – zazwyczaj taka pamięć wytrzymuje więc nawet kwadryliony cykli zapisu. Co pięć minut dane zgromadzone w pamięci FRAM są przenoszone na kartę SD. Oznacza to nieco ponad 100 000 operacji zapisu rocznie, a ponieważ karta SD ma wiele komórek pamięci, może być eksploatowana przez kilka lat bez żadnych problemów.



Rysunek 3. Miedź na dolnej stronie płytki stykowej między wejściami i wyjściami transoptorów została usunięta za pomocą małego noża

Dodatkowo, liczba restartów rejestratora jest zapisywana w pamięci FRAM, co pozwala na sprawdzenie w dowolnym momencie, jak często było uruchamiane zerowanie. Co więcej, codziennie na karcie SD tworzony jest nowy plik, do którego zapisywane są dane z danego dnia. Aby zaoszczędzić miejsce w pamięci, nagrywanie jest uruchamiane tylko wtedy, gdy jedna z wartości licznika zmieniła się od północy. Jeśli rejestrator energii jest używany do rejestrowania zużycia energii, funkcja ta jest w rzeczywistości zbędna. Jeśli jednak monitorowana jest produkcja energii przez system fotowoltaiczny, przydatne jest, aby rejestrowanie rozpoczynało się dopiero po wschodzie słońca (tj. po wytworzeniu pierwszej energii elektrycznej).

Struktura danych i nie tylko

Na **rysunku 4** zamieszczono fragment arkusza kalkulacyjnego, do którego zostały zaimportowane dane w formacie CSV. Komórka A1 zawiera datę i godzinę utworzenia pliku. Wiersz 2 zawiera ostatnie wartości z poprzedniego dnia jako nowy punkt początkowy.

eprasa.pl e9d8143d34

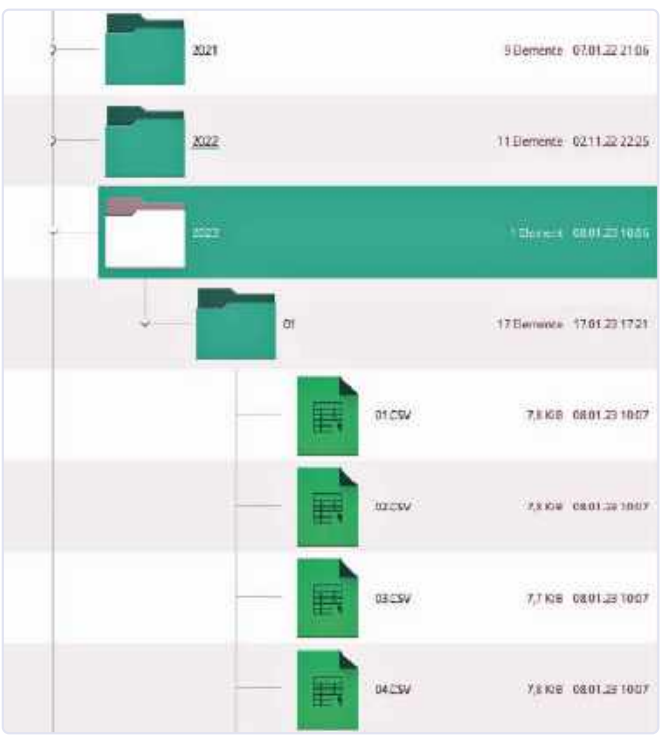
/2021/07/31.csv - 00:00					
	426572	415390	132309	129324	218375
05:55					
>					
	426572	415390	132309	129324	218375
	426574	415391	132309	129324	218375
	426575	415393	132309	129324	218375
	426575	415393	132309	129324	218375
	426576	415394	132309	129325	218375
	426577	415396	132310	129326	218377
	426579	415398	132310	129326	218378
	426583	415401	132310	129326	218380
	426587	415405	132310	129326	218382

Rysunek 4. Struktura danych staje się widoczna po zaimportowaniu pliku CSV do arkusza kalkulacyjnego

Pierwsza zmiana wartości licznika nastąpiła o godzinie 05:55 (komórka A3). Od wiersza 5 następują nowe dane z tego dnia. Kolumny zawierają dane poszczególnych liczników. Każdy kolejny wiersz ma różnicę czasu wynoszącą pięć minut w stosunku do poprzedniego. Dane są rejestrowane każdego dnia do północy. Każdego dnia tworzony jest nowy plik. Energię można następnie obliczyć na podstawie różnicy między zliczonymi wartościami przy użyciu przelicznika charakteryzującego zastosowane liczniki (np. 0,5 Wh/impuls). Zastosowany format CSV jest ekonomiczny i używając go można importować dane do dowolnego arkusza kalkulacyjnego, takiego jak Excel, OpenOffice/LibreOffice Calc lub Numbers na komputerach Mac. Dane mogą być następnie przetwarzane zgodnie z naszymi własnymi upodobaniami.

Dane są przechowywane na karcie SD w czasowej strukturze folderów. Na najwyższym poziomie znajdują się foldery dla każdego roku, z których każdy zawiera podfoldery dla miesięcy, a te następnie zawierają pliki dla poszczególnych dni. Struktura ta została pokazana na **rysunku 5**.

W tym przykładzie wartości pięciu parametrów mierzonych są rejestrowane jako liczby całkowite (rysunek 4). Dzięki formatowi CSV zapis wymaga stosunkowo niewielkiej pamięci. Daje to kilka kilobajtów na jeden parametr mierzony dziennie.



Rysunek 5. Struktura folderów według roku, miesiąca i dnia

Przesyłanie danych z rejestratora do komputera odbywa się za pośrednictwem protokołu FTP. Do tego celu nadają się popularne programy klientów FTP, takie jak FileZilla. Ponieważ rejestrator jest połączony z siecią domową za pośrednictwem Wi-Fi, ta metoda jest prawdopodobnie najprostsza.

Kod źródłowy został napisany dla układu ESP32 przy użyciu PlatformIO IDE dla VSCode [1]. Kod jest dostępny do bezpłatnego pobrania na stronie internetowej tego artykułu [2].

W pliku main.cpp należy dostosować niektóre dane. Począwszy od linii 30, należy wprowadzić identyfikator SSID i hasło sieci Wi-Fi. Nazwa użytkownika i hasło do FTP są określone w linii 813. Domyślnie jako nazwa użytkownika i hasło wpisywane jest „esp32". Oczywiście klient FTP potrzebuje również adresu IP rejestratora energii. Adres ten jest wysyłany przez interfejs USB po zerowaniu. Najlepiej jednak skonfigurować router tak, aby rejestrator energii miał zawsze przypisany ten sam adres IP.

Wbudowany interfejs sieciowy

Bieżące dane oraz całkowita wartość z bieżącego dnia i dnia poprzedniego są wyświetlane za pomocą zintegrowanego serwera WWW w postaci strony internetowej. Serwer obsługuje dwie strony. Jedna strona pokazuje aktualną moc dla każdego licznika, jak również sumę wszystkich podłączonych liczników. Ponadto wyświetlana jest całkowita zliczona w kilowatogodzinach energia z dnia bieżącego i poprzedniego. Druga strona pokazuje natężenie pola sieci Wi-Fi i liczbę restartów rejestratora.

Rysunki 6 i **7** to zrzuty ekranu ze smartfona. Jak można od razu zauważyć, rejestrator energii nie jest używany do pomiaru zużycia, ale do monitorowania systemu fotowoltaicznego, który ma pięć falowników. Dlatego też etykiety poszczególnych wartości zostały dostosowane do potrzeb użytkownika. Można to jednak łatwo zmienić w oprogramowaniu. Łącząc się z adresem IP w przeglądarce, otrzymujemy ekran pokazany na rysunku 6. Po dodaniu „/about" do adresu lub kliknięciu przycisku Info ukaże się nam zawartość z rysunku 7.

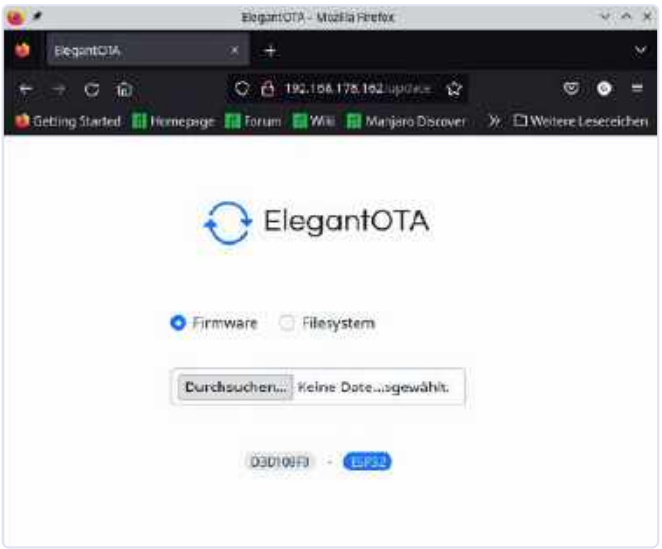


Rysunek 6. Zintegrowany interfejs sieciowy wyświetla wyniki pomiarów



Rysunek 7. Po dodaniu frazy „/about" do adresu IP lub po kliknięciu „Info", podawane są widoczne na rysunku informacje

eprasa.pl e9d8143d34



Rysunek 8. Aktualizacje zarówno oprogramowania układowego, jak i struktury danych są możliwe za pośrednictwem Wi-Fi



Rysunek 9. Cztery mierniki typu DDS5188 podczas pracy

Jeszcze jedna uwaga dotycząca połączenia Wi-Fi: Jeśli rejestrator energii zostanie zainstalowany w metalowej obudowie, prawie na pewno wystąpią problemy z połączeniem.

OTA („Over The Air")

Gdy rejestrator energii zostanie zamknięty w obudowie i zainstalowany w miejscu docelowym, użytkownik prawdopodobnie nie będzie chciał ponownie demontować elektroniki w przypadku chęci zmiany oprogramowania. Dlatego rejestrator danych może być aktualizowany „Over The Air" (tj. przez Wi-Fi). Kompletne oprogramowanie, a także system plików – strony internetowe z JavaScript i plik CSS – mogą być w razie potrzeby ponownie załadowane.

Jeśli taka operacja jest planowana, należy wprowadzić adres IP z dodatkiem „/update". Na **rysunku 8** pokazano, jak to wyglądało w prototypie. Do zaimplementowania funkcji OTA została użyta biblioteka Ayush Sharma [3].

Prostota układu

Obwód jest tak prosty, że wykaz elementów jest właściwie zbędny. Oprócz płytki rozwojowej ESP32, która jest dostępna wszędzie, ważnymi elementami są: gniazdo karty SD, które jest dostępne na niedrogich płytkach typu breakout, oraz moduł FRAM – również dostępny na płytkach typu breakout. Ponieważ płytki typu breakout można spotkać z różnymi wyprowadzeniami i przypisaniami pinów, podczas łączenia nie należy zwracać uwagi na numery wyprowadzeń, ale na ich opisy. W przypadku modułu karty SD wyprowadzenie MOSI można dołączyć do DI lub SI, a MISO do DO lub SO. Mierniki mogą być dowolnymi niedrogimi modelami do montażu na szynie DIN z interfejsem S0. W prototypie był użyty miernik typu DDS5188 (**rysunek 9**), który jest łatwo dostępny i bardzo tani.

Choć nie trzeba dodawać, że podczas pracy z zasilaniem sieciowym należy zachować niezbędną ostrożność, trzeba zwrócić na to uwagę. Do prac przy skrzynce bezpieczników mają zastosowanie różne przepisy krajowe. W Niemczech np. należy być wykwalifikowanym elektrykiem, zarejestrowanym u operatora sieci. Ponadto prace przy zewnętrznych podrozdzielniach podłączonych do skrzynki bezpiecznikowej są dozwolone wyłącznie dla wykwalifikowanego elektryka z odpowiednim przeszkoleniem i wiedzą.

Pytania lub komentarze?
Jeśli masz pytania techniczne, wyślij e-mail do zespołu redakcyjnego Elektora na adres editor@elektor.com lub z redakcją EdW redakcja@elportal.pl

O autorze

Georg Luber jest z wykształcenia elektrykiem, który studiował elektrotechnikę i przez wiele lat pracował w dziedzinie bezpieczeństwa elektrycznego i instalacji elektrycznych. Pracował w krajowych i międzynarodowych komitetach normalizacyjnych (DKE/VDE, CENELEC, IEC i ISO). Zajmował się również automatyką budynków, w szczególności standardem KNX. Georg Luber jest zaangażowany w rozwój oprogramowania i projektów elektronicznych w tych obszarach. ■

Georg Luber (Niemcy)

Odnośniki

[1] PlatformIO for VSCode: *https://platformio.org/platformio-ide*
[2] Article web page:
https://www.elektormagazine.com/220079-01
[3] OTA library by Ayush Sharma:
https://github.com/ayushsharma82/ElegantOTA
[4] ESP32 projects:
https://randomnerdtutorials.com/projects-esp32

REKLAMA



eprasa.pl e9d8143d34

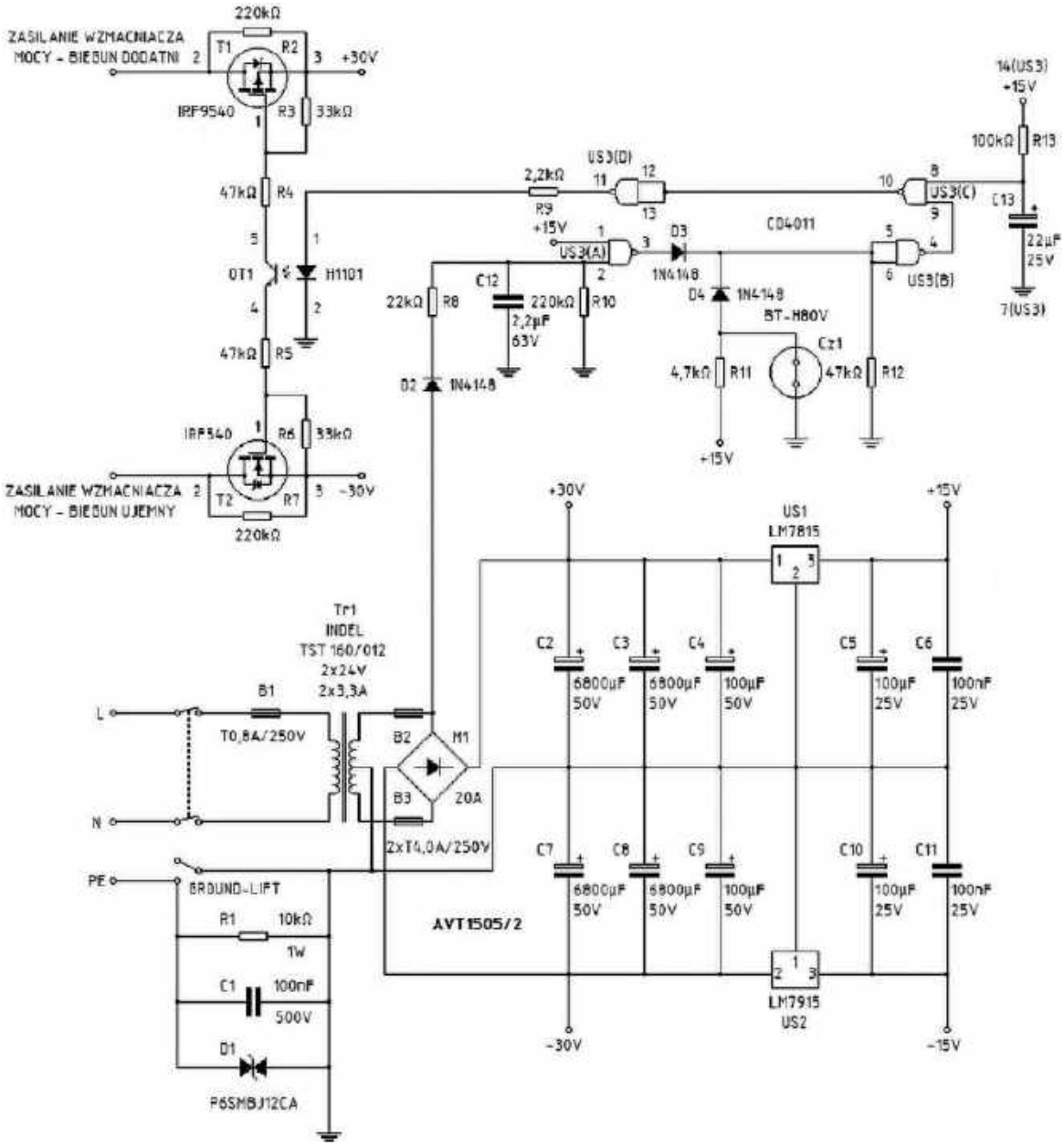
Zabezpieczenie termiczne do subwoofera

W treści artykułu przedstawiono opis prostego zabezpieczenia termicznego do subwoofera. Układ ten można szczególnie polecić konstruktorom wzmacniaczy tranzystorowych lub wykonanych w oparciu o układy scalone, które nie posiadają w swojej strukturze tego typu zabezpieczenia.

Opis układu

Półprzewodnikowe wzmacniacze mocy do subwooferów, wykonane w oparciu o elementy dyskretne, bardzo często wymagają zastosowania zabezpieczenia termicznego, zdolnego uchronić je przed uszkodzeniem na skutek przegrzania. Zaproponowany układ elektroniczny takiego zabezpieczenia jest bardzo prosty i niezawodny. Jego schemat ideowy ukazano na **rysunku 1**.

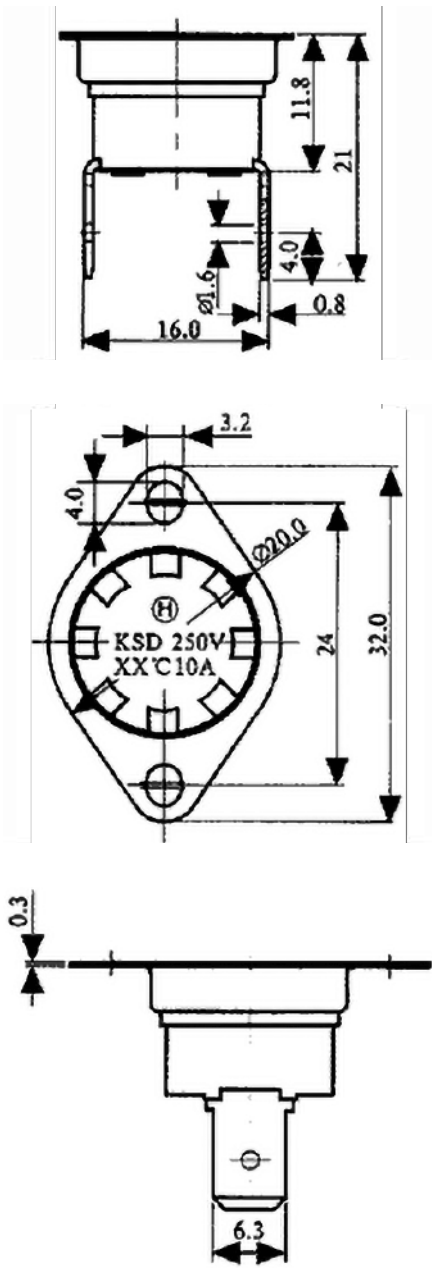
Do zasilania wzmacniacza mocy służy toroidalny transformator sieciowy Tr1



Rysunek 1. Schemat ideowy zabezpieczenia termicznego do subwoofera

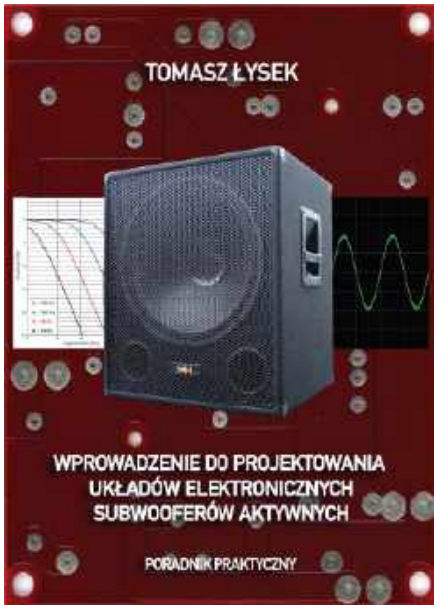
eprasa.pl e9d8143d34

dołączany do sieci zasilającej za pośrednictwem włącznika dwusekcyjnego. Uzwojenie pierwotne transformatora zabezpieczone jest bezpiecznikiem zwłocznym B1. Uzwojenie wtórne tego transformatora posiada odczep wyprowadzony ze środka tego uzwojenia. Elementy: B2, B3, M1, C2, C3, C7 oraz C8 wchodzą w skład zestawu do samodzielnego montażu typu AVT1505/2 i są zamontowane na osobnym obwodzie drukowanym tworząc zasilacz symetryczny dostarczający do wzmacniacza napięcia ±30 V. Układ zasilania uzupełniono o elementy C4, US1, C5, C6, C9, US2, C10 oraz C11, pozwalające na obniżenie symetrycznych względem masy napięć zasilania do poziomu ±15 V, co z kolei pozwala na wykorzystanie ich do zasilania układu zwrotnicy aktywnej subwoofera oraz układów pomocniczych, do których zalicza się m.in. układ zabezpieczenia termicznego. Schemat zawiera także układ typu „Ground-Lift" składający się z elementów R1, C1 oraz D1. Układ ten służy do przerywania pętli masy w przypadku, gdyby źródło sygnału podłączone do subwoofera było jednocześnie podłączone do zacisku ochronnego „PE" sieci zasilającej. Uzwojenie wtórne transformatora za pośrednictwem bezpiecznika zwłocznego B2 podłączone jest do prostownika M1 oraz do układu zabezpieczenia termicznego. Dioda D2 prostuje sygnał z uzwojenia jednopołówkowo natomiast dzielnik napięcia utworzony w oparciu o oporniki R8 oraz R10 obniża jego amplitudę. Kondensator foliowy C12 filtruje ukształtowany w ten sposób sygnał, który trafia na jedno z wejść bramki NAND układu scalonego US3(A). Drugie z wejść tej bramki podłączone jest na stałe do zacisku +15 V. Kiedy układ jest zasilany, na wyjściu bramki występuje stan niski. Elementy D4, R11, Cz1 oraz R12 tworzą główną część zabezpieczenia termicznego. Element Cz1 to bimetaliczny termostat, który należy przykręcić za pośrednictwem silikonowej pasty termoprzewodzącej do obudowy radiatora, do którego przymocowane są tranzystory mocy stopnia końcowego wzmacniacza. Jego wymiary gabarytowe przedstawiono na **rysunku 2**.



Rysunek 2. Wymiary gabarytowe termostatu bimetalicznego typu BT-H80V (źródło: https://www.tme.eu)

Podczas normalnej pracy zaciski termostatu są zwarte i ulegają rozwarciu dopiero w sytuacji, kiedy temperatura radiatora przekroczy 80°C. Ponowne zwarcie zacisków termostatu nastąpi dopiero wówczas, gdy temperatura radiatora obniży się do 60°C. Kiedy termostat jest zwarty, prąd płynie od zacisku +15 V przez opornik R11 i termostat Cz1 do masy. W tej sytuacji na obydwu wejściach bramki NAND układu scalonego US3(B) występuje stan niski, w wyniku czego na wyjściu tej bramki występuje stan wysoki. Na wejściach kolejnej bramki NAND układu scalonego US3(C) występuje stan wysoki, dzięki czemu na jej wyjściu występuje stan niski. Ostatnia bramka NAND układu scalonego US3(D) ma na swoich wejściach stan niski, w wyniku czego na jej wyjściu występuje stan wysoki. W tej sytuacji transoptor OT1 jest zasilany za pośrednictwem opornika R9 wprowadzając tranzystory polowe T1 oraz T2 w stan przewodzenia. Tranzystory te powinny być także przymocowane do radiatora za pośrednictwem maty mikowej lub silikonowej oraz przepustów izolacyjnych. Układ wzmacniacza mocy jest zatem zasilany za pośrednictwem tych tranzystorów dwoma symetrycznymi względem masy napięciami ±30 V. W sytuacji, gdy temperatura radiatora przekroczy 80°C, zaciski termostatu Cz1 ulegną rozwarciu. Prąd popłynie od zacisku +15 V przez opornik R11, diodę D4 i opornik R12 do masy. Na wejściach bramki NAND układu scalonego US3(B) pojawi się stan wysoki, co spowoduje pojawienie się na wyjściu tej bramki stanu niskiego. Brak stanu wysokiego na jednym z wejść bramki NAND układu scalonego US3(C) spowoduje wystawienie na wyjście tej bramki stanu wysokiego, który pojawi się na wejściach bramki NAND układu scalonego US3(D). Na wyjściu tej bramki pojawi się stan niski zatykając transoptor OT1, co z kolei spowoduje także zatkanie tranzystorów polowych T1 oraz T2 i odłączenie wzmacniacza mocy subwoofera od napięć zasilających. Wzmacniacz mocy subwoofera zostanie uruchomiony ponownie dopiero wówczas, gdy temperatura radiatora spadnie poniżej 60°C.



Rysunek 3. Okładka książki pt. „Wprowadzenie do projektowania układów elektronicznych subwooferów aktywnych. Poradnik praktyczny"

Książka o układach elektronicznych do subwooferów aktywnych

Zapraszam do zapoznania się z moją najnowszą książką pt. „Wprowadzenie do projektowania układów elektronicznych subwooferów aktywnych. Poradnik praktyczny":

- https://youtu.be/KIo1eqxj4AE
- https://youtu.be/gpQe89R5HEk ■

mgr inż. Tomasz Łysek

eprasa.pl e9d8143d34



Rezonatory kwarcowe

Rezonatory kwarcowe są wykorzystywane w niemal każdym urządzeniu elektronicznym. Stanowią one serce oscylatora zegara mikrokontrolera lub mikroprocesora w urządzeniu.

Wprowadzenie

Źródła częstotliwości wzorcowej

W elektronice często potrzebne są sygnały o stałej i stabilnej częstotliwości. Przykłady obejmują:

- oscylatory dla chronometrów,
- podstawy czasu w cyfrowych miernikach częstotliwości,
- oscylatory referencyjne dla syntezatorów częstotliwości,
- oscylatory lokalne w odbiornikach heterodynowych,
- oscylatory zegarowe w systemach mikroprocesorowych,
- podstawa czasu w oscyloskopach cyfrowych.

W przypadku oscylatorów RC można osiągnąć stabilność częstotliwości do 0,1%, podczas gdy w przypadku oscylatorów LC możliwe jest osiągnięcie 0,01%. Jeśli potrzebna jest jeszcze większa stabilność częstotliwości, jedynym rozwiązaniem jest oscylator kwarcowy. Pomimo tego, rezonatory kwarcowe, w obecnej formie, są znane od wielu lat, ich znaczenie we współczesnej elektronice wciąż rośnie.

Terminologia

Elementy omawiane w tym artykule są powszechnie określane jako „kwarce". W literaturze anglojęzycznej często spotyka się określenie „crystal" lub skrót „xtal", zaś producenci zegarków od początku stosują napis „Quartz" na swoich produktach. Poprawnym określeniem jest termin „rezonator kwarcowy", zaś obwód, w którym ów element pracuje, nazywa się „oscylatorem kwarcowym". Można też wyróżnić „generatory kwarcowe", czyli komponenty zawierające zarówno sam rezonator, jak i towarzyszący mu obwód oscylatora oraz wzmacniacza sygnału.

Produkcja rezonatorów

Niektóre naturalne materiały, takie jak kwarc, wykazują efekt piezoelektryczny. Gdy płytka takiego materiału jest ściskana lub rozciągana, powstaje na niej napięcie elektryczne. Jeśli napięcie elektryczne zostanie przyłożone do materiału, zostanie on ściśnięty lub rozciągnięty. Tym sposobem materiał reaguje na zmieniające się napięcie elektryczne, wykonując okresowe ruchy. Częstotliwość, z jaką to się dzieje, zależy od właściwości fizycznych materiału, w szczególności od grubości płytki.

Właściwość ta umożliwia wykorzystanie materiału o właściwościach piezoelektrycznych do generowania napięcia przemiennego o bardzo stałej częstotliwości. Jeśli przyłożysz szerokopasmowy szum do płytki z materiału o takich właściwościach, płytka zacznie wzmacniać jedną częstotliwość z tego szumu. Jest to częstotliwość, przy której płytka drga najbardziej. Wibracje te i wspomniany efekt w rzeczywistości wytworzą dość duże napięcie na płytce, którego częstotliwość jest równa częstotliwości rezonansowej płytki.

Efekt piezoelektryczny

Efekt piezoelektryczny został odkryty w 1880 roku przez Jacquesa i Pierre'a Curie i po raz pierwszy wykorzystany do kontroli częstotliwości oscylatora elektronicznego w 1921 roku przez W. Gady'ego.

Naturalne kryształy

Istnieje około 3000 surowców mineralnych, które mają właściwości piezoelektryczne. Jednak większość minerałów jest całkowicie bezużyteczna w swojej naturalnej postaci z powodu zanieczyszczeń obecnych w materiale. Surowy kwarc (SiO_2), wydobywany w Brazylii, był kiedyś używany do produkcji rezonatorów kwarcowych. Kwarc ten był topiony pod bardzo wysokim ciśnieniem, a następnie krystalizowany. W ten sposób powstawały duże sześciokątne kryształy o typowym kształcie przedstawionym na poniższym rysunku.

Kryształy syntetyczne

Obecnie jednak stosuje się głównie kryształy syntetyczne. Zawierają one znacznie mniej defektów krystalicznych i są znacznie czystsze niż kryształy naturalne. Kilka substancji wytwarzanych laboratoryjnie, które mogą być również wykorzystywane do produkcji półprzewodników (a więc nie tylko rezonatorów) to:

- arsenek galu,
- tlenek bizmutu/germanu,
- boran litu,

eprasa.pl e9d8143d34



Sześciokątne kryształy kwarcu (© AliExpress)

- tlenek krzemu/cynku,
- tytanian cyrkonu,
- fosforan galu.

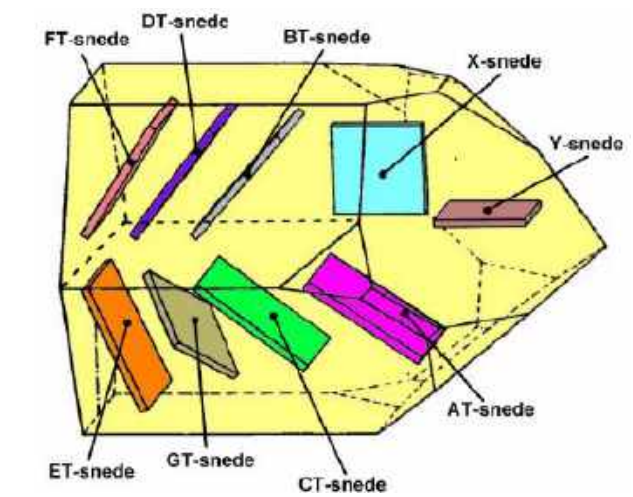
Cięcie kryształu

Cięcie

Z kryształu bazowego można wyciąć tysiące cienkich płytek. Płytki te stanowią podstawowy surowiec do produkcji rezonatorów kwarcowych. Właściwości płytki zależą nie tylko od jej grubości, ale także od kąta (cięcia), pod jakim płytki są wycinane z kryształu bazowego. Z upływem lat wypróbowano dziesiątki cięć, z których każde zapewnia nieco inne właściwości rezonatora. Dotyczy to głównie zjawisk starzenia się rezonatora, stabilności termicznej i stabilności częstotliwości.

Grubość płytki określa końcową częstotliwość rezonansową kryształu, a cięcie określa głównie stopień, w jakim częstotliwość rezonansowa zależy od temperatury.

Poniższy rysunek podsumowuje najczęściej stosowane cięcia.



Różne cięcia płytek rezonatorów (©2022 Jos Verstraten)

Cięcie AT

Jest to najstarsze cięcie, które było używane już w 1934 roku i nadal jest najczęściej stosowanym cięciem. Cięcie AT tworzy kąt około 35 stopni z optyczną osią podłużną kryształu bazowego. Dzięki temu cięciu można wytwarzać rezonatory o częstotliwościach rezonansowych od 0,5 MHz do 300 MHz. W większości przypadków pocięte plastry są przetwarzane na okrągłe płytki, które stanowią podstawę większości rezonatorów w standardowych obudowach serii HC.

Cięcie Y

To cięcie jest stosowane głównie w rezonatorach używanych do pomiaru temperatury. Wynika to z faktu, że ma ono współczynnik temperaturowy, który jest liniowy w funkcji temperatury. Tak więc, kryształ cięty zgodnie z cięciem Y i o częstotliwości bazowej 10 MHz będzie miał liniową odpowiedź częstotliwościową 800 Hz na stopień Celsjusza w szerokim zakresie temperatur. Układy z takim rezonatorem nazywane są „TSXO", skrót od „Temperature Sensing Xtal Oscillator".

Cięcie X

To cięcie zostało zastosowane w 1921 roku przez Waltera Guytona Cady'ego w najstarszych oscylatorach kwarcowych oraz w rezonatorze 50 kHz w jednym z pierwszych zegarów kwarcowych, zaprojektowanym w 1927 roku przez Henry'ego Bishopa Hortona i Warrena Marrisona.

Inne cięcia

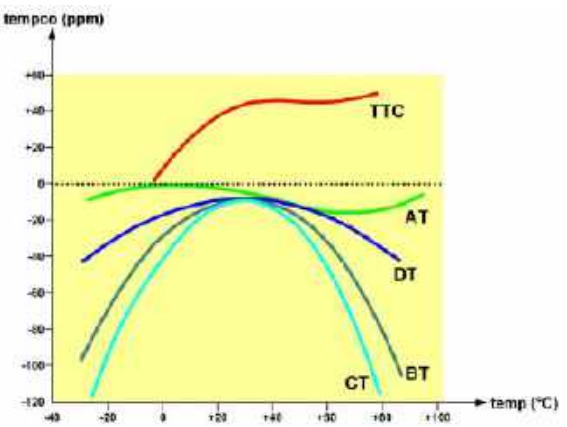
Oprócz najczęściej stosowanych cięć AT i Y, stosuje się również wiele innych cięć, takich jak DT, BT i CT. Są one używane głównie do produkcji rezonatorów o bardzo niskich częstotliwościach, ale mają słabą charakterystykę temperaturową.

Cięcie TTC

Na szczególną uwagę zasługuje cięcie TTC, tak zwane „Thermal Transient Compensated". Charakteryzuje się ono słabą stabilnością w niskich temperaturach, ale bardzo wysoką stabilnością w wysokich temperaturach. Takie rezonatory idealnie nadają się zatem do budowy oscylatorów o bardzo stabilnej częstotliwości, w których sam rezonator jest utrzymywany w stosunkowo wysokiej temperaturze za pomocą termostatu elektronicznego i elementu grzejnego. Układy takie nazywane są „OCXO", czyli „Oven-Controlled Xtal Oscillator".

Współczynnik temperaturowy cięć

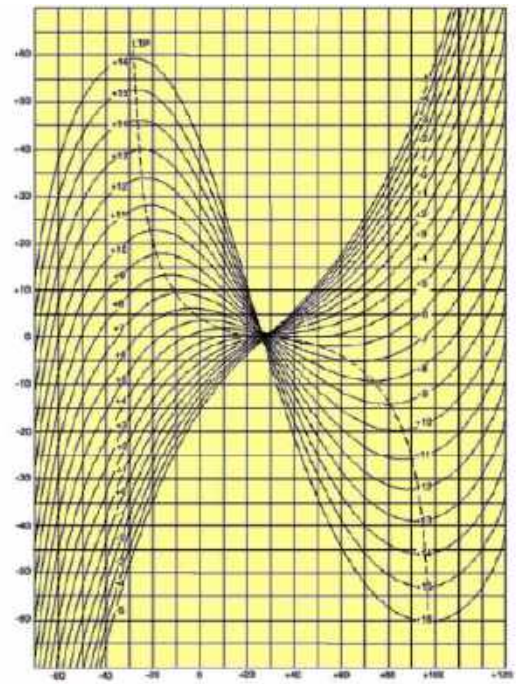
Zależność współczynnika temperatury od kąta cięcia przedstawiono na poniższym wykresie.



Współczynnik temperaturowy różnych cięć (©2022 Jos Verstraten)

Ponieważ cięcie AT jest najczęściej stosowane w praktyce, właściwości temperaturowe tych rezonatorów są omówione bardziej szczegółowo. Bardzo małe zmiany kąta cięcia mają bardzo duży wpływ na współczynnik temperatury. Jest to dobrze widoczne na poniższym wykresie. Liczby na wykresie wskazują odchylenie cięcia w minutach stopnia. To wyraźnie pokazuje, że nawet najmniejsze odchylenie od idealnego kąta cięcia ma duży wpływ na współczynnik temperaturowy!

eprasa.pl e9d8143d34



Wpływ kąta cięcia na współczynnik temperaturowy w rezonatorach AT (© 4timing)

Częstotliwość jako funkcja grubości cięcia

Częstotliwość rezonansowa rezonatora zależy przede wszystkim od kąta cięcia i grubości wyciętej płytki. Częstotliwość jest odwrotnie proporcjonalna do grubości płytki. Na przykład dla cięcia AT, dla płytki o grubości 1 mm częstotliwość jest w przybliżeniu równa 1,675 MHz. Kwarc jest bardzo twardym materiałem, i przez to jest bardzo trudny w obróbce. Cięcie i szlifowanie płytek uszkadza strukturę powierzchni kryształu. Można temu zaradzić poprzez chemiczne wytrawianie lub mechaniczne polerowanie powierzchni. Jednak te operacje wykończeniowe sprawią, że płytka będzie nieco cieńsza, zwiększając częstotliwość rezonansową. Można temu zaradzić, naparowując cienką warstwę złota na płytce. Warstwa złota o grubości jednego atomu zmienia częstotliwość rezonansową płytki o 2 ppm (części na milion).

Budowa rezonatorów kwarcowych

Rezonatory kwarcowe z wyprowadzeniami

Rezonatory kwarcowe z wyprowadzeniami są dostarczane w standardowych obudowach z kodem HC. Po doprowadzeniu okrągłych płytek do odpowiedniej grubości, są one wbudowywane w metalowe lub szklane obudowy. Płytka jest umieszczona pomiędzy dwiema elektrodami, z których każda jest przyspawana do przewodu nośnego, zgodnie z poniższym rysunkiem. Przewody nośne wychodzą przez izolowaną płytę podstawy. Płyta podstawy jest zamontowana w metalowej lub szklanej obudowie. Sposób wykonania obudowy ma wpływ na własności gotowego rezonatora.



Budowa rezonatora HC (©2022 Jos Verstraten)

Metalowa obudowa

W tym rozwiązaniu metalowa podstawka jest przymocowana do pokrywy wykonanej z niklowanej blachy stalowej za pomocą zgrzewania oporowego. Hermetyczna obudowa jest cynowana, aby uniknąć korozji i problemów z lutowaniem.

Głównymi zaletami metalowej obudowy są jej niski koszt i łatwość zastosowania w automatycznych maszynach lutowniczych. Wadą jest jednak to, że z czasem metalowa obudowa może wydzielać substancje, które zaczynają przylegać do płytki. Proces ten nazywany jest starzeniem się rezonatora. W rezultacie częstotliwość rezonansowa zaczyna się zmieniać, a właściwości takie jak współczynnik jakości mogą ulec pogorszeniu.

Szklana obudowa

Hermetycznie zamknięta szklana obudowa została znacznie udoskonalona na przestrzeni lat. Szklana podstawka posiada rowek wzdłuż krawędzi, w którym umieszczony jest pierścień ze specjalnego stopu o nazwie Kovar. Na podstawkę nasadzana jest szklana bańka, a pierścień jest rozgrzewany za pomocą zgrzewarki indukcyjnej, dzięki czemu tworzy się hermetyczne i trwałe połączenie.

Choć rezonator w obudowie szklanej jest znacznie droższy od rezonatorów w obudowach metalowych, taka konstrukcja ma swoje zalety:

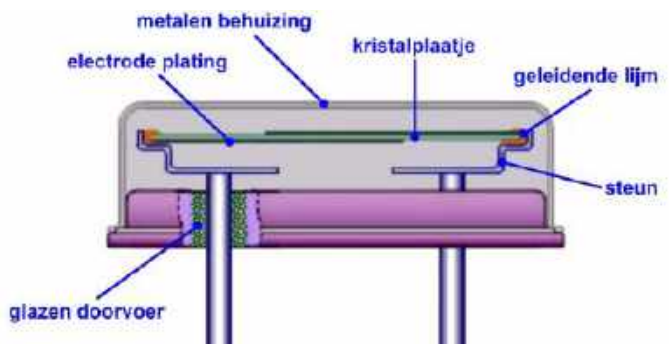
- szkło jest chemicznie obojętne i nie wydziela substancji, które mogłyby wpływać na płytkę rezonatora i elektrody,
- szklana bańka może być całkowicie odgazowana w temperaturze do 500 stopni w warunkach wysokiej próżni,
- szkło ma mniejszą przepuszczalność niż metal, dlatego hermetyczne uszczelnienie jest idealne, a gazy nie mogą przeniknąć przez szklaną podstawkę,
- rezonatory w szklanych obudowach mogą być używane w temperaturach roboczych do 300 stopni.

Znormalizowane obudowy HC dla rezonatorów do montażu przewlekanego

Rezonatory w metalowych obudowach z wyprowadzeniami do montażu przewlekanego są oferowane w znormalizowanych obudowach. Są one zwykle nazywane zgodnie z amerykańskim kodowaniem HC-xx/U, gdzie xx jest liczbą określającą wymiary. Poniższy rysunek przedstawia wymiary najczęściej stosowanych obudów HC.

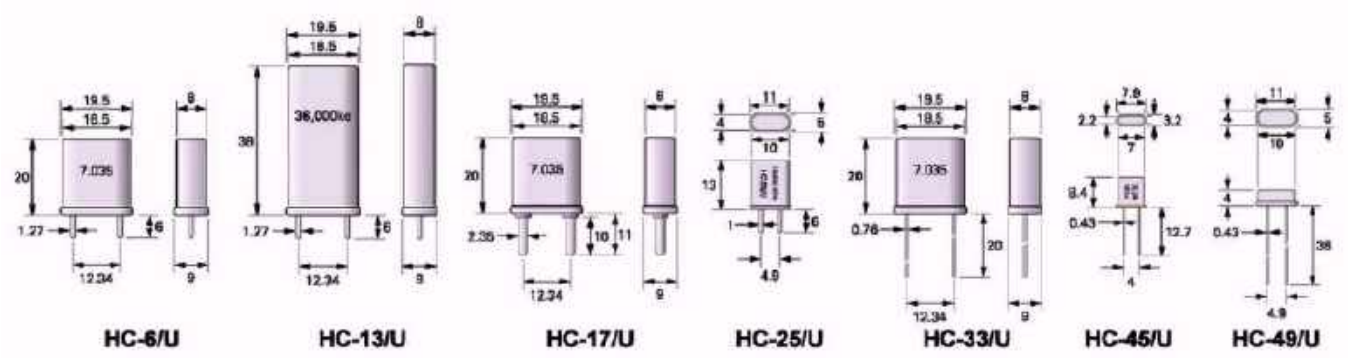
Obecnie stosowana jest głównie obudowa HC-49/U. Dzięki wysokości 4 mm jest ona tak niska, że zmieści się nawet wewnątrz podstawki układu scalonego. Każdy, kto kiedykolwiek lutował chińskie zestawy wie, że ich projektanci często wykorzystują tę cechę i umieszczają rezonator kwarcowy z dwoma towarzyszącymi mu kondensatorami wewnątrz podstawki mikrokontrolera.

Oczywiście płytka kwarcu nie może być wtedy zamontowana pionowo w obudowie. Stosuje się wtedy poniższe rozwiązanie, w którym płytka leży poziomo w płaskiej obudowie praktycznie na wyprowadzeniach. Płytka nie jest teraz okrągła, ale prostokątna i ma po obu stronach



Wnętrze rezonatora HC-49/U (© 2022 Jos Verstraten)

eprasa.pl e9d8143d34

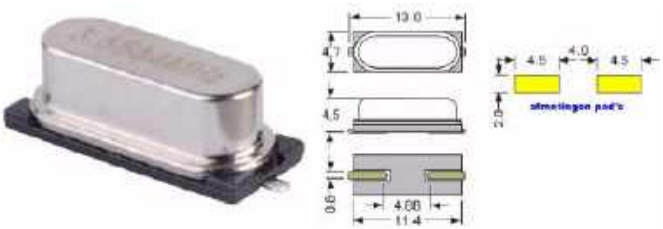


Wymiary obudów HC (©2022 Cryptomuseum/Jos Verstraten)

naparowaną warstwę metalu. Warstwy te są przymocowane za pomocą kleju przewodzącego prąd do dwóch wsporników, które zostały najpierw przyspawane do wyprowadzeń. Wyprowadzenia te przechodzą przez szklane kulki wtopione w podstawkę, co zapewnia izolację galwaniczną i hermetyczność obudowy.

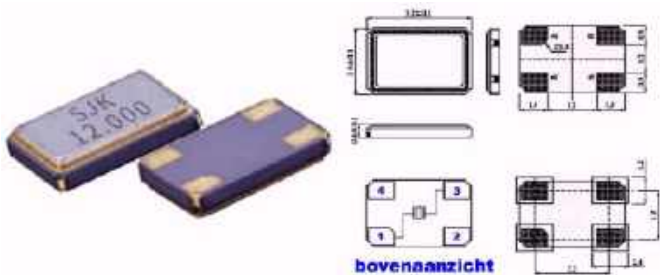
Rezonatory SMD

Obudowa HC-49 jest również oferowana w wersji SMD, patrz rysunek poniżej. Rezonator jest zamontowany na podstawce, która ma dwa miedziane paski wystające nieco u dołu. Paski te można przylutować do padów płytki drukowanej.



Rezonator HC-49 w wykonaniu SMD (© Conrad Electronic)

Ponadto w dzisiejszych czasach można kupić Rezonatory w prawdziwych obudowach SMD o znacznie mniejszych wymiarach niż zmodyfikowane typy HC-49. Na rynku dostępne są różne wersje, ale poniższy obrazek przedstawia wersję SMD3225, na którą często można natknąć się na stronach różnych dostawców. Rezonatory te kosztują mniej niż dwadzieścia eurocentów! Pola lutownicze 2 i 4 są połączone z metalową obudową rezonatora.



Rezonator w prawdziwej obudowie SMD: SMD3225 (© Alibaba)

Montaż rezonatorów

Chociaż w zasadzie możliwe jest wlutowanie rezonatorów przewlekanych bezpośrednio w płytkę drukowaną, możliwe jest stosowanie specjalnych podstawek dostarczanych przez różnych producentów. Poniższy rysunek przedstawia taką podstawkę firmy Fischer Elektronik. Taka podstawka jest dość droga w porównaniu do ceny samego rezonatora, a mianowicie kosztuje nieco ponad jedno euro. Podstawki



Podstawka PCB dla rezonatora (© Fischer Elektronik)

te można przylutować do płytki drukowanej, a następnie umieścić w nich rezonatory, tak jak układy scalone.

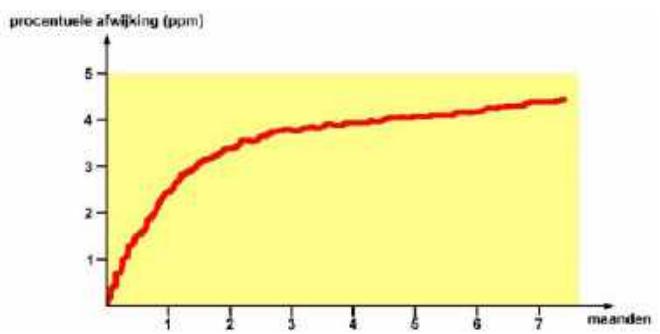
Zamiast gotowej podstawki można użyć dwóch pinów z podstawki precyzyjnej pod układ scalony. W sprzedaży dostępne są listwy takich pinów do samodzielnego odłamywania – przypis tłumacza.

Właściwości elektryczne rezonatorów

Starzenie się rezonatorów

Charakterystyka rezonatora kwarcowego zmienia się wraz ze starzeniem się komponentu. Jeden z głównych powodów został już podany: migracja zanieczyszczeń z obudowy do płytki krzemowej. Ponadto, migracja będzie miała miejsce również z powierzchni płytki do obudowy, przez co płytka stanie się nieco cieńsza. Wreszcie, charakterystyka drgań płytki będzie się powoli zmieniać. Wydaje się, że płytka staje się „sztywniejsza" im dłużej wibruje. Jeśli zsumujemy wszystkie te efekty, otrzymamy średni efekt starzenia wynoszący około 10 części na milion rocznie dla rezonatorów w metalowych obudowach i 2 części na milion rocznie dla części w szklanych obudowach. Ten efekt starzenia, jak pokazuje wykres na poniższym rysunku, nie jest efektem liniowym. Efekt ten jest najsilniejszy w pierwszych miesiącach pracy rezonatora.

Efekt starzenia oznacza, że wysoce krytyczne oscylatory kwarcowe, stosowane na przykład w precyzyjnych cyfrowych miernikach częstotliwości, muszą być regularnie kalibrowane.



Starzenie się rezonatora (©2022 Jos Verstraten)

eprasa.pl e9d8143d34

Efekty środowiskowe

Starzenie się rezonatora nie jest jedynym czynnikiem wpływającym na jego dokładność. Inne czynniki wpływające na częstotliwość rezonansową rezonatora to między innymi:

- **Temperatura.** Częstotliwość oscylatora kwarcowego zależy od jego temperatury i należy to uwzględnić w praktyce. W przypadku bardzo krytycznych zastosowań należy ustabilizować temperaturę komponentu, w przeciwnym razie częstotliwość nie będzie stabilna!

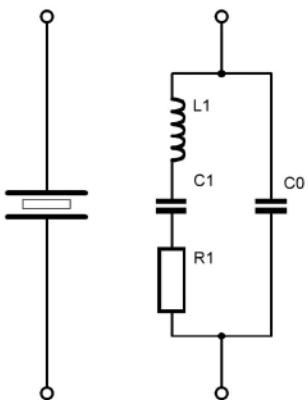
  Rezonatory kwarcowe 32,768 kHz stosowane w zegarkach są zoptymalizowane tak, by osiągnąć pożądaną częstotliwość w temperaturach bliskich temperaturze ludzkiego ciała – przypis tłumacza.
- **Wstrząsy mechaniczne.** Jeśli rezonator zostanie poddany znacznym przyspieszeniom, tj. wstrząsom mechanicznym, częstotliwość rezonansowa komponentu może ulec zmianie. Efekt ten występuje nie tylko podczas wstrząsów, ale może powodować trwałe odchylenia ppm. Dlatego z rezonatorami należy obchodzić się ostrożnie i nie upuszczać ich zbyt często!
- **Odwracanie rezonatora.** Choć może się to wydawać szalone, jeśli obrócisz rezonator w jego podstawce, częstotliwość rezonansowa może się zmienić o kilka części na milion i wydaje się być konsekwencją wpływu grawitacji ziemskiej na płytkę rezonatora.

Podsumowując, oscylator kwarcowy nie wydaje się być tak idealnym obwodem, jak można by się początkowo spodziewać. Jednak większość wymienionych efektów ma wpływ na stabilność częstotliwości, który można wyrazić jedynie w częściach na milion. Jest to ważne, jeśli potrzebny jest prawdziwy wzorzec częstotliwości dla dokładnego cyfrowego miernika częstotliwości, ale całkowicie nieistotne, jeśli rezonator pracuje jako zegar mikrokontrolera albo oscylator lokalnego odbiornika lub nadajnika radiowego.

Schemat zastępczy rezonatora

Można utworzyć tak zwany schemat zastępczy każdego komponentu elektronicznego. Jest to szeregowo-równoległy obwód rezystorów, kondensatorów i cewek, który dokładnie naśladuje właściwości elektryczne komponentu. Schemat zastępczy i symbol rezonatora kwarcowego pokazano na poniższym rysunku. Cztery elementy reprezentują:

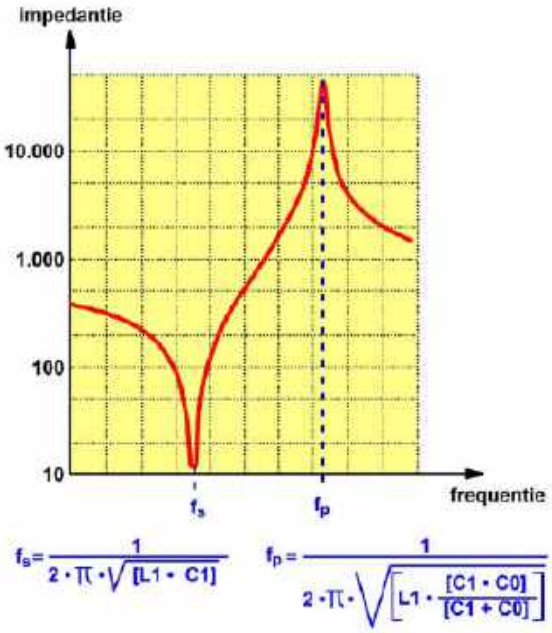
- L1, masa rezonansowa płytki kwarcu;
- C1, sprężystość płytki;
- R1, straty tarcia podczas oscylacji;
- C0, pojemność płytki kwarcu i pojemność obudowy.



Symbol i schemat zastępczy rezonatora (©2022 Jos Verstraten)

Charakterystyka impedancji rezonatora

Rezonator składa się z dwóch obwodów LC, obwodu szeregowego złożonego z C1 i L1 oraz obwodu równoległego złożonego z C0 i L1. Oczywiste jest, że rezonator zachowuje się jak każdy inny szeregowo-równoległy obwód cewek i kondensatorów. Jeśli podłączysz do generatora wysokiej częstotliwości i zmierzysz impedancję elementu dla różnych częstotliwości, pojawi się charakterystyka przedstawiona na poniższym rysunku. Przy określonej częstotliwości fs występuje minimalna impedancja. Częstotliwość ta odpowiada szeregowej częstotliwości rezonansowej rezonatora. Przy nieco wyższej częstotliwości fp występuje maksymalna impedancja. Częstotliwość ta jest równoległą częstotliwością rezonansową elementu. Częstotliwość



Impedancja rezonatora w funkcji częstotliwości (©2022 Jos Verstraten)

fs jest określana przez szeregowe połączenie L1 i C1, a częstotliwość fp przez równoległe połączenie C0 z tym obwodem.

Należy zauważyć, że pionowa oś impedancji ma skalę logarytmiczną, a zatem istnieje dość duża różnica między szeregową i równoległą impedancją rezonansową rezonatora.

Częstotliwości rezonansowe

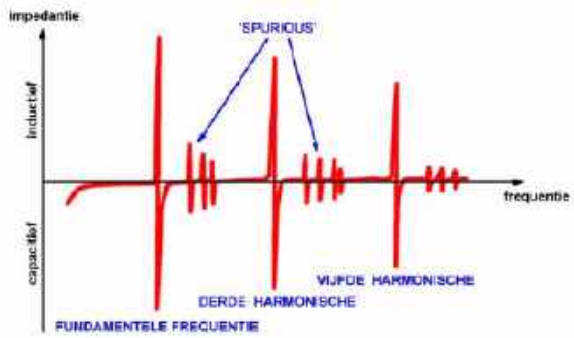
Można, zgodnie z prawami matematycznymi, obliczyć dokładną wartość obu częstotliwości rezonansowych na podstawie wartości elementów L1, C0 i C1. Wzory te podano na powyższym rysunku. W rezonansie szeregowym występuje przesunięcie fazy o zero stopni. Jest to ważny fakt przy projektowaniu obwodów oscylatora! Ze schematu zastępczego i wzorów rezonansowych jasno wynika, że można wpływać na częstotliwość rezonansu równoległego poprzez równoległe połączenie kondensatora z rezonatorem. Dzieje się tak dlatego, że wtedy wartość C0 jest zmieniana, a to ona określa wartość fp.

W praktycznym obwodzie zawsze wprowadzana jest pewna pojemność równoległa. Rezonatory przeznaczone do pracy w rezonansie równoległym są zawsze kalibrowane dla określonej wartości równoległej pojemności zewnętrznej. W większości przypadków ta zewnętrzna pojemność wynosi od dwudziestu do trzydziestu pikofaradów. Wpływ tej zewnętrznej pojemności na dokładność częstotliwości oscylatora jest dość duży. Zmiana o zaledwie 0,5 pF w stosunku do wartości 20 pF powoduje już błąd częstotliwości wynoszący około 10 części na milion. Nie można więc po prostu podłączyć równolegle dowolnego kondensatora ceramicznego, ale należy szukać części o minimalnym współczynniku temperaturowym.

Różne tryby wibracji

Rezonatory mogą pracować na ich szeregowej lub równoległej częstotliwości rezonansowej. Zależy to od obwodu, w którym znajduje się komponent. Ponieważ częstotliwość równoległego trybu rezonansowego można łatwo zmieniać poprzez równoległe połączenie trymera, tryb ten będzie używany w większości przypadków. Rezonatory można jednak również dostroić do ich częstotliwości harmonicznych. Ten sposób pracy nazywa się pracą „overtonową". Wynika to z mechanicznej natury drgań rezonatora, który poza swoimi podstawowymi częstotliwościami rezonansowymi posiada szereg częstotliwości harmonicznych, co przedstawia poniższy wykres. Wykres ten pokazuje nie

eprasa.pl e9d8143d34



Pełny dryft impedancji rezonatora (©2022 Jos Verstraten)

tylko gradient impedancji, ale także indukcyjne lub pojemnościowe zachowanie rezonatora. Wyraźnie pokazuje, że po punktach fs i fp można znaleźć wiele częstotliwości, przy których rezonator ma minimalną lub maksymalną impedancję. Zasadniczo możliwe jest wymuszenie oscylacji przy wszystkich tych częstotliwościach. W praktyce jednak używa się tylko trzeciej i piątej harmonicznej.

Częstotliwości „pozorne"

Po szczytowych wartościach fp na powyższym wykresie widoczne są niewielkie szczyty impedancji. Występują one przy częstotliwościach nazywanych pozornymi. Chociaż większość pozornych pików znajduje się kilkadziesiąt kHz powyżej pożądanego rezonansu, ich współczynnik temperaturowy jest znacznie większy niż w przypadku szeregowych lub równoległych pików fs i fp. W rezultacie, zwiększając temperaturę rezonatora kwarcowego, dobrze dostrojony oscylator może nagle zacząć oscylować na jednej z „pozornych" częstotliwości i utrzymywać się na niej.

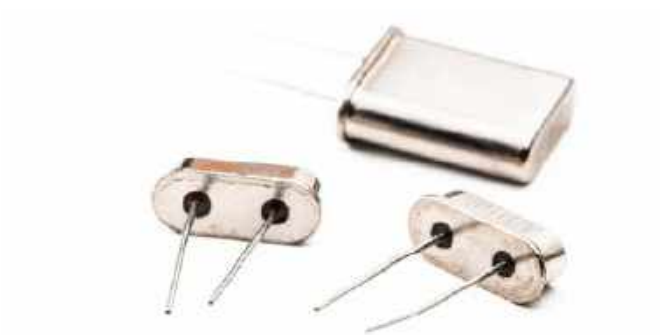
Współczynnik dobroci rezonatora

W każdym praktycznym obwodzie amplituda drgań na rezonatorze będzie zależeć od współczynnika dobroci Q komponentu. Współczynnik ten jest w dużej mierze określany przez wartość R1 ze schematu zastępczego.

Dobroć rezonatora w rezonansie równoległym jest definiowana przez tak zwaną „równoważną rezystancję równoległą" EPR. Im wyższa wartość EPR, tym wyższa dobroć rezonatora. W rezonansie szeregowym obowiązuje wartość ESR, „równoważna rezystancja szeregowa". Teraz jest odwrotnie, im mniejsza wartość ESR, tym wyższa dobroć rezonatora. EPR i ESR to wartości, które są trudne do przewidzenia podczas cięcia płytek z kryształu bazowego. Często EPR będzie różnić się więcej niż pięciokrotnie między identycznymi typami rezonatorów. Oczywiście wszystkie rezonatory danego typu mają minimalny EPR i to właśnie tę wartość należy mieć na uwadze podczas projektowania obwodów.

Moc rozproszona

Gdy rezonator jest używany w oscylatorze, na komponencie generowane jest pewne zmienne napięcie. Napięcie to rozprasza pewną moc w EPR lub ESR. Jeśli na rezonatorze generowane jest zbyt





duże napięcie, rozpraszana moc stanie się zbyt duża. Ma to trzy negatywne konsekwencje:

- niepożądane oscylacje mogą wystąpić na jednym ze szczytów po fp,
- rozpraszanie może nagrzewać płytkę rezonatora, powodując tymczasowe zmiany częstotliwości,
- duża amplituda drgań powoduje naprężenia mechaniczne w płytce, trwale wpływając na częstotliwość rezonansową.

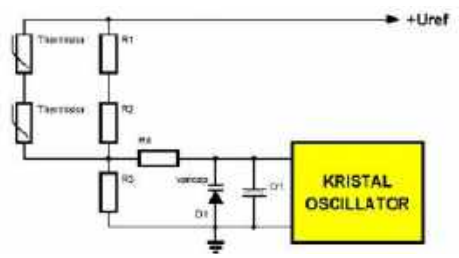
Dlatego ważne jest, aby napięcie na rezonatorze było jak najmniejsze. Ale z drugiej strony, sygnał nie powinien być zbyt mały, ponieważ wtedy obwód często nie będzie oscylował po włączeniu napięcia zasilania. Jest to spowodowane zjawiskiem nazywanym DLD (Drive Level Dependence) lub DLS (Drive Level Sensitivity). Dzieje się tak, ponieważ szeregowy ESR ma tendencję do zwiększania się, jeśli rezonator nie pracuje przez jakiś czas. Jeśli zasilisz rezonator zbyt małym sygnałem, konsekwencją będzie to, że oscylator nie będzie chciał oscylować po pewnym okresie spoczynku.

Ogólnie rzecz biorąc zalecane są następujące moce wyjściowe dla rezonatorów:

- 1 MHz do 3 MHz na tonie podstawowym: 1 mW,
- 3 MHz do 20 MHz na tonie podstawowym: 0,5 mW,
- ponad 20 MHz na tonie podstawowym: 0,2 mW,
- 20 MHz do 140 MHz na harmonicznych (praca overtonowa): 0,5 mW.

Kompensacja temperaturowa za pomocą termistorów

Częstotliwość rezonatora zależy od jego temperatury. Jeśli nie można kontrolować tego czynnika, rozsądnie jest zastosować zewnętrzną kompensację. Poniższy rysunek przedstawia obwód, który to umożliwia. W tym obwodzie dioda pojemnościowa (warikap) jest podłączona równolegle do rezonatora. Dioda ta musi być włączona w kierunku zaporowym, a jej pojemność zależy od napięcia na niej występującego. Napięcie to jest dostarczane z dodatniego stabilnego źródła napięcia odniesienia +Uref za pomocą pary termistorów lub rezystorów wrażliwych na temperaturę. Termistory dostarczają sygnał sterujący dla warikapu, który dostosowuje swoją pojemność, aby obwód oscylował ze stałą częstotliwością.



Sposób kompensacji temperaturowej rezonatora (©2022 Jos Verstraten)

Oczywiście nie można zaprojektować takich obwodów samodzielnie, chyba że ma się do dyspozycji komorę termiczną i ogromną cierpliwość. Jednak kilku producentów dostarcza gotowe oscylatory kwarcowe z kompensacją temperatury w pojedynczej obudowie, w których można uzyskać stabilność do 1 części na milion. Taki gotowy oscylator nazywa się TCXO – Temperature Compensated Xtal Oscillator. ■

Jos Verstraten

eprasa.pl e9d8143d34

Miernik wielofunkcyjny FNIRSI DSO-TC3

Tester półprzewodników, woltomierz, miernik RLC, tester ciągłości obwodu, oscyloskop, generator funkcyjny, dekoder IR, źródło napięcia. Z DSO-TC3 od FNIRSI możesz zrobić wszystko! Ale jak dokładnie działają te wszystkie funkcje? Przetestowaliśmy to!

Wprowadzenie do DSO-TC3 firmy FNIRSI

Co to jest DSO-TC3? Sam producent nazywa DSO-TC3 „multimetrem cyfrowym". W tym przypadku nie należy jednak myśleć o standardowej interpretacji słowa „multimetr", ponieważ wtedy wyrządza się temu wyjątkowemu miernikowi wielką niesprawiedliwość. W rzeczywistości DSO-TC3 może zrobić znacznie więcej niż standardowy multimetr i dlatego lepiej nazwać go „warsztatowym przyrządem wielofunkcyjnym":

- pomiar napięcia DC do 40 V z rozdzielczością 1 mV,
- identyfikacja półprzewodników,
- pomiar napięcia Zenera do 24 V,
- pomiar rezystorów, kondensatorów i cewek,
- pomiar przewodności (ciągłości),
- odczyt czujnika temperatury DS18B20,
- odczyt czujnika temperatury i wilgotności względnej DHT11.

Ponadto urządzenie to spełnia również następujące funkcje:

- oscyloskop do 500 kHz,
- pełny generator funkcyjny do 100 kHz o amplitudzie 3,3 V,
- źródło napięcia DC do 3,3 V,
- dekoder kodów IR.

Informacje wstępne o DSO-TC3. DSO-TC3 mieści się w plastikowej obudowie o wymiarach 110 mm × 76 mm × 30 mm i waży 128 gramów. Z tyłu znajduje się rozkładany uchwyt, umożliwiający umieszczenie urządzenia w pozycji wygodnej do odczytu na stole.

Miernik jest zasilany z wewnętrznego akumulatora litowo-polimerowego o pojemności 1500 mAh, który można ładować przez złącze USB-C ze standardowego źródła zasilania 5 V. Maksymalny prąd ładowania wynosi 0,78 A. Zmierzyliśmy, że przy w pełni naładowanym akumulatorze można pracować z miernikiem przez około sześć i pół godziny.

Urządzenie komunikuje się z użytkownikiem za pośrednictwem 2,4-calowego kolorowego ekranu TFT. DSO-TC3 jest sprzedawany pod marką FNIRSI przez chińską firmę Shenzhen FNIRSI Technology Co. z (oczywiście) Shenzhen (Red. Miernik DSO-TC3 jest oferowany jako oscyloskop w sklepie AVT – www.sklep.avt.pl).

DSO-TC3 węszy ze wszystkich stron. Niżej przedstawiamy trzy główne widoki tego urządzenia. Spód zawiera tylko złącze USB-C do podłączenia kabla ładującego. Górna strona jest bardziej interesująca i zawiera trzy gniazda MCX:

- IN(0...40 V): wejście dla funkcji pomiaru UDC
- DDS: wyjście generatora funkcyjnego
- DSO: wejście dla oscyloskopu

Na prawej stronie znajduje się mały otwór, za którym znajduje się przycisk reset. Pozwala to zresetować urządzenie w przypadku nieoczekiwanego zawieszenia. Jednak nigdy nie zdarzyło się to podczas żadnego z naszych eksperymentów.



1. Wygląd DSO-TC3 (© Banggood)



2. Trzy widoki DSO-TC3 (© 2023 Jos Verstraten)

eprasa.pl e9d8143d34



3. W zestawie DSO-TC3 (© 2023 Jos Verstraten)

Z przodu, na panelu z ekranem, znajduje się sześć przycisków, których należy używać do obsługi tego małego urządzenia. Pomimo mnogości funkcji, elementy sterujące są dość oczywiste. Obok tych przycisków znajduje się 14-pinowe gniazdo IC „zero insertion force" (gniazdo ZIF) z towarzyszącą mu małą rączką. Dlaczego nie zamontować trzech gniazd 2 mm na płycie czołowej? Potrzeba takiego gniazda IC jest dyskusyjna. Na ogół zamiast wtykać końcówki testowanych komponentów do maleńkich otworów tego gniazda, raczej podłączysz je za pomocą trzech dostarczonych kabelków. Szkoda, że FNIRSI niewolniczo podąża za niezliczonymi chińskimi producentami, którzy oferują testery półprzewodników z tak niezgrabnym gniazdem IC!

W zestawie. Wraz z miernikiem otrzymujesz całą gamę kabelków do podłączenia DSO-TC3 do świata zewnętrznego. Na poniższym obrazku pokazaliśmy wszystko, co otrzymujesz:

- trzy kable o długości 20 cm z sondami hakowymi pasujące do gniazda IC,
- kabel do ładowania o długości 45 cm łączący USB-C z USB-A,
- standardowa sonda pomiarowa ze złączem BNC i przełącznikiem 1/10 (Red. miernik jest oferowany na ogół z sondą),
- adapter BNC do MCX,
- kabel MCX o długości 60 cm, zakończony krokodylkami,
- dwujęzyczny podręcznik.

Wszystko to dostarczane jest w ładnym kartonowym pudełku, wewnętrznie wyposażonym w grubą piankową wkładkę, która dobrze chroni miernik. Pod tą wkładką jest miejsce na kable i instrukcję obsługi.

Podręcznik. Dostarczona instrukcja to bardzo dobrze wykonana 68-stronicowa broszura A-5 wyjaśniająca w języku chińskim i doskonałym angielskim wszystkie funkcje tego małego urządzenia. Zeskanowaliśmy angielską część i zapisaliśmy ją na naszym koncie na archive.org: https://archive.org/download/Chinese-producten-manuals/DSO_TC3_Multifunction_Tester_Manual.pdf.

Angielska część tej instrukcji zawiera pewne błędy. Na przykład twierdzi się tam, że zakres częstotliwości generatora funkcyjnego wynosi 10 kHz lub 100 kHz, w zależności od kształtu sygnału. W dostarczonym nam egzemplarzu wszystkie przebiegi można ustawić do 100 kHz. Co więcej, tranzystory są konsekwentnie nazywane „triodami", mimo że są to zupełnie inne komponenty. To, że dioda Zenera jest „regulated diode" również jest dla nas nowością.

Specyfikacje oscyloskopu

Według FNIRSI wbudowany oscyloskop ma następujące specyfikacje:

- częstotliwość próbkowania: 10 ms/s,
- analogowa szerokość pasma: 500 kHz,
- rezystancja wejściowa: 1 MΩ,
- czułość pionowa: 10 mV/div...10 V/div (sekwencja 1/2/5),
- wejście: AC/DC,
- podstawa czasu: 1 µs/div...10 s/div (sekwencja 1/2/5),
- tryb wyzwalania: Automatyczny/Normalny/Pojedynczy,
- typ wyzwalania: zbocze narastające lub opadające,
- dane liczbowe na ekranie: osiem danych numerycznych,
- ustawienie automatyczne: tak,
- RUN/STOP: tak.

Specyfikacje generatora funkcyjnego

- kształty sygnału: sinus, prostokąt, impuls, trójkąt, piłokształtny, napięcie DC,
- zakres częstotliwości: 1 Hz...100 kHz,
- rozdzielczość ustawienia częstotliwości: 1 Hz,
- amplituda napięcia: 0,1 V...3,3 V,
- rozdzielczość ustawienia napięcia: 0,1 V,
- rezystancja wyjściowa: nieokreślona.

Specyfikacje woltomierza prądu stałego

- zakres: 0 V_{DC}...40 V_{DC},
- rozdzielczość: 1 mV,
- rezystancja wejściowa: nieokreślona.

Specyfikacje testera półprzewodników

- rozpoznawalne komponenty: dioda, dioda Zenera, tranzystor bipolarny, MOSFET, tyrystor, triak,
- mierzone parametry: h_{fe}, U_{be}, I_c, I_{ceo}, I_{ces}, U_f, C_g, I_d, U_{gs}, R_{ds},
- identyfikacja połączeń: tak.

Wyświetlane parametry zależą oczywiście od testowanego komponentu.

Specyfikacje miernika RLC

- zakres pomiaru rezystancji: 0,01 Ω...50 MΩ,
- odczyt rezystancji: 3 i pół cyfry, tj.1999,
- zakres pomiaru pojemności: 5 pF...100 mF,
- odczyt pojemności: 3 i pół cyfry, tj. 1999,
- zakres pomiaru indukcji: 10 µH...1000 mH,
- odczyt indukcji: 3 i pół cyfry, tj.1999.

Elektronika w FNIRSI DSO-TC3

Otwieranie obudowy. Początkowo wydaje się, że obudowy nie da się otworzyć. Dokładniejszy ogląd ujawnia jednak, że czarna płyta czołowa jest zatrzaśnięta w niebieskiej obudowie i można ją łatwo oddzielić za pomocą noża. Pod płytą czołową znajdują się cztery małe śrubki, które łączą obie części obudowy. Wskazówka. Jeśli kiedykolwiek będziesz chciał otworzyć DSO-TC3, po zdjęciu czarnej płyty czołowej przymocuj wyświetlacz do niebieskiej części obudowy za pomocą kilku kawałków taśmy klejącej.

Elektronika. Po otwarciu obudowy okazuje się, że cała elektronika znajduje się na jednej płytce drukowanej. Na zdjęciu widać trzy gniazda

eprasa.pl e9d8143d34



4. Elektronika w obudowie (© 2023 Jos Verstraten)

MCX, które bez dodatkowego mocowania mechanicznego są przylutowane bezpośrednio do płytki PCB. Ponieważ podczas podłączania i odłączania kabli na te gniazda wywierane są dość duże siły, na dłuższą metę nie jest to zbyt niezawodne rozwiązanie.

Układ TC4056A jest używany jako ładowarka akumulatora. Wyższe napięcia zasilające dla elektroniki analogowej są generowane z niskiego napięcia akumulatora za pomocą pompy ładunku. Konwerter napięcia 7660 służy do generowania ujemnego napięcia zasilania.

Na płytce drukowanej rozpoznajemy również multiplekser analogowy CD4051 i COS724. Jest to uniwersalny wzmacniacz chińskiej marki Cosinus. Nie możemy znaleźć żadnych informacji o układzie MZE6247. Pośrodku PCB znajduje się układ FPGA (Field Programmable Gate Array), bez wątpienia zaprogramowany specjalnie dla tego urządzenia, bez żadnej identyfikacji.

To, co nas intryguje, to dolna połowa płytki drukowanej. Znajdują się tam nie mniej niż 33 pozornie identyczne tranzystory, wraz z dziesiątkami rezystorów. Można by pomyśleć o staromodnym konwerterze trójkąt-sinusoida, stosowanym na przykład w XR2206. Ale w tak nowoczesnym urządzeniu jak DSO-TC3, sinus będzie bez wątpienia generowany przez przetwornik cyfrowo-analogowy z filtrem dolnoprzepustowym. Być może któryś z naszych czytelników będzie w stanie dowiedzieć się, do czego służą te wszystkie tranzystory.

Praca z FNIRSI DSO-TC3

Włączenie. Urządzenie włącza się po krótkim naciśnięciu czerwonego przycisku „Enter". Natychmiast pojawi się ekran wyboru, na którym można wybrać jedną z czterech głównych funkcji urządzenia za pomocą przycisków „◄" i „►":

- Generator,
- Tools (narzędzia),
- M-tester,
- Oscilloscope (oscyloskop).

Wybór zostanie potwierdzony po naciśnięciu przycisku „OK/MENU".

Praca z generatorem. Po wybraniu tej funkcji na wyświetlaczu pojawi się poniższy ekran. Rozpocznij od wybrania żądanego kształtu sygnału za pomocą przycisków „▼" i „▲":

- Sine (sinusoidalny),
- Square (prostokątny),
- Puls (impulsowy),
- Triangle (trójkątny),



5. Cztery główne funkcje (© 2023 Jos Verstraten)

- Ramp (rampowy),
- DC (napięcie stałe).

Następnie naciśnij „►/HOLD", a następnie „▼" i „▲", aby wybrać wielkość (częstotliwość, napięcie, cykl pracy) do regulacji. Następnie ponownie naciśnij „►/HOLD", możesz użyć „▼" i „▲", aby dostosować wartość wielkości. Na koniec naciśnij dwukrotnie „◄/RUN", aby zakończyć programowanie.

Należy pamiętać, że napięcie nie reprezentuje wartości skutecznej, ale wartość amplitudy.

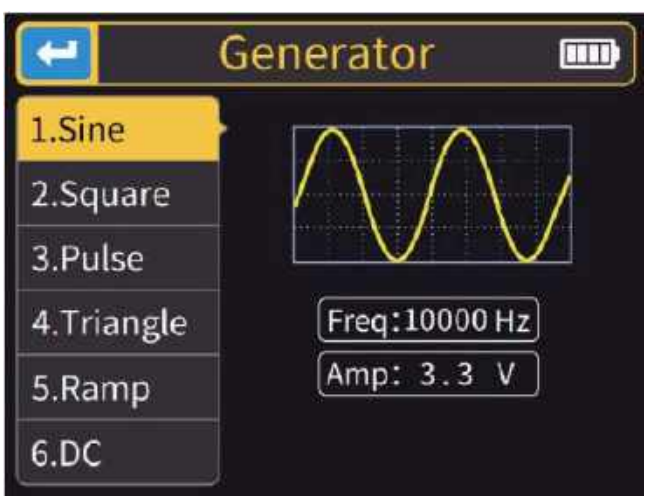
Praca z oscyloskopem. Po wybraniu tej funkcji na wyświetlaczu natychmiast pojawia się poniższy ekran. Osiem danych numerycznych jest automatycznie wyświetlanych na obrazie oscyloskopu, co jest nieco irytującą praktyką. W rzeczywistości większość tych danych nie jest zbyt istotna i po prostu przeszkadza. Na szczęście dane te można usunąć z ekranu poprzez długie naciśnięcie przycisku ►/HOLD.

Po naciśnięciu przycisku „OK/MENU" aktywowana zostanie funkcja automatyczna, a oprogramowanie wyszuka najlepsze ustawienia dla oferowanego sygnału.

Oczywiście oscyloskop można również skonfigurować ręcznie. Poniżej ekranu znajdują się cztery żółte pola danych reprezentujące główne ustawienia oscyloskopu. Jedno z tych pól można wybrać za pomocą przycisków „◄/RUN" i „►/HOLD". Oprócz czterech wymienionych ustawień, w ten sposób można również wybrać ustawienia wyzwalania, linię bazową i poziom wyzwalania. Wybrana opcja jest wyświetlana na niebiesko. Następnie można dostosować jej wartość za pomocą przycisków „▼" i „▲".

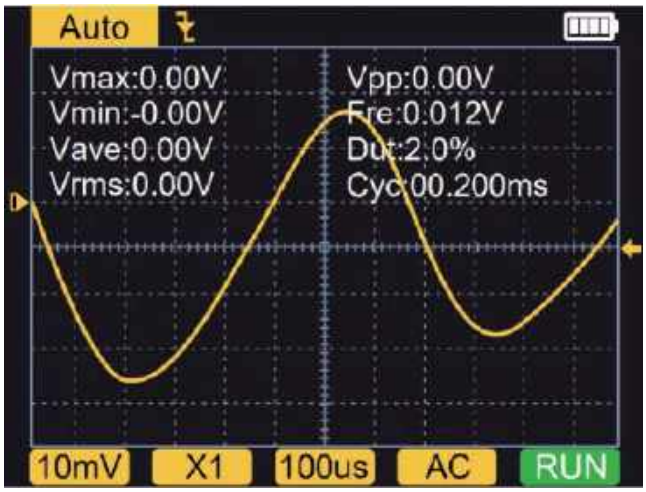
Długie naciśnięcie przycisku „◄/RUN" powoduje przejście oscyloskopu z trybu „RUN" do trybu „STOP" i zatrzymanie obrazu.

Praca z urządzeniem M-Tester. Po wybraniu funkcji „M-Tester" na wyświetlaczu pojawi się poniższy ekran. Następnie należy podłączyć testowany lub mierzony element do gniazda IC. W przypadku diod Zenera należy użyć styków „A" i „K", gdzie „A" odnosi się oczywiście do anody, a „K" do katody. Wszystkie inne komponenty powinny być podłączone do styków „1", „2" i (jeśli dotyczy) „3". Następnie należy



6. Programowanie generatora funkcyjnego (© FNIRSI)

eprasa.pl e9d8143d34



7. Ekran oscyloskopu (© FNIRSI)



9. Ekran otwierający funkcję „Narzędzia" (© FNIRSI)

nacisnąć przycisk „OK/MENU". DSO-TC3 powie „testowanie", a po kilku sekundach wyniki pojawią się na ekranie.

Praca z narzędziami. Zabawne jest to, że programiści popełnili błąd na ekranie otwierającym tę funkcję. Zamiast „Continuity" jako pierwszej opcji, pojawia się chińskie słowo „Tongduan". Funkcja ta umożliwia dokonywanie różnych pomiarów:

- **Tongduan:** miernik wyemituje sygnał dźwiękowy, jeśli rezystancja między dwoma połączeniami jest mniejsza niż 100 Ω.
- **Voltage (napięcie):** mierzy napięcia stałe do 40 V.
- **DS18B20:** wyświetla temperaturę zarejestrowaną przez ten popularny czujnik temperatury firmy Dallas. Zakres od 0°C do +85°C.
- **DHT11:** to samo dotyczy tego równie popularnego chińskiego czujnika temperatury i wilgotności względnej. Zakres od 0°C do +60°C i od 5% wilgotności względnej do 95% wilgotności względnej.
- **IR Decode (dekodowanie IR):** dekoduje kody podczerwieni przesyłane przez pilota na podczerwień zgodnie z protokołem NEC. Jednak większość pilotów zdalnego sterowania używanych w Europie nie obsługuje tego protokołu. DSO-TC3 nie może obsługiwać tych europejskich systemów.
- **Caliberate (kalibracja):** kalibracja miernika, która sprowadza się do kompensacji efektów pasożytniczych dla kabli połączeniowych.

Menu „Ustawienia". Długie naciśnięcie przycisku „◀/RUN" spowoduje wyświetlenie na ekranie poniższego menu konfiguracji. Opcje tego menu są oczywiste i nie wymagają objaśnień.



8. Ekran początkowy funkcji „M-Tester" (© FNIRSI)



10. Menu „Ustawienia" (© FNIRSI)

Testowanie woltomierza napięcia stałego

Dokładność pomiaru napięć stałych. W tym i kolejnych testach wielkości mierzone lub generowane przez DSO-TC3 są porównywane z naszym sprzętem laboratoryjnym. Do pomiaru napięcia stałego używany jest przyrząd Fluke 8842A. Ustawiliśmy napięcia testowe za pomocą liniowo stabilizowanego zasilacza, dla napięć do 1 V włącznie użyliśmy dzielnik napięcia 1/9. Wyniki tych pomiarów przedstawiono w **tabeli 1**.

Rezystancja wejściowa. Aby mierzyć napięcia stałe z rozdzielczością do 1 mV, rezystancja wejściowa miernika musi być dość wysoka, co najmniej 10 MΩ. Wynika to z faktu, że rezystancja ta obciąża węzeł mierzonego obwodu, w wyniku czego zawsze mierzone jest niższe napięcie niż bez podłączonego woltomierza. Zmierzyliśmy ten parametr, włączając nasz multimetr ET3255 firmy East Tester szeregowo z dodatnim przewodem pomiarowym, przełączanym jako miernik µA. Przy napięciu wejściowym 10 V zmierzyliśmy prąd o natężeniu 62,29 µA. Korzystając z prawa Ohma, można obliczyć, że odpowiada to rezystancji wejściowej około 160 kΩ. To o wiele za mało, aby dokonać pomiarów z dokładnością do 1 mV! Rzeczywiście, podłączenie tak niewielkiej rezystancji powoduje, że napięcie w punkcie pomiarowym może być o dziesiątki mV niższe niż bez miernika. Ten błąd pomiarowy sprawia, że pomiar z rozdzielczością 1 mV jest sensowny tylko w przypadku, gdy mierzymy napięcie ze źródła o bardzo małej rezystancji wewnętrznej.

eprasa.pl e9d8143d34

Tabela 1. Dokładność pomiaru napięć stałych (© 2023 Jos Verstraten)

Napięcie do zmierzenia	Zmierzono za pomocą DSO-TC3	Zmierzono za pomocą 8842A
10 mV	0,000 V	10,012 mV
100 mV	0,111 V	99,021 mV
1 V	1,050 V	1,0045 V
10 V	10,070 V	10,043 V
30 V	30,120 V	30,034 V

Tabela 2. Dokładność sinusoidalnego napięcia wyjściowego (© 2023 Jos Verstraten)

Ustawienie napięcia na DSO-TC3	Wartość skuteczna	Zmierzono napięcie za pomocą ET3255
0,1 V	35,46 mV	37,214 mV
0,5 V	177,3 mV	178,58 mV
1,0 V	0,354 V	0,3542 V
3,0 V	1,063 V	1,0560 V

Testowanie generatora funkcyjnego

Wyjście sinusoidalne. Generator jest ustawiony na sygnał sinusoidalny o częstotliwości 100 kHz i wartości międzyszczytowej 3,0 V. Napięcie wyjściowe jest obserwowane na naszym oscyloskopie OWON XDS2102A. Wynik można zobaczyć na lewym oscylogramie poniżej. Jeśli znacznie powiększymy ten sygnał, zwiększając zarówno podstawę czasu, jak i wzmocnienie pionowe, otrzymamy ładny przykład „przybliżenia schodkowego", z którego składa się każdy cyfrowo skonstruowany sygnał analogowy, patrz prawy oscylogram. Ostre krawędzie schodków zostały ładnie „wygładzone" poprzez zastosowanie analogowego filtrowania dolnoprzepustowego do sygnału wychodzącego z przetwornika cyfrowo-analogowego. Nie można wykryć żadnych przeregulowań, trzasków ani innych osobliwych impulsów. Co więcej, konwersja DAC wydaje się być całkowicie monotoniczna: wszystkie schodki są, na oko, tej samej wielkości. Super!

Rezystancja wyjściowa generatora. Wszystkie profesjonalne generatory funkcyjne mają standardową rezystancję wyjściową 50 Ω. Czy tak samo będzie w przypadku DSO-TC3? Sprawdzamy to, najpierw mierząc nieobciążone napięcie wyjściowe, a następnie obciążając wyjście rezystorem 50 Ω. Aby dokonać dokładnego pomiaru, obniżamy częstotliwość do 1 kHz i mierzymy napięcie wyjściowe za pomocą multimetru ET3255 firmy East Tester:

- bez obciążenia: 1,049 V_{eff},
- obciążenie 50 Ω: 0,150 V_{eff}.

Oznacza to, że na rezystancji wyjściowej generatora spada napięcie o wartości 1,049 V minus 0,150 V, czyli 0,899 V. Jeśli 150 mV powstaje na rezystancji 50 Ω, to oczywiste jest, że 899 mV powstaje na rezystancji, która jest sześciokrotnie wyższa, tj. 300 Ω. Jest to więc wartość rezystancji wewnętrznej generatora.

Dokładność napięcia wyjściowego. Mierzymy to przy napięciu sinusoidalnym o częstotliwości 1 kHz. Ustawiamy napięcie wyjściowe generatora na szereg wartości i mierzymy rzeczywiste napięcie wyjściowe za pomocą naszego multimetru ET3255. Nie mierzy on jednak wartości międzyszczytowej, ale wartości skuteczne. Wartość skuteczna napięcia jest równa wartości międzyszczytowej podzielonej przez 2,82. Tak więc napięcie ustawione na DSO-TC3 musi być zawsze podzielone przez ten współczynnik, aby porównać je z napięciem zmierzonym na ET3255. Wyniki zostały podsumowane w **tabeli 2**.

Zniekształcenia harmoniczne THD napięcia sinusoidalnego. Określamy ten parametr przy napięciu o wartości międzyszczytowej 3,0 V i przy trzech różnych częstotliwościach za pomocą naszego analizatora zniekształceń HP331A:

- 1 kHz ➞ THD = 0,57%,
- 10 kHz ➞ THD = 0,45%,
- 100 kHz ➞ THD = 0,21%.

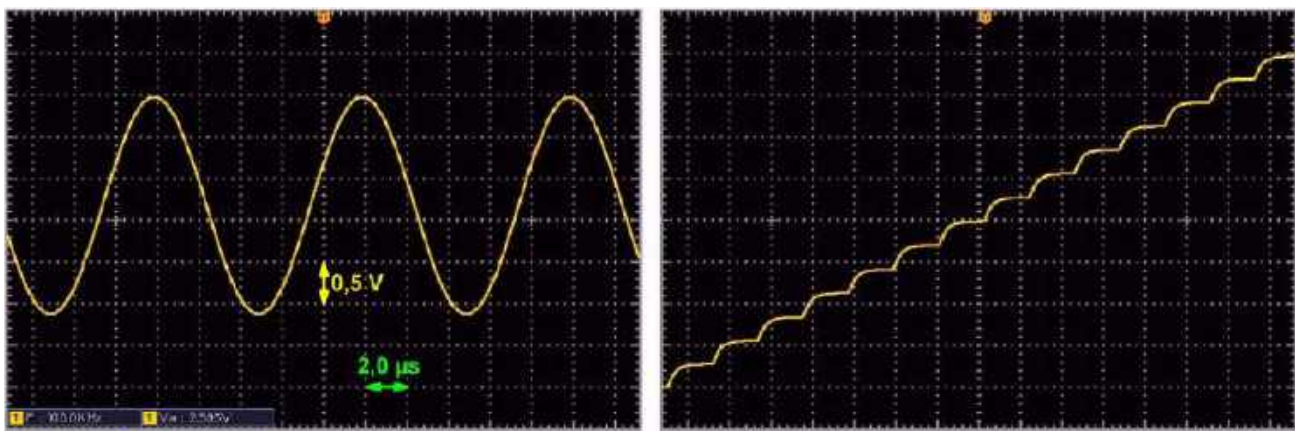
Na poniższym oscylogramie widać sygnał wyjściowy generatora przy 100 kHz powyżej i odfiltrowane harmoniczne poniżej. Wyraźnie widać zniekształcenia HF spowodowane pozostałościami skokowej aproksymacji napięcia wyjściowego.

Pojawienie się najmniejszego napięcia sinusoidalnego. Cyfrowe generatory funkcyjne są znane z tego, że raczej zanieczyszczają małe sygnały wyjściowe szumem cyfrowym, skokami i pozostałościami z procesu DAC. Najniższe napięcie, jakie DSO-TC3 może wygenerować, to sygnał o amplitudzie100 mV. Sprawdziliśmy to przy częstotliwości 1 kHz. Prawie żadnego szumu cyfrowego, ale niestety duże zniekształcenie ujemnego wierzchołka fali sinusoidalnej!

Komentarz. DSO-TC3 nie zapewnia ładnego symetrycznego napięcia sinusoidalnego. Sinusoida nakłada się na dodatnie napięcie stałe o wartości do około +1,5 V, w zależności od ustawienia wielkości sygnału.

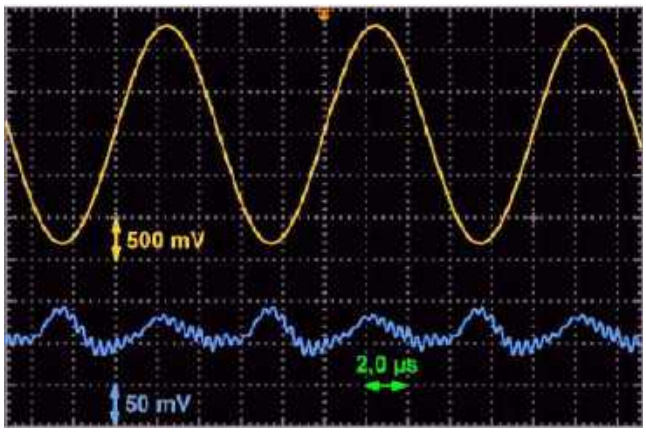
Napięcie prostokątne. Dokonujemy pomiaru przy częstotliwości 100 kHz, amplituda nie jest teraz regulowana, ale ustalona na 3,3 V. Sygnał prostokątny wytwarzany przez DSO-TC3 jest pokazany na poniższym oscylogramie. Nieźle jak na tak tanie urządzenie! Oscyloskop pokazuje napięcie międzyszczytowe 3,220 V.

Napięcie wyjściowe w kształcie impulsu. Różnica między prostokątem a impulsem polega na tym, że w przypadku

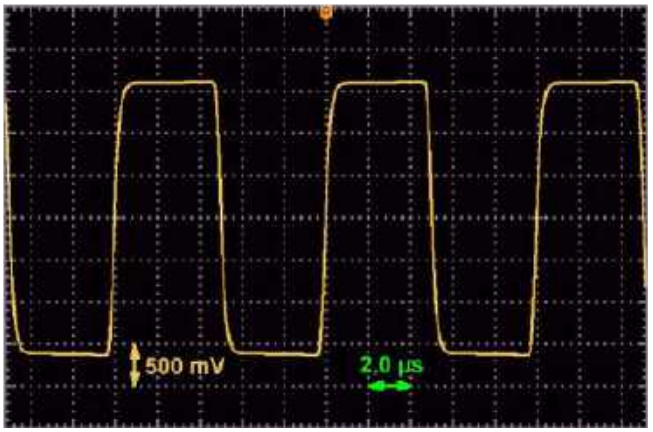


11. Fala sinusoidalna o częstotliwości 100 kHz i amplitudzie 3,0 V (© 2023 Jos Verstraten)

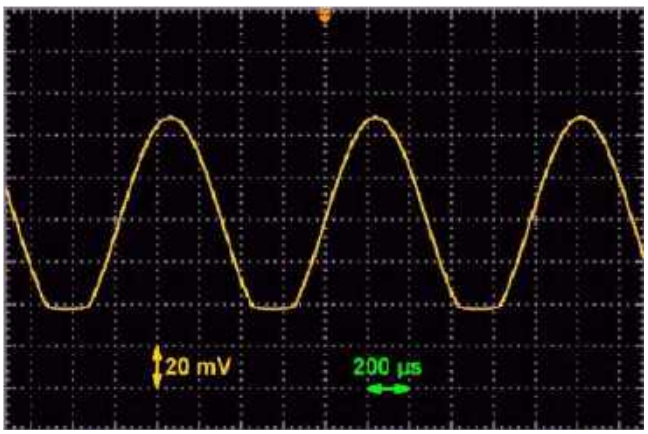
eprasa.pl e9d8143d34



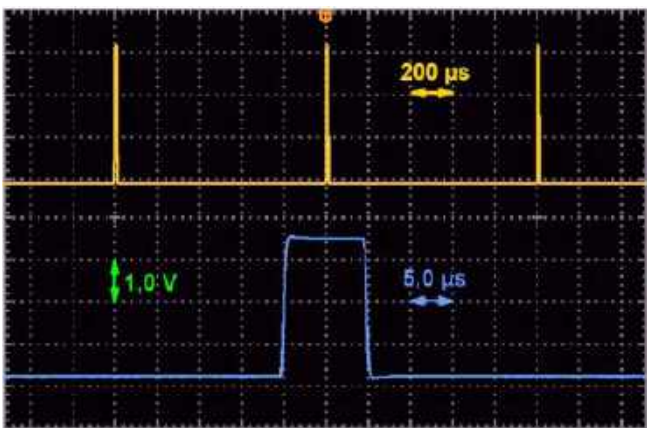
12. Zniekształcenia harmoniczne przy 100 kHz (© 2023 Jos Verstraten)



14. Wyjściowy sygnał prostokątny przy 100 kHz (© 2023 Jos Verstraten)



13. Najmniejsze napięcie sinusoidalne przy 1 kHz (© 2023 Jos Verstraten)



15. Przebieg impulsowy przy 1 kHz i 1% cyklu pracy (© 2023 Jos Verstraten)

tego drugiego można ustawić nie tylko częstotliwość, ale także cykl pracy (stosunek włączenia do wyłączenia). Parametr ten można ustawić w zakresie od 1% do 99%. Działa to dobrze, wystarczy spojrzeć na poniższe oscylogramy, gdzie pokazujemy sygnał wyjściowy przy częstotliwości 1 kHz i cyklu pracy 1%. Przebieg niebieski jest oczywiście powiększoną w czasie reprezentacją żółtego sygnału.

Dokładność generowanego napięcia DC. Dokładne źródło napięcia stałego jest bardzo przydatne w laboratorium. Czy wyjście DC miernika DSO-TC3 spełnia tę funkcję? Ustawiamy szereg napięć DC i mierzymy napięcie wyjściowe BEZ OBCIĄŻENIA za pomocą naszego miernika 8842A firmy Fluke. Słowo „NIEOBCIĄŻONE" jest oczywiście pisane wielkimi literami nie bez powodu, ponieważ dokładne źródło napięcia powinno mieć najniższą możliwą rezystancję wyjściową. DSO-TC3, ze swoją rezystancją wyjściową 300 Ω, tak naprawdę nie spełnia tego wymogu. Jeśli podłączysz źródło do czegoś o wewnętrznej rezystancji 10 kΩ, napięcie wyjściowe generatora zostanie znacznie zmniejszone. Trzeba więc wziąć to pod uwagę!

Dokładność ustawionej częstotliwości. Możemy powiedzieć o tym krótko – jest doskonała. Dokładność aż do herca!

Testowanie oscyloskopu

Pasmo częstotliwości. Z naszego doświadczenia wynika, że chińscy producenci oscyloskopów mają tendencję do wyolbrzymiania szerokości pasma swoich produktów. Jesteśmy więc raczej sceptyczni co do specyfikacji szerokości pasma 500 kHz.

Weryfikujemy to, przykładając do oscyloskopu dwa sygnały sinusoidalne o jednakowej wielkości, jeden o częstotliwości 1 kHz, a drugi o częstotliwości 500 kHz. Ustawienie czułości pionowej oczywiście nie zostało zmienione. Wynik można zobaczyć na poniższych oscylogramach.

Czerwone linie pokazują, że fala sinusoidalna 500 kHz jest mniejsza niż fala sinusoidalna 1 kHz. Po dokonaniu pewnych pomiarów amplitudy oscylogramów możemy stwierdzić, że sygnał 500 kHz ma tylko 85% wielkości sygnału 1 kHz. Odpowiada to tłumieniu około −1,5 dB! Jest to wartość więcej niż doskonała, a zatem FNIRSI wcale nie przesadza z określoną szerokością pasma.

Odtwarzanie przebiegu prostokątnego. Poniższy rysunek pokazuje, jak DSO-TC3 odtwarza idealny przebieg prostokątny przy częstotliwości 100 kHz. Jesteśmy z tego bardziej niż zadowoleni. Widzieliśmy już takie tanie, małe oscyloskopy wyświetlające coś innego na swoich ekranach!

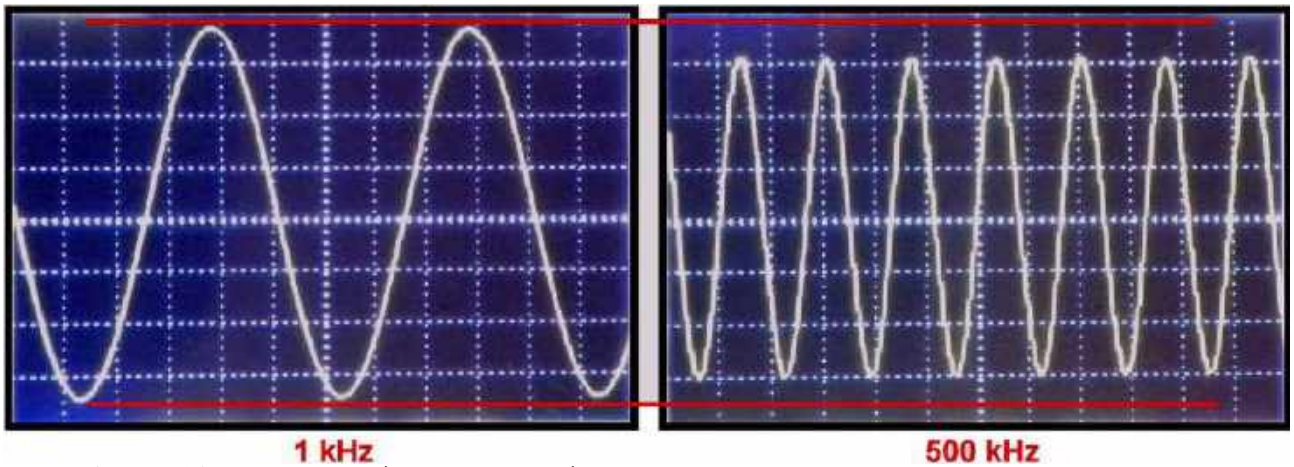
Dokładność pomiarów liczbowych. DSO-TC3 wyświetla na ekranie osiem danych liczbowych:

- V_{max}: wartość maksymalna,
- V_{min}: wartość minimalna,

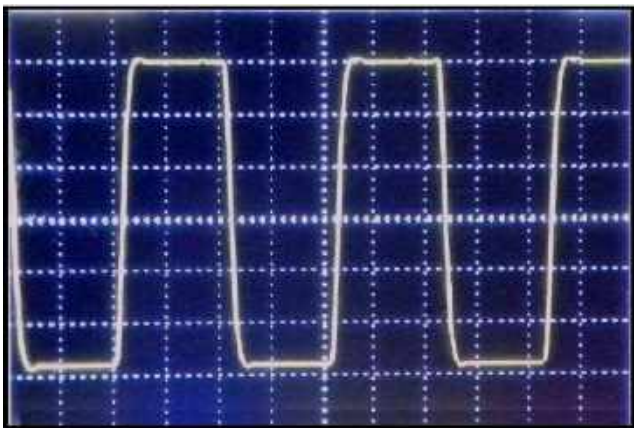
Tabela 3. Napięcie stałe generatora funkcyjnego (© 2023 Jos Verstraten)

Ustawienie napięcia na DSO-TC3	Napięcie wyjściowe zmierzone za pomocą 8842A
0,1 V	0,1076 V
0,5 V	0,5050 V
1,0 V	1,0012 V
2,0 V	1,9934 V
3,0 V	2,9853 V

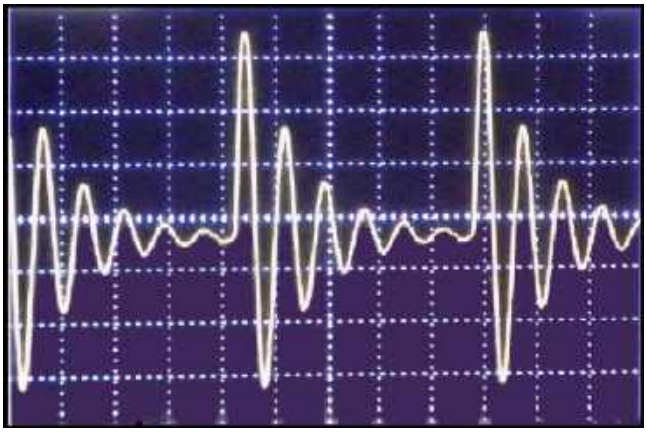
eprasa.pl e9d8143d34



16. Sprawdzanie szerokości pasma oscyloskopu (© 2023 Jos Verstraten)



17. Obraz fali prostokątnej 100 kHz (© 2023 Jos Verstraten)



18. Taki sygnał musi być ustawiony ręcznie (© 2023 Jos Verstraten)

- V_{ave}: wartość średnia,
- V_{rms}: wartość skuteczna,
- V_{pp}: wartość międzyszczytowa (podwojona amplituda),
- Fre: częstotliwość,
- Dut: stosunek czasów włączenia/wyłączenia,
- Cyc: okres.

Nie widzimy potrzeby wyświetlania wszystkich tych danych na ekranie, ważne są co najwyżej wartość skuteczna, wartość międzyszczytowa i częstotliwość. Ale... jak dokładne są te pomiary? Generujemy sygnał sinusoidalny 1 kHz za pomocą generatora funkcyjnego Rigol DG1022 i ustawiamy dokładne wartości skuteczne. Obserwujemy, co wskazuje na ekranie DSO-TC3 i porównujemy ze wskazaniami naszego ET3255.

Automatyczne ustawienie oscyloskopu. Po wprowadzeniu sygnału należy na chwilę nacisnąć przycisk „OK/MENU". Następnie oprogramowanie zacznie szukać najlepszych ustawień czułości i podstawy czasu, aby uzyskać właściwy obraz sygnału na ekranie. Bardzo podoba nam się to automatyczne ustawienie. W większości przypadków daje ono dość stabilny obraz dwóch okresów na wyświetlaczu z wypełnieniem około połowy wysokości wyświetlacza. Tylko w przypadku bardziej skomplikowanych sygnałów, takich jak poniższy przykład, ustawienie automatyczne zawodzi. Wtedy trzeba zacząć regulować poziom wyzwalania, aby uzyskać nieruchomy obraz.

Ważna uwaga

Nie jest możliwe jednoczesne korzystanie z generatora funkcyjnego i oscyloskopu. Po wybraniu opcji „Oscilloscope" (Oscyloskop), wyjście DDS domyślnie zapewnia symetryczny sygnał prostokątny o częstotliwości 1 kHz i amplitudzie 3,3 V.

Testowanie M-Testera

Identyfikacja półprzewodników. Zaprezentowaliśmy DSO-TC3 garść tranzystorów bipolarnych, diod, triaków, tyrystorów i tranzystorów MOSFET i we wszystkich przypadkach urządzenie zdołało ustalić zarówno typ, jak i połączenia. Nie możemy wiele zrobić z danymi liczbowymi, które pojawiają się na ekranie z tego prostego powodu, że nie mamy urządzeń, które pozwalają nam dokładnie sprawdzić te dane. Mamy podobne urządzenie, TT-100 od Voltcraft, ale mierzy ono tranzystory o innym prądzie kolektora, co sprawia, że porównanie pomiarów jest wątpliwe. Mimo to, kilka liczb porównawczych:

- **Dioda Schottky'ego 1N5822**
  - U_{ka} z DSO-TC3: 0,22 V
  - U_{ka} z TT-100: 0,24 V

Tabela 4. Dokładność pomiaru wartości efektywnej (© 2023 Jos Verstraten)

Napięcie do zmierzenia	Zmierzono za pomocą DSO-TC3	Zmierzono za pomocą ET3255
10,00 mV	0,01 V	10,28 mV
100,0 mV	0,10 V	100,5 mV
1,000 V	1,05 V	1,004 V
7,000 V	7,28 V	7,008 V

eprasa.pl e9d8143d34



19. Identyfikacja półprzewodników (© 2023 Jos Verstraten)

- **Dioda szybkiego odzyskiwania FR207**
  - U_{ka} z DSO-TC3: 0,63 V
  - U_{ka} z TT-100: 0,61 V
- **Tranzystor BC107**
  - h_{FE} z DSO-TC3: 285 (I_c=7,4 mA)
  - h_{FE} z TT-100: 275 (I_c=2,5 mA)
- **Tranzystor BC243**
  - h_{FE} z DSO-TC3: 142 (I_c=7,4 mA)
  - h_{FE} z TT-100: 137 (I_c=2,5 mA)
- **Tranzystor 2N3055**
  - h_{FE} z DSO-TC3: 67 (I_c=7,4 mA)
  - h_{FE} z TT-100: 87 (I_c=2,5 mA)

Dokładność pomiaru rezystancji. Do tego testu mamy do dyspozycji zestaw dokładnych rezystorów z tolerancją ±0,1%. Mierzymy je najpierw za pomocą DSO-TC3, a następnie, w celu weryfikacji, za pomocą naszego 8842A. Wyniki zostały podsumowane w **tabeli 5**.

Dokładność pomiaru kondensatorów. Do pomiaru kondensatorów używamy kondensatorów z tolerancją ±1,0%. Najpierw mierzymy je za pomocą DSO-TC3, a do weryfikacji używamy mostka pomiarowego ET4401 RLC firmy East Tester. W przypadku elektrolitów mierzymy zwykłe chińskie kondensatory. W przypadku kondensatorów większych niż 1 µF, DSO-TC3 mierzy również ESR, „równoważną rezystancję szeregową".

Wyniki zostały podsumowane w poniższej tabeli. Ze względu na duże błędy przy niskich wartościach, powtórzyliśmy pomiary w celu weryfikacji, ale teraz z kondensatorami wciśniętymi bezpośrednio w styki gniazda IC. Prawie żadnej różnicy! To właśnie te wyniki są podane w **tabeli 6**.

Dokładność pomiaru indukcji. Mierzymy zestaw cewek o wartościach od 1 µH do 10 mH. Używamy mostka pomiarowego ET4401 RLC jako odniesienia. Oba mierniki mierzą również rezystancję szeregową cewek. Wartości te są również wymienione w **tabeli 7**.

Tabela 5. Dokładność pomiaru rezystancji (© 2023 Jos Verstraten)

Rezystancja do zmierzenia	Zmierzono za pomocą DSO-TC3	Zmierzono za pomocą 8842A
10 Ω	10,6 Ω	10,009 Ω
100 Ω	100,7 Ω	100,085 Ω
1 kΩ	1,007 kΩ	1,00014 kΩ
10 kΩ	10,24 kΩ	9,9968 kΩ
100 kΩ	100,2 kΩ	100,099 kΩ
1 MΩ	1002 kΩ	1002,03 kΩ

Tabela 6. Dokładność pomiaru kondensatorów (© 2023 Jos Verstraten)

Pojemność do zmierzenia	Zmierzono za pomocą DSO-TC3	Zmierzono za pomocą ET4401
100 pF		99,68 pF
470 pF	278 pF	469,4 pF
1 nF	807,2 pF	999,8 pF
10 nF	9,726 nF	9,964 nF
100 nF	102,3 nF	100,51 nF
1 µF	1,007 µF	1,0090 µF
10 µF	11,2 µF ~ 0,00 Ω	9,628 µF ~ 2,782 Ω
100 µF	106,4 µF ~ 0,05 Ω	96,04 µF ~ 0,267 Ω
1000 µF	909,7 µF ~ 0,06 Ω	781,1 µF ~ 0,103 Ω
10 mF	10,28 mF ~ 0,07 Ω	10,18 mF ~ 0,014 Ω

Nasza opinia na temat miernika wielofunkcyjnego FNIRSI DSO-TC3

Pozostajemy z nieco mieszanymi uczuciami co do tego małego urządzenia. Wygląda bardzo ładnie, jest bardzo przystępne cenowo i ze względu na te cechy jest niewątpliwie fajnym przyrządem, który przypadnie do gustu wielu hobbystom.

Ale... ocena techniczna nie bierze pod uwagę takich czynników zewnętrznych, musi natomiast odpowiedzieć na pytanie, czy DSO-TC3 jest dobrym, użytecznym urządzeniem pomiarowym. Jeśli chodzi o funkcje generatora funkcyjnego i oscyloskopu, jesteśmy całkiem pozytywnie nastawieni. Obie funkcje działają doskonale w ramach tak prostego i niedrogiego małego urządzenia.

Jeśli chodzi o funkcje pomiarowe ocena jest mniej pozytywna. Zarówno małe kondensatory, jak i małe indukcyjności są mierzone z dużymi błędami. Mierzone wartości ESR elektrolitów i rezystancje szeregowe cewek też są obarczone dużymi błędami. O pomiarze napięcia stałego z rozdzielczością do 1 mV za pomocą miernika o rezystancji wewnętrznej wynoszącej tylko około 160 kΩ, wyraziliśmy już wcześniej naszą opinię.

Red. Wielką zaletą tego urządzenia jest jego wielofunkcyjność. Hobbysta może nim zmierzyć niemal wszystko, czego zapragnie. A super dokładność nie często jest istotna dla hobbysty, więc warto wyposażyć swoje laboratorium w ten tani przyrząd. ■

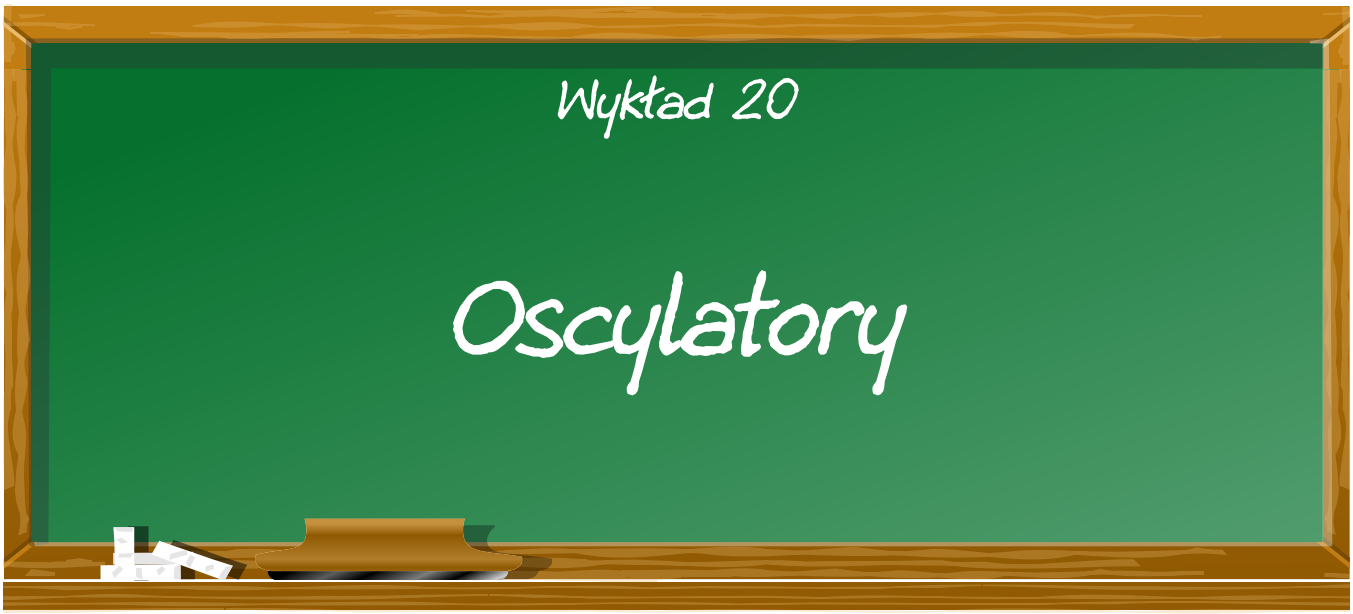
Jos Verstraten

Tabela 7. Dokładność pomiaru cewek (© 2023 Jos Verstraten)

Indukcyjność do zmierzenia	Zmierzono za pomocą DSO-TC3	Zmierzono za pomocą ET4401
1 µH	0,01 mH ~ 0,0 Ω	1,486 µH ~ 0,009 Ω
10 µH	0,01 mH ~ 0,0 Ω	10,60 µH ~ 0,025 Ω
100 µH	0,11 mH ~ 0,3 Ω	100,01 µH ~ 0,181 Ω
1 mH	0,98 mH ~ 1,9 Ω	0,983 mH ~ 1,772 Ω
10 mH	10,26 mH ~ 18,4 Ω	10,26 mH ~ 19,62 Ω

eprasa.pl e9d8143d34

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.

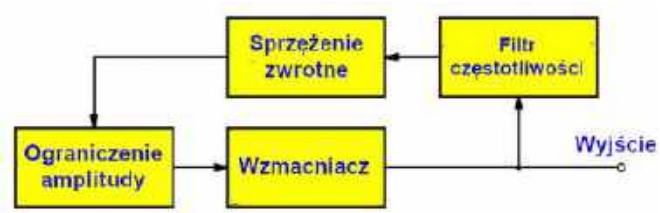


Słowo oscylator pochodzi od łacińskiego słowa „oscillare", które oznacza falować lub wibrować. Oscylatory to obwody generujące wahania napięcia, zwykle sinusoidalne.

Najpierw kilka informacji teoretycznych

Ogólny schemat blokowy. Zgodnie ze schematem blokowym przedstawionym na poniższym rysunku, oscylator składa się ze wzmacniacza, pętli sprzężenia zwrotnego, układu ograniczenia amplitudy oraz filtra częstotliwości. Zadaniem sprzężenia zwrotnego jest dostarczenie części sygnału wyjściowego na wejście wzmacniacza, przy czym sygnał ten jest w fazie z wyjściem. To powoduje zwiększenie amplitudy sygnału wyjściowego, a zatem i wejściowego. Ten sygnał wejściowy jest ponownie wzmacniany przez wzmacniacz, a część wzmocnionego sygnału jest ponownie podawana w fazie do wejścia. Bez ograniczenia amplitudy sygnał wyjściowy osiągnąłby wartości skrajne, między masą, a napięciem zasilania, a przejście od jednego stanu do drugiego byłoby bardzo szybkie. Obwód ograniczenia zapewnia, że sygnał na wyjściu stabilizuje się na pewnej maksymalnej wartości, co zapobiega tym zniekształceniom i tworzy ładną sinusoidę na wyjściu. Filtr częstotliwości pozwala wybrać jedną częstotliwość spośród wielu, która to zostanie skierowana do pętli sprzężenia zwrotnego, a następnie wzmocniona (bez filtra układ oscylowałby na częstotliwości wynikającej z pasożytniczych pojemności, indukcyjności i rezystancji użytych elementów i układu połączeń – przyp. tłum.).

Warunki oscylacji. Aby obwód oscylował, muszą być spełnione dwa ważne warunki:



Ogólna reprezentacja oscylatora (© 2020 Jos Verstraten)

- **Warunek amplitudy**

Oscylacja powstaje i będzie utrzymywana wtedy i tylko wtedy, gdy wzmocnienie obwodu jest co najmniej równe 1. Wyraża to wzór:

$$K \cdot A \geq 1$$

gdzie K jest współczynnikiem sprzężenia, A zaś jest wzmocnieniem wzmacniacza. Jeśli K jest mniejsze niż A^{-1}, obwód nie będzie oscylować po włączeniu. Jeśli spowodujesz oscylację obwodu z powodu impulsu zewnętrznego, sygnał na wyjściu będzie powoli, ale sukcesywnie zanikał.

- **Warunek fazy**

Część napięcia wyjściowego musi pojawić się w fazie na wejściu obwodu. Wyraża to wzór:

$$\varphi = 0°$$

Warunek amplitudy. Nie jest trudno spełnić warunek amplitudy. Można przecież ustawić bardzo wysokie wzmocnienie. Ma to jednak tę wadę, że obwód się nasyci, co pociąga za sobą duże zniekształcenia. W rzeczywistości, po rozpoczęciu oscylacji, warunek musi zostać dostosowany do $K \cdot A = 1$.

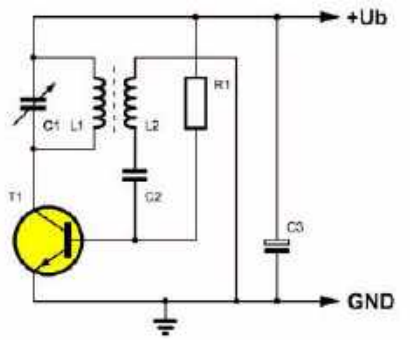
Można to zrobić tylko za pomocą obwodu automatycznej regulacji wzmocnienia. W końcu nigdy nie można wyregulować wzmocnienia tak dokładnie, aby warunek amplitudy był spełniony w każdej sytuacji.

Warunek fazy. Warunek fazy można spełnić, włączając obwód rezonansowy w sprzężeniu zwrotnym lub na wyjściu wzmacniacza. Częstotliwość, przy której obwód będzie oscylował, zależy tylko od właściwości tego obwodu rezonansowego. Warunek jest taki, że obwód ten ma przesunięcie fazowe 0° tylko dla jednej częstotliwości. Można używać zarówno obwodów RC, jak i LC. Obwodów RC używa się zazwyczaj w oscylatorach niskich częstotliwości, obwodów LC zaś w w układach wysokiej częstotliwości.

Zasilanie szeregowe lub równoległe. Napięcie zasilania obwodu oscylatora może być dostarczane szeregowo lub równolegle z obwodem

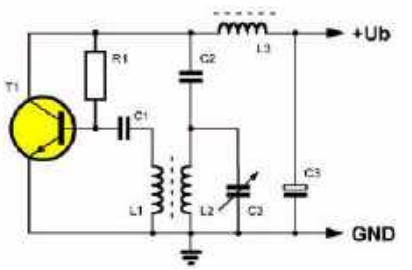
eprasa.pl e9d8143d34

rezonansowym. W przypadku zasilania szeregowego tranzystor, obwód rezonansowy i zasilacz są połączone szeregowo zgodnie ze schematem na poniższym rysunku. Wadą tej metody jest to, że przez cewkę obwodu rezonansowego przepływa prąd stały, który może wpływać na właściwości magnetyczne rdzenia cewki. Jeśli ten prąd stały doprowadziłby rdzeń cewki do nasycenia rdzenia magnetycznego, indukcyjność cewki zmieniłaby się, a wraz z nią oczywiście częstotliwość. Kondensator C3 zapewnia skuteczne odsprzęgnięcie napięcia AC obwodu rezonansowego od zasilania, izolując ten obwód od reszty układu.



Schemat szeregowego zasilania obwodu rezonansowego (© 2020 Jos Verstraten)

Podstawowy schemat zasilania równoległego przedstawiono na poniższym rysunku. Tranzystor, obwód rezonansowy i zasilacz są połączone równolegle. Przez cewki obwodu rezonansowego nie przepływa teraz napięcie stałe. Konieczne jest jednak włączenie cewki indukcyjnej L3 szeregowo z zasilaczem. Zasilacze i baterie mają bardzo niską impedancję AC i bez tej cewki obwód oscylacyjny byłby zwarty pod względem napięcia AC przez zasilacz. Impedancja tej cewki szeregowej L3 musi być zatem wielokrotnie większa niż impedancja rezonansowa obwodu rezonansowego. Kondensator C2 jest niezbędny do zablokowania obwodu wtórnego L2/C3 dla prądu stałego. Bez tego kondensatora, niska rezystancja DC cewki spowodowałaby zwarcie zasilania.



Schemat równoległego zasilania obwodu rezonansowego (© 2020 Jos Verstraten)

Typy obwodów oscylatorów. Istnieją niezliczone typy oscylatorów, z których większość nosi nazwy pochodzące od nazwisk osób, które zaprojektowały dany obwód. W tym artykule omówiono następujące podstawowe obwody:

- Oscylator Meissnera.
- Oscylator Colpittsa.
- Oscylator Hartleya.
- Oscylator z pojemnościowym sprzężeniem zwrotnym.
- Oscylator z mostkiem Wiena.
- Oscylator z przesunięciem fazowym.
- Oscylator z rezonatorem kwarcowym.

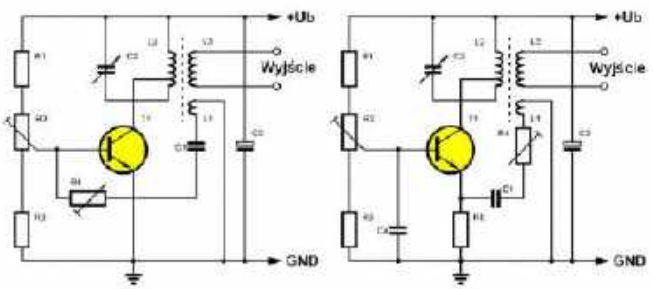
Tranzystory czy wzmacniacze operacyjne? Oscylatory o niskiej częstotliwości można budować zarówno przy użyciu tranzystorów, jak i wzmacniaczy operacyjnych. Jeśli jednak potrzebujesz wyższej częstotliwości niż 1 MHz, możesz zapomnieć o stosowaniu op-ampów i zadowolić się tranzystorami. W końcu większość popularnych wzmacniaczy operacyjnych ma ograniczoną szerokość pasma i zawodzi w zakresie MHz (wzmacniacze operacyjne z pasmem sięgającym GHz istnieją, ale ich ceny są wysokie, a dostępność na polskim rynku raczej ograniczona – przyp. tłum.). Co więcej, w praktyce niektóre obwody nadają się tylko do montażu oscylatorów HF. W przypadku niższych częstotliwości konieczne byłoby użycie nieporęcznych, dużych cewek lub cewek wykonanych samodzielnie.

Oscylator Meissnera

Jak to działa. W tym typie oscylatora sygnał sprzężenia zwrotnego jest podawany z powrotem do bazy w przypadku korzystania z układu wspólnego emitera i do emitera w przypadku korzystania z układu wspólnej bazy. Poniższy rysunek przedstawia podstawowe schematy obu obwodów.

Za pomocą potencjometru R2 można ustawić punkt pracy tranzystora, wartość potencjometru R4 określa stopień sprzężenia zwrotnego. Kondensator C1 zapewnia, że napięcie stałe zasilania nie może zostać zwarte przez L1. Cewka sprzężenia zwrotnego L1 ma tylko kilka zwojów ze względu na bardzo niską impedancję wejściową tranzystora. W układzie wspólnej bazy zastosowane jest indukcyjne sprzężenie zwrotne do emitera. Kondensator C4 zwiera sygnały zmienne z bazy do masy.

Uwaga! Można znacznie zmniejszyć tłumienie obwodu spowodowane obciążeniem kolektora, podłączając kolektor do odgałęzienia cewki pierwotnej L2, jak pokazano na schematach. Co więcej, odczep ten zwiększa impedancję wyjściową obwodu.



Schemat oscylatora Meissnera, po lewej układ wspólnego emitera, po prawej układ wspólnej bazy (© 2020 Jos Verstraten)

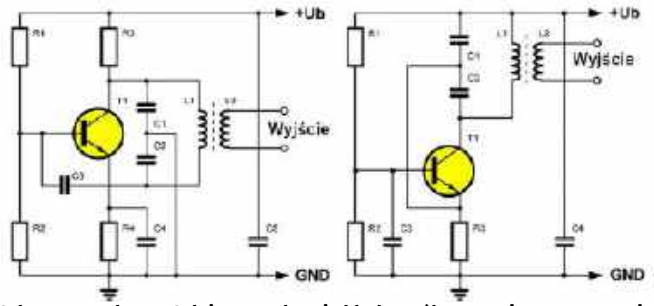
Oscylator Meissnera występuje w literaturze anglojęzycznej pod nazwą „oscylator Armstronga", gdyż został on wynaleziony niezależnie właśnie przez Armstronga i Meissnera. Układ WB nie jest też zbyt często spotykany – najpopularniejszą formą jest układ WE. Warto też pamiętać, iż obwód rezonansowy i cewkę sprzężenia można zamienić miejscami – przyp. tłum.

Oscylator Colpittsa

Jak to działa. Ten układ oscylatora działa używając obwodu rezonansowego LC z dzieloną pojemnością. Jak widać na poniższych schematach, obwód rezonansowy składa się z dwóch kondensatorów C1 i C2 połączonych szeregowo oraz jednej cewki L1. Sprzężenie zwrotne odbywa się od kolektora do bazy w układzie wspólnego emitera i od kolektora do emitera w układzie wspólnej bazy. Trzeci element (odpowiednio emiter i baza) jest odsprzęgnięty od masy przez kondensator. W układzie wspólnego emitera jest to C4, w układzie wspólnej bazy jest to C3.

Uwaga! W układzie wspólnej bazy, obwody wejściowe i wyjściowe są całkowicie oddzielone od siebie przez bazę tranzystora, która jest

eprasa.pl e9d8143d34



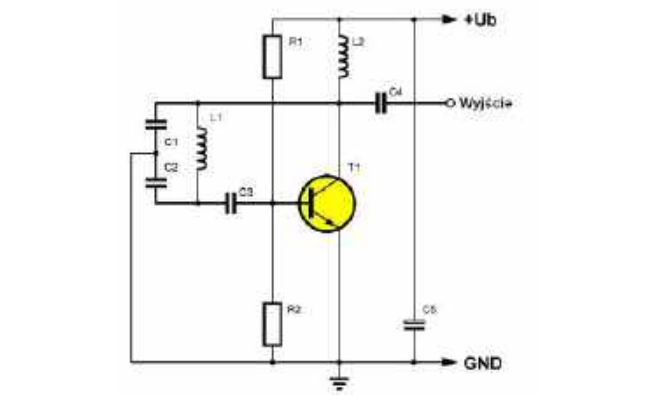
Schemat oscylatora Colpittsa, po lewej układ wspólnego emitera, po prawej układ wspólnej bazy (© 2020 Jos Verstraten)

podłączona do masy dla napięcia przemiennego. To całkowicie eliminuje wzajemny wpływ na siebie wejścia i wyjścia.

Współczynnik sprzężenia. Współczynnik sprzężenia jest określany przez stosunek pojemności kondensatorów C1 i C2.

Pobieranie sygnału z kolektora. Na poprzednich schematach do pobrania sygnału wyjściowego z obwodu użyto transformatora HF. Nie jest to konieczne, poniższy schemat przedstawia oscylator Colpittsa, w którym sygnał jest pobierany bezpośrednio z kolektora tranzystora.

Zastosowanie. Oscylator Colpittsa jest używany głównie dla częstotliwości powyżej 10 MHz. Obwód ten często spotyka się w oscylatorach nadajników i odbiorników krótkofalowych.



Oscylator Colpittsa z sygnałem wyjściowym na kolektorze (© 2020 Jos Verstraten)

Oscylator Hartleya

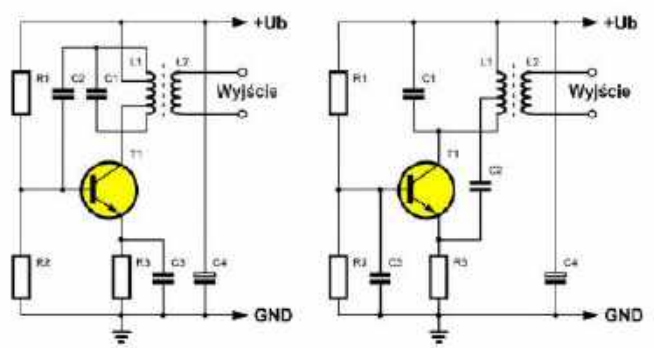
Jak to działa

Obwód ten działa używając obwodu rezonansowego LC z dzieloną indukcyjnością. Indukcyjność jest w formie transformatora, co jest oszczędnym rozwiązaniem. W układzie wspólnego emitera baza i kolektor tranzystora są podłączone do odczepów na cewce L1. Kompletny obwód rezonansowy znajduje się między bazą a kolektorem. Napięcie sprzężenia zwrotnego jest dostarczane do bazy przez kondensator C2. Kondensator ten i zasilanie tworzą zwarcie dla sygnału zmiennego.

W obwodzie wspólnej bazy (po prawej), sygnał wyjściowy jest podawany z powrotem do emitera przez kondensator C2. Rezystor emitera R3 nie może być zbyt mały, ponieważ bezpośrednio obciąża on obwód rezonansowy.

Współczynnik sprzężenia. Współczynnik sprzężenia jest teraz określany przez położenie odgałęzienia na cewce.

Zastosowanie. Oscylator Hartleya znajduje zastosowanie głównie przy średnich i wysokich częstotliwościach, np. w odbiornikach.

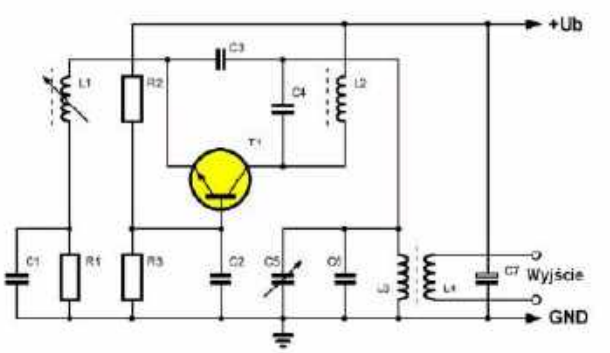


Schemat oscylatora Hartleya, po lewej obwód wspólnego emitera, po prawej obwód wspólnej bazy (© 2020 Jos Verstraten)

Oscylator z pojemnościowym sprzężeniem zwrotnym

Wprowadzenie. W omawianych układach napięcia wejściowe i wyjściowe są w fazie przy niskich częstotliwościach. Wraz ze wzrostem częstotliwości należy wziąć pod uwagę pojemność bazy/emitera. Tworzy ona zależną od częstotliwości sieć z impedancją wejściową obwodu. Sieć ta wprowadza przesunięcie fazowe między wejściem a wyjściem. Wartość tego kąta fazowego zależy od częstotliwości i charakterystyki tranzystora. Zjawisko to jest wykorzystywane w układzie przedstawionym na poniższym rysunku.

Jak to działa. Za pomocą cewki L1, która jest równoległa do impedancji wejściowej, można dodatkowo przesunąć kąt fazowy, tak aby warunki oscylacji były spełnione dla określonej częstotliwości. Kondensator sprzężenia zwrotnego składa się częściowo z wewnętrznej pojemności kolektora/emitera Cce tranzystora. Zewnętrzny kondensator C3, podłączony równolegle do tej pojemności, jest bardzo mały, zwykle wartość tego elementu wynosi tylko kilka pF. Kondensator C4 jest niezbędny, aby zapobiec zwarciu napięcia polaryzującego tranzystora do masy przez L3. Dławik L2 zapobiega przepływowi napięcia sygnału do masy poprzez niską impedancję zasilacza.



Schemat oscylatora z pojemnościowym sprzężeniem zwrotnym (© 2020 Jos Verstraten)

Oscylator z mostkiem Wiena

Wprowadzenie. Oscylatory omówione do tej pory działają z dostrojonymi obwodami LC i są idealne do generowania sinusów w zakresie MHz. Nie można jednak użyć tych obwodów dla niższych częstotliwości, ponieważ indukcyjności cewek stałyby się zbyt duże.

W oscylatorach o niskiej częstotliwości można znaleźć tylko obwody RC. Obwód taki może powodować przesunięcie fazowe do 90° (przynajmniej w teorii). Aby spełnić warunki oscylacji, należy połączyć szeregowo kilka obwodów RC lub użyć obwodu mostkowego.

Podstawowy schemat. Oscylator z mostkiem Wiena wykorzystuje te dwie metody. Jak widać na poniższym schemacie, mostek ten składa

eprasa.pl e9d8143d34

się z równoległego połączenia rezystora i kondensatora (R2/C2) oraz szeregowego połączenia identycznych elementów (R1/C1).

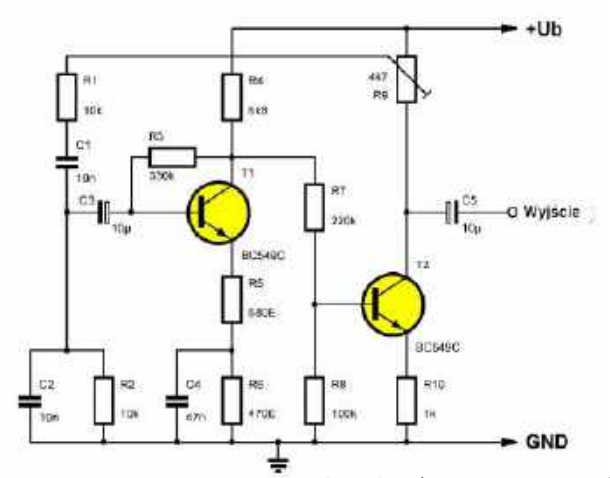
Jeśli oba rezystory i oba kondensatory są tej samej wielkości, częstotliwość oscylacji można obliczyć ze wzoru:

$$fo=1/(2\cdot\pi\cdot R\cdot C)$$

Wzór ten wynika z warunku oscylacji:

$$R=1/(\omega\cdot C)$$

Napięcie sprzężenia zwrotnego jest w fazie z napięciem wyjściowym na R9.



Podstawowy schemat oscylatora z mostkiem Wiena (© 2020 Jos Verstraten)

Dwa stopnie. Ten obwód wymaga użycia dwóch stopni wzmacniających, ponieważ przesunięcie fazowe o 180° wprowadzone przez pierwszy stopień musi zostać zniwelowane przez drugi stopień. Wejście i wyjście wzmacniacza muszą być zatem w fazie!

Warunek amplitudy. Aby spełnić warunek amplitudy, całkowite wzmocnienie musi być większe niż trzy. Jest to konsekwencją podziału napięcia na mostku Wiena między wyjściem a wejściem, co osłabia sygnał sprzężenia zwrotnego.

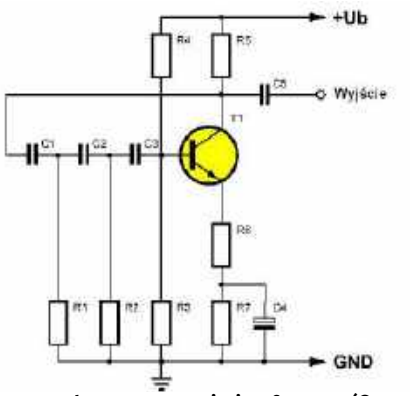
Za pomocą rezystora R9 można ustawić współczynnik sprzężenia i sprawić, że obwód spełni warunek amplitudy (wzmocnienie większe niż 3). Aby ustabilizować wartość współczynnika wzmocnienia dokładnie na tych trzech, obwód musi być wyposażony w szereg sprzężeń zwrotnych. Przedstawiony obwód (jeden z wielu) zawiera zarówno napięciowe, jak i prądowe ujemne sprzężenie zwrotne. Rezystor R3 stabilizuje pierwszy stopień wzmacniacza, rezystory R5 i R10 zapewniają prądowe ujemne sprzężenie zwrotne w obwodach emiterowych dwóch półprzewodników.

Regulacja częstotliwości. Częstotliwość oscylatora można zmieniać poprzez równoczesną zmianę dwóch rezystorów lub dwóch kondensatorów mostka. W praktyce wiele identycznych kondensatorów jest zwykle włączanych do sieci za pomocą podwójnego przełącznika. Jeśli dobierzesz wartości tak, by kolejne były 10 razy większe od poprzednich, możesz ustawić częstotliwość obwodu za pomocą przełącznika wielopozycyjnego w sposób dekadowy. Dwa stałe rezystory są zastępowane podwójnym potencjometrem, za pomocą którego można ustawić częstotliwość na dowolną wartość w każdej dekadzie. W numerze 2/2024 „Elektroniki dla Wszystkich" pokazano schemat takiego oscylatora, wraz z dokładnym opisem zasady działania, w artykule o obwodach mostkowych – przyp. red.

Oscylator z przesunięciem fazowym

Wprowadzenie. Oscylatory tego typu składają się zazwyczaj z jednego stopnia wzmacniającego, którego napięcie wyjściowe jest podawane z powrotem na wejście za pomocą trzech obwodów RC połączonych szeregowo.

Podstawowy schemat. Na poniższym rysunku przedstawia podstawowy schemat tego typu oscylatora. W tym przykładzie kondensatory są połączone szeregowo między wyjściem a wejściem, a rezystory są podłączone do masy, ale istnieją również układy, w których jest odwrotnie.



Podstawowy schemat oscylatora z przesunięciem fazowym (© 2020 Jos Verstraten)

Jak to działa. Obwody RC działają jako zależne od częstotliwości dzielniki napięcia, w których napięcie na styku rezystora i kondensatora ma przesunięcie fazowe od 0° do 90° w stosunku do napięcia wejściowego. Wielkość przesunięcia zależy od wartości komponentów i częstotliwości.

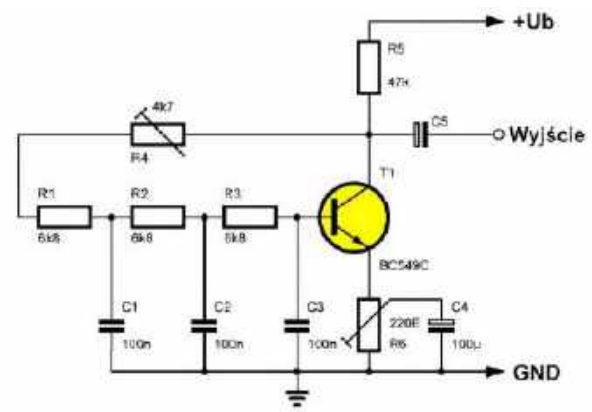
W przypadku stopnia tranzystorowego podłączonego w konfiguracji wspólnego emitera występuje przesunięcie fazowe o 180° między napięciem wejściowym na bazie a napięciem wyjściowym na kolektorze. Sieć przesuwająca fazę musi zatem dodać kolejne 180°, aby spełnić warunek oscylacji. Aby osiągnąć te 180°, wymagane są trzy obwody RC. W praktyce wybiera się trzy identyczne rezystory i trzy identyczne kondensatory. Obwód RC jest dodatkowo obciążony przez obwód następujący po nim. Przesunięcia fazowe trzech obwodów RC nie są zatem takie same. Częstotliwość, przy której spełniony jest warunek fazowy, zależy od sposobu konstrukcji sieci.

W układzie z powyższego rysunku częstotliwość jest określona przez:

$$fo=1/(15{,}4\cdot R\cdot C)$$

Alternatywny obwód. Poniższy rysunek przedstawia schemat, w którym kondensatory i rezystory zostały zamienione miejscami. W tym układzie częstotliwość jest określona wzorem:

$$fo=1/(2{,}56\cdot R\cdot C)$$



Alternatywny obwód zgodny z zasadą przesunięcia fazowego (© 2020 Jos Verstraten)

eprasa.pl e9d8143d34

Obwód jest stabilizowany przez potencjometr emitera. Zmieniając jego wartość można regulować wzmocnienie stopnia. Włączając potencjometr szeregowo z jedną z sieci RC (R4 na rysunku), można w niewielkim stopniu regulować częstotliwość.

Idealne obwody dla stałych częstotliwości. Dość trudno jest kontrolować częstotliwość w tych obwodach w szerokim zakresie. W końcu trzeba użyć trzech kondensatorów strojeniowych, które są połączone mechanicznie. Nie jest możliwa zmiana wartości rezystorów w szerokim zakresie, ponieważ zagraża to ustawieniu napięcia polaryzacji bazy. Obwód ten można spotkać głównie tam, gdzie wymagany jest oscylator sinusoidalny o stałej częstotliwości.

Oscylator kwarcowy

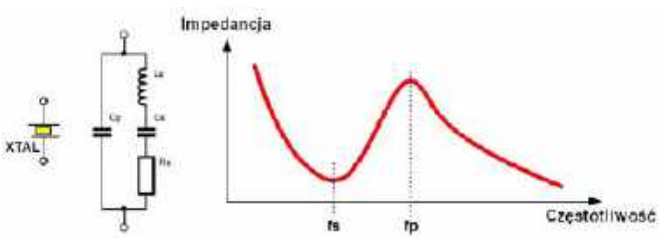
Wprowadzenie. W oscylatorach sterowanych rezonatorami kwarcowymi obwód LC określający częstotliwość jest zastąpiona rezonatorem kwarcowym. Komponenty te mają bardzo stabilną częstotliwość rezonansową określoną przez ich właściwości fizyczne. Maksymalne odchylenie wynosi mniej niż 0,0001%. Elementy te są zatem idealne do zastosowań, w których potrzebny jest sygnał o bardzo stabilnej częstotliwości. Generowana częstotliwość jest całkowicie niezależna od napięcia zasilania, obciążenia, sprzężenia zwrotnego i temperatury otoczenia (tu autor się myli – rezonatory kwarcowe są dość czułymi termometrami, dlatego najdokładniejsze oscylatory używają kompensacji temperaturowej lub wręcz wstępnie ogrzewają rezonator do określonej, stałej temperatury – przyp. tłum.).

Czym są rezonatory kwarcowe? Rezonatory kwarcowe to małe płytki dwutlenku krzemu (SiO_2), które są wytwarzane sztucznie lub wycinane z naturalnych kryształów kwarcu. Styki elektryczne są umieszczone na dwóch przeciwległych powierzchniach. Jeśli podłączysz te styki do zmiennego napięcia, kryształ będzie wibrował ze względu na swoje właściwości piezoelektryczne. Częstotliwość tych drgań zależy od właściwości fizycznych płytki, jej składu, wymiarów i sposobu, w jaki jest ona uziemiona.

Schemat zastępczy rezonatora kwarcowego. Można sporządzić równoważny schemat rezonatora kwarcowego, patrz rysunek poniżej po lewej stronie. Można z niego wywnioskować, że rezonator można porównać pod względem elektrycznym do obwodu rezonansowego LC. Dużą zaletą jest to, że współczynnik dobroci rezonatora jest wielokrotnie większy, a zatem lepszy niż w przypadku obwodów strojeniowych składających się z „prawdziwych" cewek i kondensatorów.

Charakterystyka impedancji/częstotliwości. Charakterystyka impedancji/częstotliwości rezonatora kwarcowego jest pokazana po prawej stronie na rysunku. Istnieje jedna częstotliwość, przy której impedancja jest minimalna, nazywana częstotliwością rezonansu szeregowego fs. Przy częstotliwości rezonansu równoległego fp impedancja kryształu osiąga wartość maksymalną. Częstotliwość rezonansu szeregowego jest zawsze niższa od częstotliwości rezonansu równoległego.

Częstotliwość rezonansowa. Zasadniczo częstotliwość rezonansowa zależy od wymiarów płytki kryształu. Im mniejszy rozmiar, tym wyższa częstotliwość. Oczywiście istnieją ograniczenia technologiczne dotyczące minimalnych wymiarów kryształu kwarcu. Na szczęście można również sprawić, by rezonator oscylował na nieparzystych wyższych harmonicznych swojej własnej częstotliwości rezonansowej. Zjawisko to jest wykorzystywane w oscylatorach kwarcowych o częstotliwości powyżej 30 MHz. Na przykład, można sprawić, że rezonator o częstotliwości 30 MHz będzie oscylował na trzeciej, piątej lub siódmej harmonicznej, generując w ten sposób stabilne częstotliwości 90, 150 lub 210 MHz.

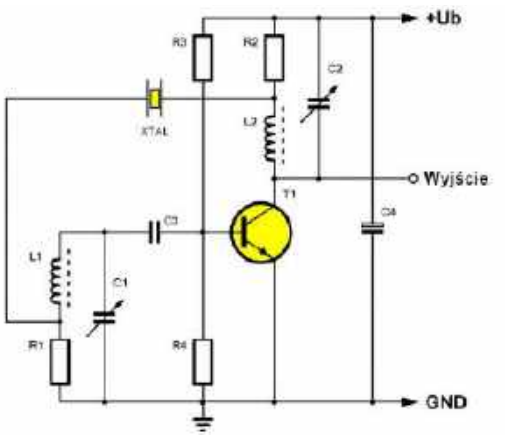


Schemat zastępczy i charakterystyka częstotliwościowa rezonatora kwarcowego (© 2020 Jos Verstraten)

Podstawowe układy. Teoretycznie można również użyć wszystkich obwodów wykorzystujących obwód rezonansowy LC do skonstruowania rezonatora kwarcowego. Jednak wiele obwodów zostało opracowanych specjalnie z rezonatorem kwarcowym jako elementem określającym częstotliwość:

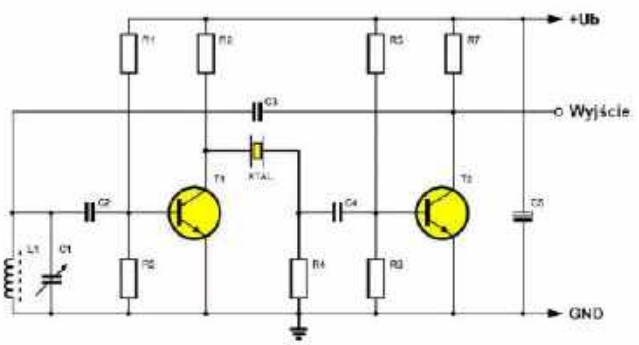
- Oscylator Heegnera.
- Oscylator Franklina.
- Oscylator Pierce'a.

Oscylator Heegnera. Poniższy rysunek przedstawia podstawowy schemat oscylatora Heegnera. Rezonator kwarcowy jest używany jako rezonator szeregowy. Wartość rezystorów R1 i R2 musi być równa lub mniejsza niż rezystancja szeregowa samego kwarcu.



Podstawowy schemat oscylatora Heegnera (© 2020 Jos Verstraten)

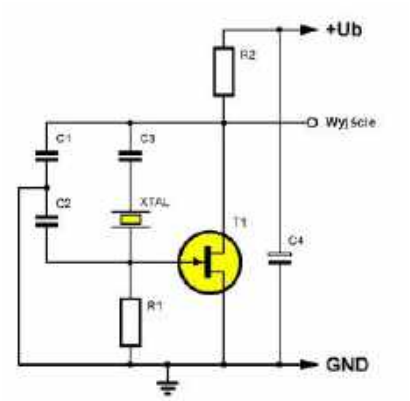
Oscylator Franklina. Poniższy rysunek przedstawia podstawowy schemat oscylatora Franklina. W tym dwustopniowym obwodzie sprzężenie zwrotne jest zamykane przez kondensator C3, kondensator C2 i rezonator XTAL. Również w tym obwodzie rezonator wibruje z częstotliwością rezonansu szeregowego.



Podstawowa wersja oscylatora Franklina (© 2020 Jos Verstraten)

Oscylator Pierce. Tranzystory FET mają wysoką impedancję wejściową i niską pojemność wejściową. Ma to tę zaletę, że rezonator kwarcowy nie jest obciążony, a wysoki współczynnik dobroci samego rezonatora może być utrzymany w obwodzie. Poniższy rysunek

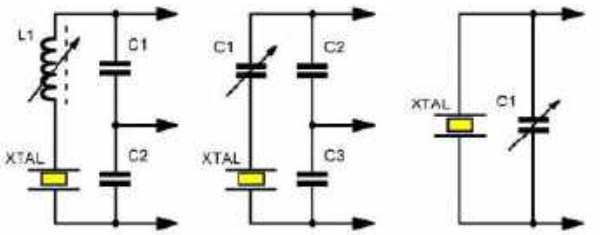
eprasa.pl e9d8143d34



Podstawowa wersja oscylatora Pierce'a (© 2020 Jos Verstraten)

przedstawia podstawowy schemat oscylatora Pierce'a. Obwód ten ma tę wielką zaletę, że można do niego włączyć rezonatory kwarcowe o szerokim zakresie częstotliwości bez konieczności zmiany czegokolwiek w obwodzie.

Strojenie oscylatorów kwarcowych. Chociaż częstotliwość rezonansowa kwarcu jest stała ze względu na konstrukcyjne i fizyczne właściwości płytki kryształu, nadal można zmienić tę częstotliwość w niewielkim stopniu, włączając trymer (kondensator



Dostrajanie rezonatora kwarcowego w obwodzie oscylatora (© 2020 Jos Verstraten)

strojeniowy) lub przestrajalną cewkę szeregowo lub równolegle do rezonatora. Można to zrobić, wkręcając lub wykręcając rdzeń ferrytowy wewnątrz cewki. Obwody te pozwalają skompensować tolerancje produkcyjne w zakresie naturalnej częstotliwości rezonatora, co jest oczywiście absolutnie konieczne w niektórych oczywistych zastosowaniach. Wystarczy pomyśleć o zegarze elektronicznym, gdzie każde minimalne odchylenie od teoretycznej częstotliwości skutkuje niedopuszczalnymi błędami czasowymi w dłuższej perspektywie.

Uwaga! Należy jednak pamiętać, że komponenty używane do „przycinania" częstotliwości rezonatora kwarcowego muszą posiadać najwyższą możliwą stabilność! ■

Jos Verstraten

QUIZ!

Oscylatory

Rozwiązanie znajdziesz na www.elportal.pl/quizy

1. Bez filtru częstotliwości oscylator:
☐ a. oscylowałby na częstotliwości zależnej od parametrów pasożytniczych;
☐ b. oscylowałby na każdej częstotliwości naraz;
☐ c. nie oscylowałby wcale.

2. Warunek fazy wymaga, by:
☐ a. sygnał z wyjścia oscylatora wracał na wejście przesunięty w fazie o 90°;
☐ b. sygnał z wyjścia oscylatora wracał na wejście przesunięty w fazie o 180°;
☐ c. sygnał z wyjścia oscylatora wracał na wejście nie przesunięty w fazie;

3. Przy zasilaniu szeregowym oscylatora:
☐ a. wzmacniacz zasilany jest szeregowo przez dławik filtrujący o znacznej indukcyjności;
☐ b. wzmacniacz zasilany jest szeregowo przez obwód rezonansowy LC;
☐ c. oscylator włączony jest szeregowo, jak dioda Zenera, i na nim odkłada się przebieg zmienny.

4. W oscylatorze Meissnera w konfiguracji WB sygnał sprzężenia trafia na:
☐ a. emiter;
☐ b. bazę;
☐ c. kolektor.

5. Oscylator Colpitssa ma obwód z dzieloną:
☐ a. rezystancją;
☐ b. pojemnością;
☐ c. indukcyjnością.

6. Oscylator Hartleya ma obwód z dzieloną:
☐ a. rezystancją;
☐ b. pojemnością;
☐ c. indukcyjnością.

7. W oscylatorze z pojemnościowym sprzężeniem zwrotnym wykorzystuje się:
☐ a. pojemność złącza baza/kolektor;
☐ b. pojemność złącza baza/emiter;
☐ c. pojemność złącza emiter/kolektor.

8. Oscylator z mostkiem Wiena używa:
☐ a. czterech diod w układzie mostkowym;
☐ b. dwóch sprzężonych magnetycznie obwodów LC;
☐ c. dwóch obwodów RC.

9. W oscylatorze z przesunięciem fazowym sieć trzech filtrów RC przesuwa fazę pożądanego sygnału o:
☐ a. 180°;
☐ b. 90°;
☐ c. 270°.

10. Częstotliwość oscylacji rezonatora kwarcowego zależy od:
☐ a. sposobu przycięcia kryształu kwarcu;
☐ b. wymiarów kryształu kwarcu;
☐ c. wymiarów i sposobu przycięcia kryształu kwarcu.

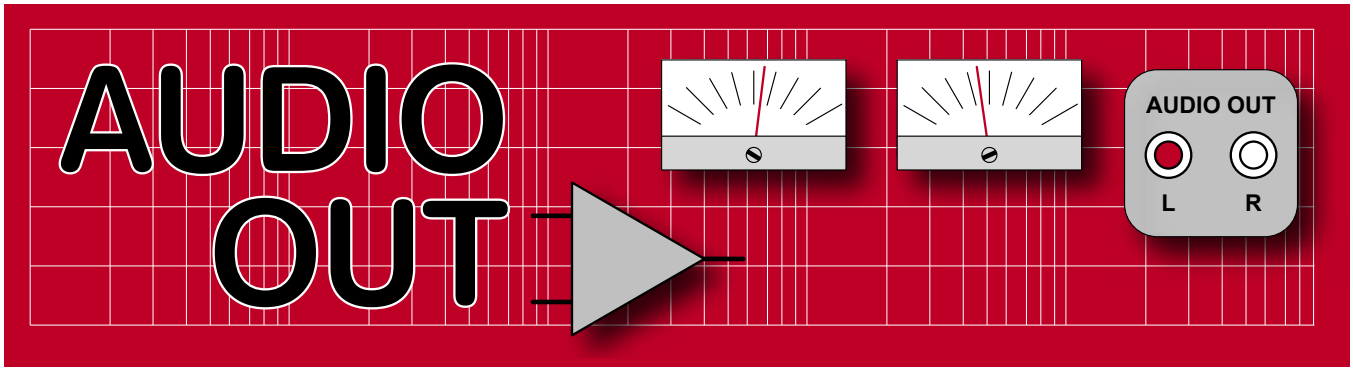
REKLAMA

Publikujemy dla projektantów i programistów elektroniki

ELPORTAL.pl

Znajdziesz nas również na Facebooku: facebook.com/ElportalPL

eprasa.pl e9d8143d34



Przedwzmacniacz mikrofonowy (dla wokodera), część 4

W zeszłym miesiącu przyjrzeliśmy się budowie i testowaniu przedwzmacniacza mikrofonowego. W tym miesiącu kończymy temat kilkoma modyfikacjami i opcjami projektowymi. Projekt taki jak ten nigdy nie jest naprawdę skończony – zawsze jest miejsce na dodatki i ulepszenia, ale w pewnym momencie trzeba wyznaczyć granicę!

Dodanie transformatorów

Jedną z modyfikacji przedwzmacniacza, którą często warto wykonać w środowiskach o dużym poziomie zakłóceń elektrycznych (np. w pobliżu sprzętu oświetleniowego), jest dodanie transformatora wejściowego do już symetrycznego wejścia pokazanego na rysunku 14 (patrz część 2 w Audio Out, EdW 05/2024). Znacząco zwiększa to współczynnik CMRR do poziomu sprzętu najwyższej klasy. Ponadto współczynnik CMRR wejść półprzewodnikowych jest ściśle ograniczony do około 5 V lub dowolnego poziomu powodującego obcinanie sygnału przez wzmacniacz wejściowy. Transformator może tolerować napięcie w trybie wspólnym o wartości około 100 V. Ta technika podwójnego równoważenia została zastosowana przez S. Gronera w jego przedwzmacniaczu mikrofonowym pokazanym w wydaniu Journal of the Acoustic Engineering Society (JAES) z marca 2015 roku. Transformator liniowy 600 Ω 1:1 jest znacznie tańszy niż transformator mikrofonowy podnoszący poziom. Potrzebna będzie jednak również puszka ekranująca z mu-metalu, aby uniknąć przydźwięku. Są one łatwo dostępne w firmie Vigortronix we wszystkich rozmiarach. Kolejną zaletą jest to, że zasilanie fantomowe może być również podawane przez środkowy odczep, zamiast przez rezystory 6,8 kΩ.

Kolejnym powodem, dla którego rozwiązanie z transformatorem brzmi lepiej, jest mniejszy spadek napięcia na zasilaniu mikrofonu 48 V ze względu na jego niższą rezystancję szeregową DC wynoszącą około 30 Ω. W przypadku wielu mikrofonów napięcie może spaść nawet do 35 V z powodu użycia rezystorów 6,8 kΩ.



Wygląd płytki przedwzmacniacza mikrofonowego, zmontowanego w poprzednim odcinku

Transformator wyjściowy

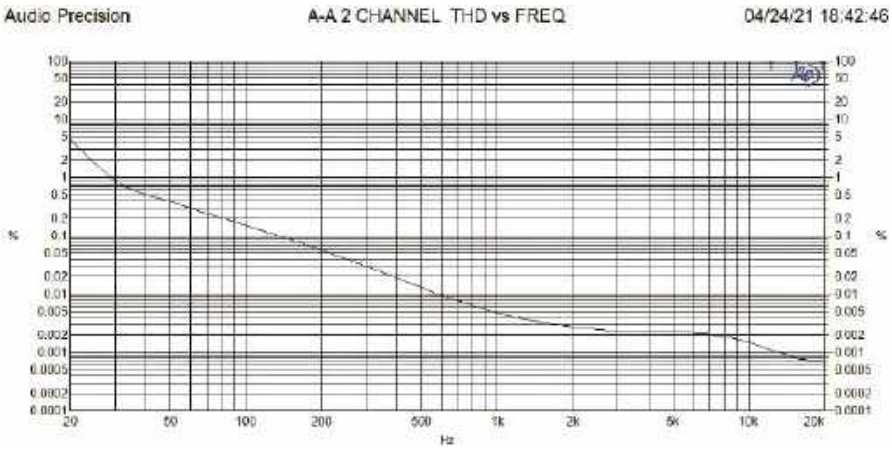
Transformatory wyjściowe oferują unikalną właściwość izolacji uziemienia, pływające wyjście zapobiega pętlom uziemienia, niezależnie od tego, jak są podłączone, nawet jeśli jedna strona wyjścia zrównoważonego jest uziemiona (dzieje się tak w przypadku zasilania wejść niesymetrycznych).

Zniekształcenia wnoszone przez transformator

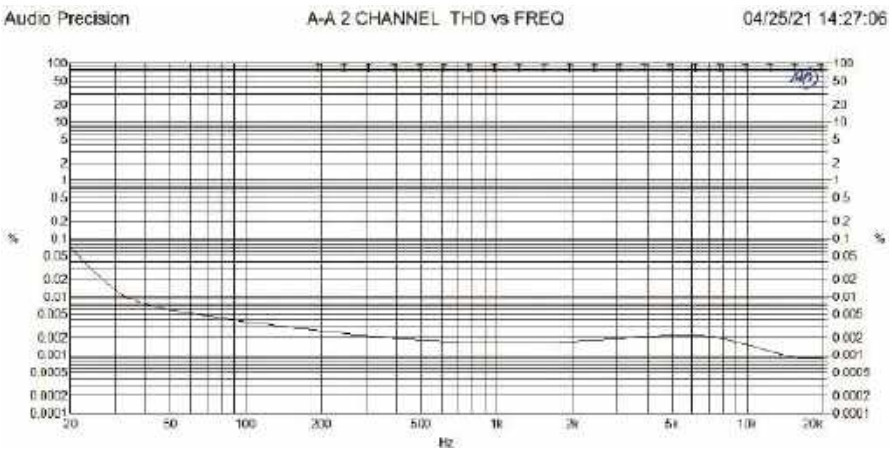
Wszystkie transformatory wprowadzają zniekształcenia rosnące w miarę obniżania częstotliwości sygnału, podobnie jak instrumenty akustyczne, taśmy magnetyczne, kondensatory i głośniki. Zniekształcenia harmoniczne transformatora są zwykle głównie trzeciego rzędu i częściowo drugiego rzędu. Elektronika półprzewodnikowa, taka jak wzmacniacze operacyjne, wzmacniacze mocy klasy AB i przetworniki cyfrowo-analogowe dają odwrotny efekt, zniekształcenia wyższego rzędu rosną wraz z częstotliwością. Niektórzy specjaliści od układów audio uważają, że te dwie cechy wzajemnie się uzupełniają, dlatego też w drogich cyfrowych systemach Hi-Fi można znaleźć drogie pozłacane transformatory ze srebrnym uzwojeniem. Istnieje również ogromny popyt na przedwzmacniacze klasy A z transformatorami w stylu Neve, takie jak 1073.

Uważam, że – w granicach rozsądku – zniekształcenia harmoniczne niskiego rzędu są korzystne w przypadku prostych sygnałów audio, takich jak głos solowy i perkusja,

eprasa.pl e9d8143d34



Rysunek 37. Krzywa zniekształceń transformatora wyjściowego przy napięciu międzyszczytowym 7 V i obciążeniu 600 Ω. Zwróć uwagę na typowy wzrost przy niskich częstotliwościach. Poziom w tym zakresie jest wyższy, ponieważ transformator jest lekko przesterowany na tym poziomie

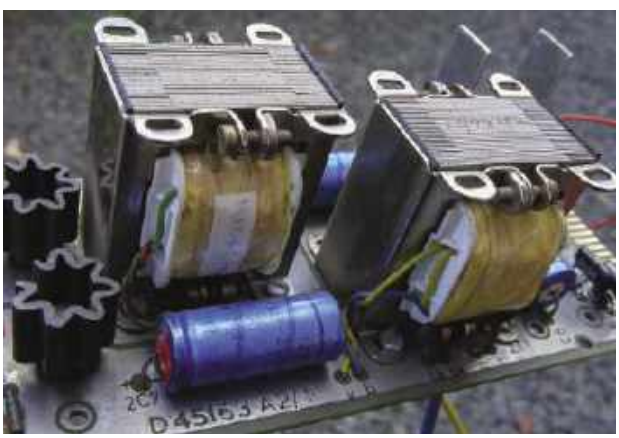


Rysunek 38. Efekt zastosowania obwodu redukcji zniekształceń o ujemnej rezystancji (rysunek 42). Takie same warunki jak na rysunku 37, ale z prawie 10-krotną redukcją zniekształceń

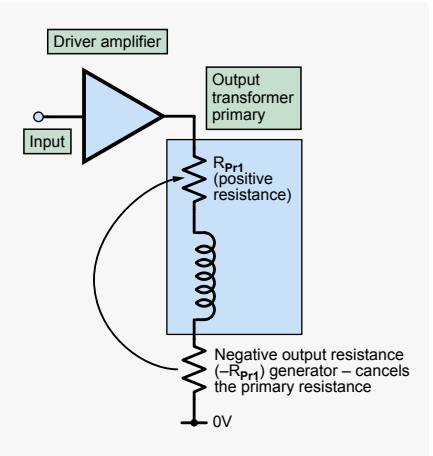
ale złe w przypadku złożonych miksów sygnałów, na przykład fortepianu i muzyki chóralnej. Wynika to z faktu, że dysonansowe produkty intermodulacyjne powstają przy wielu tonach w systemach o wysokim THD. Zdecydowałem się zaoferować tutaj wybór, normalne zniekształcenia transformatora wynoszące około 1% przy 20 Hz (**rysunek 37**) lub specjalny obwód redukujący zniekształcenia zbudowany z użyciem IC2b, który obniża zniekształcenia niskoczęstotliwościowe do około 0,02%, jak pokazano na **rysunku 38**.

Obwód minimalizujący zniekształcenia

BBC pierwotnie używało ogromnych, drogich transformatorów z rdzeniami zawierającymi 80% niklu i 20% żelaza w swoich własnych urządzeniach, jak pokazano na **rysunku 39**. Było to bardzo skuteczne w minimalizowaniu

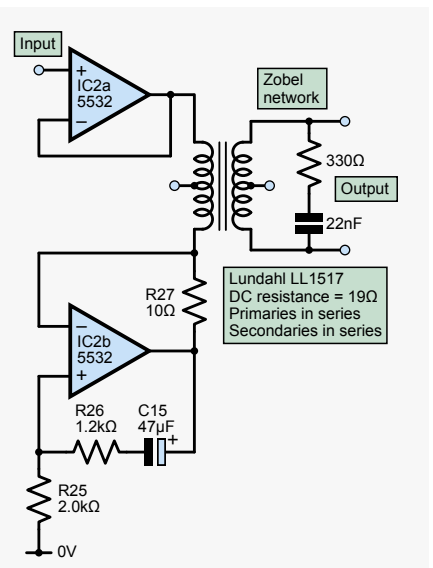


Rysunek 39. Waga zamiast sprzężenia zwrotnego – BBC używało konwencjonalnie sterowanych, dużych (43 mm wysokości) transformatorów z rdzeniem o dużej zawartości niklu, dla uzyskania niskich zniekształceń



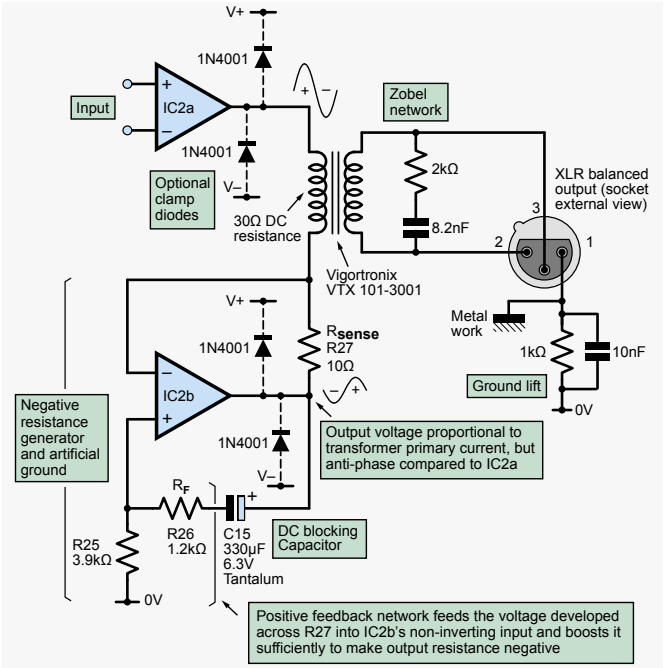
Rysunek 40. Podstawowa zasada redukcji zniekształceń transformatora. Ujemna rezystancja niweluje pierwotną rezystancję DC transformatora

zniekształceń. Kiedy miksery dźwięku zaczęły być kupowane od zewnętrznych dostawców, przedsiębiorczy inżynierowie opracowali sprytne rozwiązania układowe, aby uzyskać taką samą wydajność przy użyciu tańszych komponentów. Większość z nich obejmowała ujemne sprzężenie zwrotne z dodatkowego uzwojenia, takie jak w niektórych konstrukcjach firmy Neve. Opracowano też inną metodę, dzięki której można było wykorzystać standardowe transformatory. Powszechnie wiadomo było, że transformatory dają mniejsze zniekształcenia, gdy są zasilane ze źródła o zerowej impedancji. Wynikało to z faktu, że prąd pobierany przez transformator jest zniekształcony z powodu histerezy i efektu nasycenia żelaznego rdzenia. Efekt powodowany nasyceniem rdzenia uwydatnia się wraz

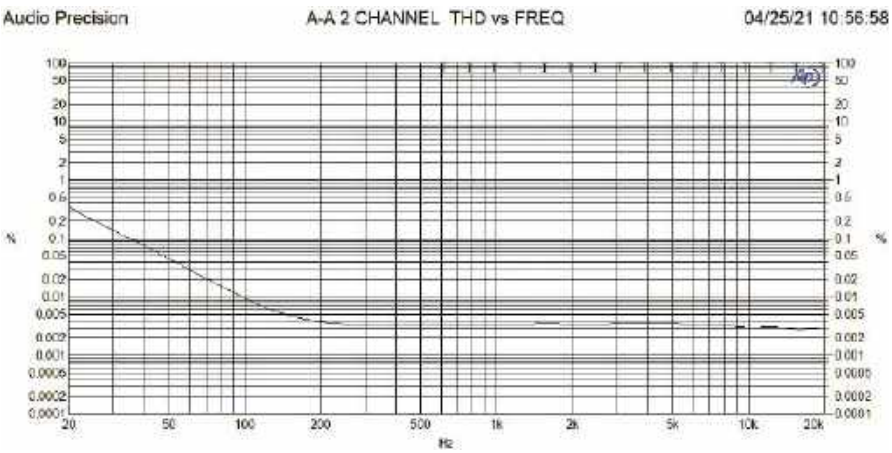


Rysunek 41. Obwód redukcji zniekształceń stosowany w konsoletach emisyjnych firmy Calrec z końca lat 80., wykorzystujący transformator wyjściowy firmy Lundahl

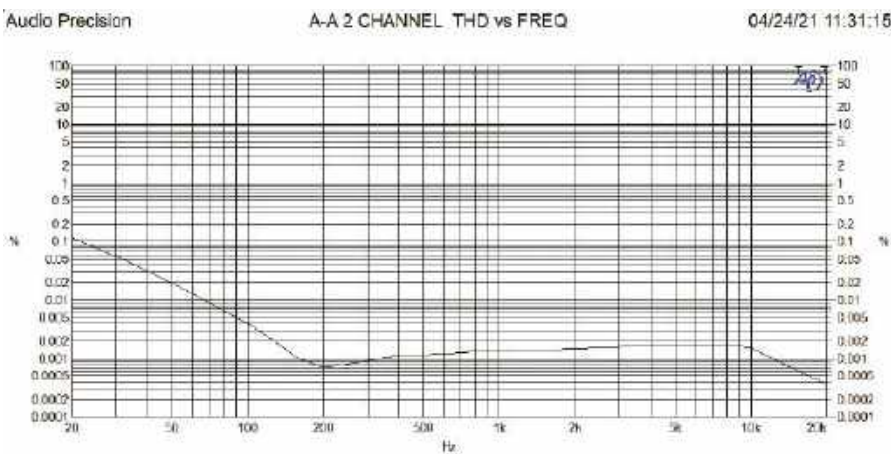
eprasa.pl e9d8143d34



Rysunek 42. Ujemna rezystancja powstaje poprzez wytworzenie przeciwfazowego spadku napięcia z prądu przepływającego przez rezystor R27. Efekt jest wzmacniany przez sieć dodatniego sprzężenia zwrotnego R26 i R25. Prąd stały musi być zablokowany przez C15, aby zapobiec przesunięciu punktu pracy wzmacniacza operacyjnego



Rysunek 43. Transformator wyjściowy musi być sterowany bezpośrednio/sprzężony stałoprądowo. Dodanie kondensatora bipolarnego 47 µF szeregowo z wyjściem IC2a zepsuło efekt niwelowania zniekształceń. Stwierdziłem, że zamknięcie tego kondensatora w pętli ujemnego sprzężenia zwrotnego przy IC2a wyeliminowało zniekształcenia, ale spowodowało dzwonienie o niskiej częstotliwości w okolicach kilku herców. Ujemna rezystancja to dobry sposób na stworzenie oscylatora. Prace w toku



Rysunek 44. Efekt zniekształceń wnoszonych przez pojedynczy kondensator tantalowy 100 µF/20 V doprowadzający napięcie 13,6 Vpk-pk do niezrównoważonego wyjścia 600 Ω (tj. bez transformatora). Jest on odwrotnie spolaryzowany w każdym cyklu, a napięcie rośnie wraz ze spadkiem częstotliwości, powodując wzrost zniekształceń przy niskich częstotliwościach. Jest mało prawdopodobne, aby kondensator był normalnie zasilany na tym poziomie

ze spadkiem częstotliwości, ponieważ na każdy cykl przypada więcej energii magnetycznej do zmagazynowania, co odpowiada za wzrost niskich częstotliwości. Pomimo tych sztuczek warto zauważyć, że pewne szczątkowe zniekształcenia nadal powstają z powodu istnienia rezystancji szeregowej uzwojenia pierwotnego, nawet jeśli jest ono zasilane z wyjścia o zerowej impedancji. Pewna bystra osoba doszła do wniosku, że jeśli rezystancja ta może zostać zniwelowana przez ujemną rezystancję, zniekształcenia powinny zostać wyeliminowane, jak pokazano na **rysunku 40**.

Obwód opracowany przez Calrec we współpracy z firmą Lundahl, szwedzkim producentem transformatorów, Lundahl, pokazano na **rysunku 41**. Dolny wzmacniacz operacyjny IC2b jest generatorem ujemnej rezystancji. Działa on poprzez wytwarzanie napięcia w przeciwfazie do przepływu prądu za pomocą rezystora wykrywającego (R27). Jeśli prąd płynie do górnego końca rezystora wykrywającego, napięcie wytworzone na nim spada, a nie rośnie, jak pokazano na **rysunku 42**. Należy zauważyć, że obwód ten wykorzystuje pewien stopień dodatniego sprzężenia zwrotnego i jeśli ujemna rezystancja przekracza rezystancję pierwotną, obwód będzie oscylować. Wielkość dodatniego sprzężenia zwrotnego jest ustawiana przez rezystor sprzężenia zwrotnego dolnego ramienia (R25) i należy go dostosować do używanego transformatora. Oryginalny

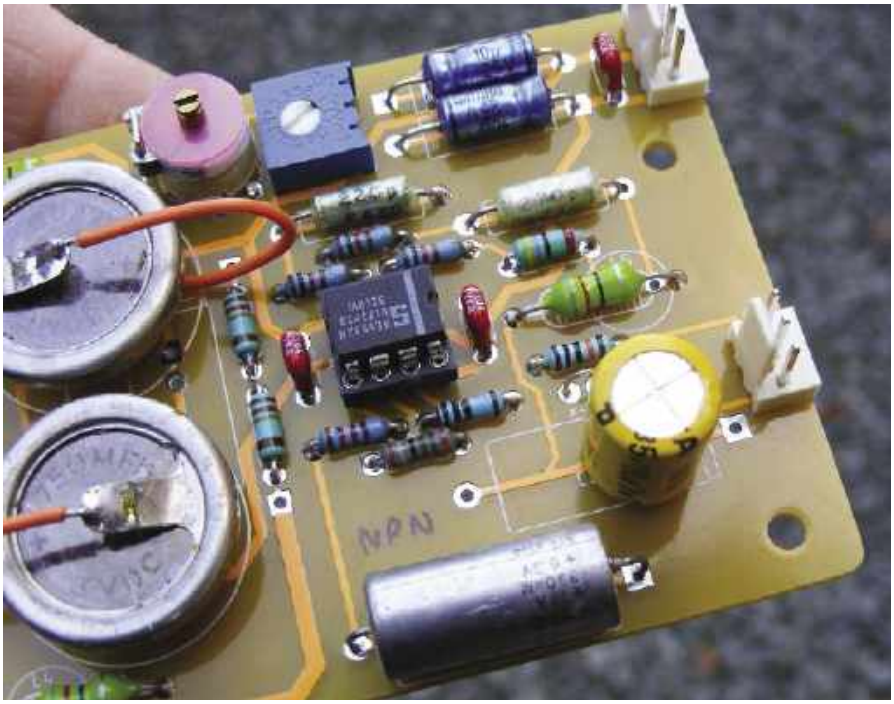


Rysunek 45. Bipolarne kondensatory elektrolityczne mają znikome zniekształcenia, ale mogą ulec degradacji, jeśli nie są używane. Wszystkie te kondensatory Suntan prawie eksplodowały podczas przechowywania



Rysunek 46. Marka kondensatorów Hitano nie była lepsza niż Suntan pod względem degradacji komponentów

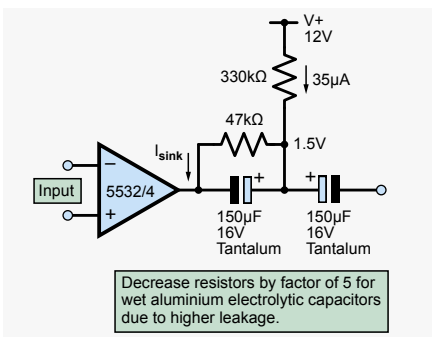
eprasa.pl e9d8143d34



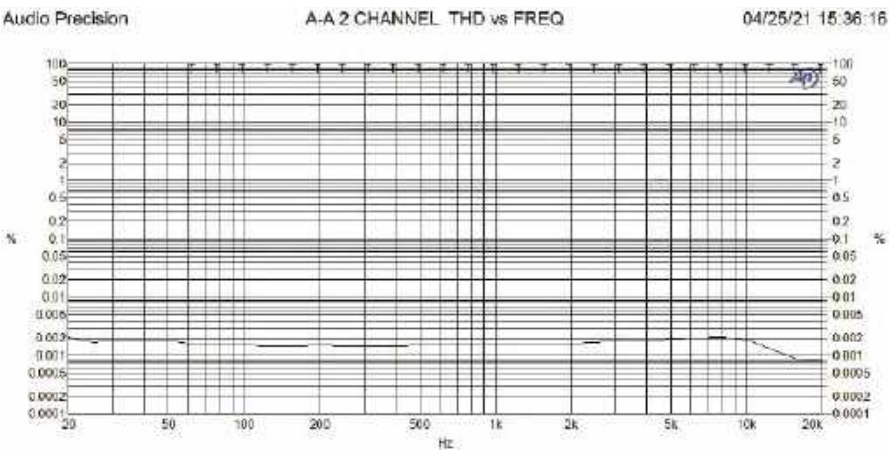
Rysunek 47. Te żółte kondensatory Nitai nie powodowały problemów z degradacją, ale nie jestem pewien, czy nadal można je dostać

obwód firmy Calrec wykorzystywał 2 kΩ z transformatorem Lundahl LL1517, który jest obecnie bardzo drogi. Ja używam Vigortronix z rdzeniem zawierającym 49% Ni, typu VTX 101-3001 z R25 ustawionym na 3,9 kΩ. Innym źródłem zniekształceń są prądy uziemienia. Poprzez doprowadzenie prądu powrotnego transformatora do wyjścia IC2b, jest on wygodnie kierowany do szyn zasilających.

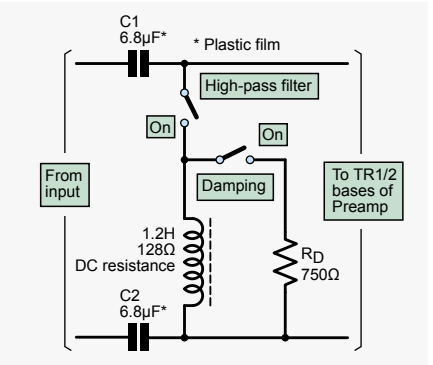
Aby uzyskać najniższy poziom zniekształceń, należy zawsze zasilać transformator bezpośrednio z wyjścia wzmacniacza za pomocą sprzężenia stałoprądowego. Dodanie kondensatora sprzęgającego powoduje ponowny wzrost zniekształceń LF z powodu reaktancji kondensatora, jak pokazano na **rysunku 43**. Jednym z problemów związanych z bezpośrednim sterowaniem transformatorów jest niska rezystancja DC uzwojenia, która może powodować wysokie prądy zwarciowe w przypadku pojawienia się napięcia offsetowego. Układ 5532 wydaje się być w stanie przetrwać takie sytuacje, ale jego wartość znamionowa rozpraszania może zostać przekroczona w najgorszym przypadku, gdy oba wyjścia wzmacniacza operacyjnego są podłączone do przeciwległych szyn zasilania. Dobrym środkiem ostrożności jest dodanie diod (pokazanych kropkami na rysunku 42) od wyjść do szyn zasilania, aby poradzić sobie z możliwymi skokami napięcia w obwodzie sterowania transformatorem.



Rysunek 48. Obwód bipolarnego kondensatora tantalowego stosowany w mikserach Midas. Niskie zniekształcenia, trwałość na zawsze. Midas również polaryzował stopień wyjściowy 5534 do przesuniętej klasy A dla niższych zniekształceń (chociaż w tym przypadku prąd wpływający będzie miał mały efekt – potrzeba około 5 mA)



Rysunek 49. Wpływ rozwiązania układowego Midasa na sygnał 7 Vpk-pk przy 600 Ω (bez transformatora)



Rysunek 50. Filtr górnoprzepustowy można umieścić bezpośrednio na wejściu przedwzmacniacza. Aby uzyskać lepszy headroom, przed wzmocnieniem należy usunąć śmieci o niskiej częstotliwości

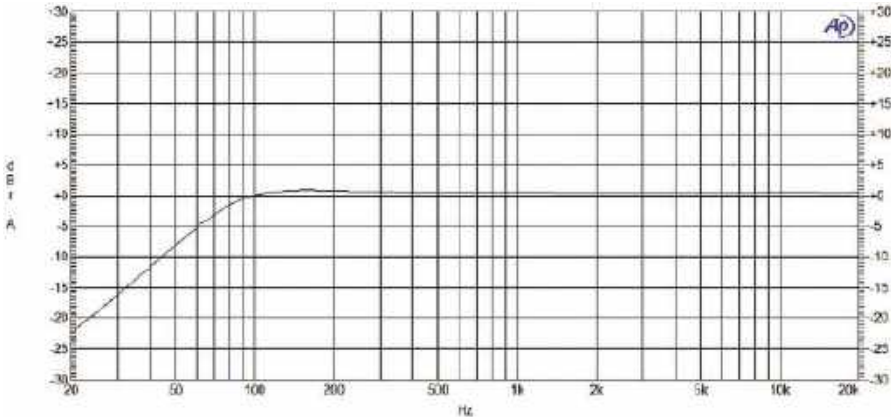
Zniekształcenia wnoszonne przez kondensator

W nekrologu Ruperta Neve'a (JAES, marzec 2021), Malcolm Atkin, dyrektor generalny Audio Consultants Ltd, wspomniał Neve'a opisującego, co spowodowało wyjątkową jakość dźwięku jego konsoli mikserskiej zainstalowanej w studiach nagraniowych Air Sir George'a Martina w Montserrat. Powiedział, że nie chodziło tylko o transformatory, ale także o kondensatory tantalowe. Używanie kondensatorów tantalowych do sprzęgania sygnału (zwłaszcza gdy nie są one spolaryzowane i pracują z niskimi impedancjami) daje podobny wzrost zniekształceń niskich częstotliwości jak transformatory. **Rysunek 44** pokazuje te zniekształcenia od kondensatorów na przedwzmacniaczu mikrofonowym. Zwykłe mokre elektrolity aluminiowe również powodują takie zniekształcenia, ale około pięciokrotnie mniejsze.

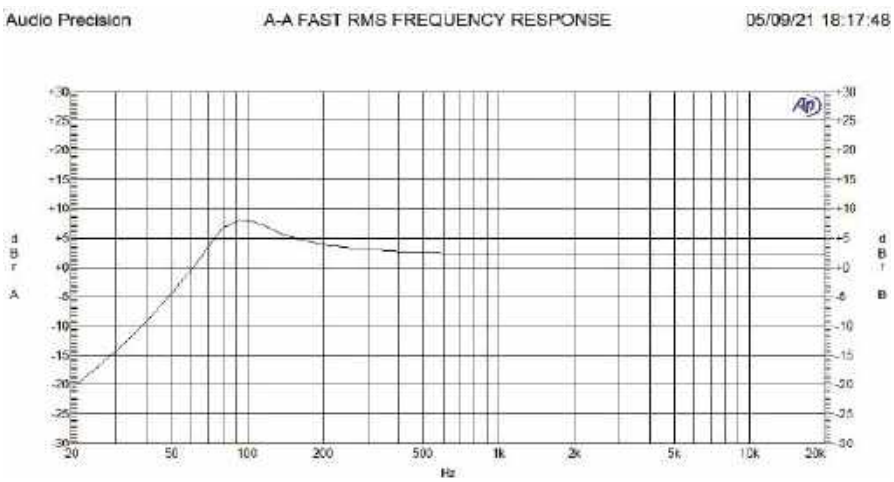
Użycie kondensatorów bipolarnych

Bipolarne, mokre elektrolity aluminiowe są prawie wolne od zniekształceń i zapewniają pełną ochronę przed silnymi przesunięciami

eprasa.pl e9d8143d34



Rysunek 51. Odpowiedź filtra górnoprzepustowego drugiego rzędu z rysunku 50 z częstotliwością odcięcia 95 Hz, którą należy zmienić, aby dopasować ją do różnych głosów



Rysunek 52. Efekt usunięcia rezystora tłumiącego Rd na rysunku 50. Garbata charakterystyka jest przydatna w niektórych aplikacjach mowy



Rysunek 53. Analizator zniekształceń Linsley-Hood służył mi przez 25 lat

dowolnej polaryzacji. Podejście to zostało zastosowane przez Clive'a Greena w jego mikserach Cadac, używanych w większości teatrów na West Endzie. Podłączenie dwóch spolaryzowanych kondensatorów elektrolitycznych przeciwsobnie, jeden za drugim, skutecznie tworzy kondensator bipolarny, ale nadal występują pewne zniekształcenia. Aby je wyeliminować, potrzebne jest kilka woltów polaryzacji w miejscu ich połączenia.

Bezczynność może zabić

Mało znanym problemem związanym z mokrymi kondensatorami bipolarnymi jest ich krótki okres trwałości. Właśnie wyrzuciłem zapas kondensatorów Suntan kupiony w Rapid i kilka typów Hitano z JPR, które eksplodowały w magazynie po kilku latach. Kiedy złożyłem reklamację, wskazali, że nota katalogowa określa, że wymagają odwrócenia polaryzacji co 250 godzin. Te od Nichicona i Panasonica mają takie same wymagania. Muszą być używane, inaczej umierają – patrz **rysunki 45** i **46**. Rozsądnym sprawdzeniem jest zmierzenie pojemności. Jeśli wyraźnie wzrosła w stosunku do podanej wartości, oznacza to, że proces degradacji już się rozpoczął, a warstwa dielektryka jest przerzedzona. Jednym z producentów, którego produkty nie cierpią na tę wadę, jest żółty typ Nitai pokazany na **rysunku 47**.

Dotyk Midasa

Sprytnym sposobem na obejście tego problemu jest technika opracowana przez firmę Midas, która produkowała miksery i systemy dźwiękowe używane przez Pink Floyd. Pamiętam, że jak miałem 13 lat, to mój wujek, który pracował tam jako inżynier testowy, zabrał mnie, w 1975 roku, do ich fabryki niedaleko Euston. Zobaczyłem najlepszy projekt audio, konstrukcję i komponenty. Mieli przewodzące plastikowe potencjometry Bourns i wzmacniacze operacyjne Philips TDA1034 (później przemianowane na NE5534) przed kimkolwiek innym. Dziwactwo 5534 polega na tym, że doprowadzenie niewielkiego prądu do wyjścia 5534 zmniejsza jego zniekształcenia. Inżynierowie z Midasa (którzy, jak podejrzewam, odkryli tę technikę) połączyli ją również z bipolarnym obwodem polaryzacji kondensatorów, jak pokazano na **rysunku 48**. To zdziałało cuda z kondensatorami tantalowymi. Wynikową krzywą pokazano na **rysunku 49**. Mamy teraz praktycznie pozbawiony zniekształceń kondensator sprzęgający, który działa przez cały okres użytkowania. Jedna z konsolet Midasa znajduje się obecnie w kolekcji mikserów brytyjskiego Narodowego Muzeum Nauki i Mediów.

eprasa.pl e9d8143d34



Rysunek 54. Moja jednostka Linsley-Hood została teraz zastąpiona jednostką Audio Precision, dzięki czemu można łatwiej tworzyć wykresy



Rysunek 55. Większość japońskich tranzystorów o niskim poziomie szumów ma kolektory pośrodku. Należy je umieścić w gniazdach TO5, jak pokazano tutaj

Filtr górnoprzepustowy

Szum wiatru, puknięcia wokalne i szumy związane z obsługą powodują, że mikrofony generują wiele sygnałów przejściowych o niskiej częstotliwości, które powodują różnego rodzaju problemy, takie jak przesterowanie, intermodulacje i nasycenie transformatora. Najlepiej usunąć je jak najszybciej z łańcucha sygnałowego. Prostym kompromisem jest umieszczenie mniejszego kondensatora szeregowo z C8, C9 i VR1 (regulacja wzmocnienia). Mogą to być dwa kondensatory tantalowe 22 µF umieszczone szeregowo jeden za drugim. Są one następnie zwierane za pomocą przełącznika, aby wyłączyć filtr. Niestety, częstotliwość odcięcia zmienia się wraz z ustawieniem wzmocnienia. Wybór kondensatorów można podłączyć do dodatkowego zespołu styków w przełączniku wzmocnienia. Lepszym rozwiązaniem jest cewka indukcyjna 1200 mH podłączona do wejścia za kondensatorami sprzęgającymi C1 i C2, jak pokazano na **rysunku 50**. Nie powoduje to znaczących zniekształceń lub szumów wywołanych impedancją. Zmniejszenie pojemności kondensatorów do 6,8 µF zwiększa nachylenie zbocza i podnosi częstotliwość odcięcia do wartości pokazanej na **rysunku 51**. Cewka indukcyjna musi być dobrze ekranowana, aby uniknąć szumów, np. za pomocą ferrytowego rdzenia kubkowego. Pozostawienie wyłączonego rezystora tłumiącego 750 Ω daje garb rezonansowy, który może być przydatny do dodawania „ciepła" do głosów, jak pokazano na **rysunku 52**. Można go przełączać.

Pomiar zniekształceń

Zniekształcenia to parametr wymagający drogiego sprzętu pomiarowego. Zaczynałem od domowej roboty analizatora zniekształceń ETI Linsley-Hood (**rysunek 53**), a następnie przesiadłem się na Lindosa, jeden z najlepszych przykładów zdegenerowanej konstrukcji cyfrowej z szarym wyświetlaczem LCD. Niedawno przesiadłem się na urządzenie Audio Precision pokazane na **rysunku 54** – czekając 15 lat, aż cena spadnie jak dobrego samochodu, z 14000 do 1500 funtów. Oprogramowanie jest okropne, jak Windows Vista, ale sprzęt (poza głośnym wentylatorem) jest niezrównany.

Tranzystory PNP

Na płytce drukowanej przewidziano możliwość zastosowania tranzystorów PNP, aby wykorzystać ich nieco lepsze wartości szumów i Rbb w porównaniu z ich odpowiednikami NPN. Biegunowość zasilania kolektora (R7 i R8) i rezystorów emiterowych (R9 i R10) można odwrócić za pomocą połączeń. Należy zauważyć, że diody D5 i D6, C8 i C9 również muszą zostać odwrócone. **Rysunek 55** pokazuje, jak instalowane są japońskie tranzystory z centralnym kolektorem, takie jak 2SD655.

Zasilanie tranzystorów z 48 V

Groner odkrył, że zasilanie kolektorów tranzystorów z szyny zasilania fantomowego 48 V zmniejszyło szum przy





Rysunek 56. Niskoimpedancyjny blok wzmocnienia z zasilaniem fantomowym; musiał on zostać włożony pomiędzy mikrofon niskoimpedancyjny RE20 i przedwzmacniacz Teda Fletchera, aby uzyskać przyzwoity stosunek sygnału do szumu

eprasa.pl e9d8143d34

minimalnym wzmocnieniu o 5,3 dB. Ta modyfikacja może być wykonana tylko z tranzystorami NPN. Rezystory R7 i R8 należy zwiększyć do 9,1 kΩ 0,5 W. Można to zrobić, po prostu umieszczając rezystory 6,2 kΩ w miejscach oznaczonych REX1 i REX2 na płytce drukowanej i umieszczając diodę w połączeniu z dodatnią szyną 15 V. Tranzystory PNP mogą odnieść korzyść poprzez podłączenie rezystorów emiterowych do +48 V, co zapewni bardziej stały prąd, dając lepsze dopasowanie (na płytce nie ma na to miejsca – jest to tylko eksperyment, więc jego wdrożenie będzie nieco niechlujne).

Wersja bateryjna

Drugi stopień wzmacniacza operacyjnego można wyeliminować, podając wyjścia stopni wzmocnienia (IC2) bezpośrednio do transformatora wyjściowego lub wyjścia symetrycznego. Zmniejszy to pobór prądu o 4 mA i pozwoli uniknąć szumów wzmacniacza różnicowego. Odkryłem, że Vigortronix VTX-101-007 jest doskonałym transformatorem do tego zadania. Możliwe jest użycie przedwzmacniacza z kilkoma lub nawet czterema bateriami PP3 jako zdalnego wzmacniacza. Pobór prądu przy napięciu ±9 V wynosił 13,8 mA. O dziwo, okazało się, że urządzenie działa nawet przy napięciu ±4,5 V. Zniekształcenia będą oczywiście znacznie wyższe w przypadku wersji bateryjnej. Duże kondensatory odsprzęgające na szynie, powiedzmy 470 µF, zmniejszą je. Zastanawiam się nad stworzeniem zasilanej fantomowo wersji z pojedynczą szyną, takiej jak wzmacniacz pokazany na **rysunku 56**.



Rysunek 57. Ted Fletcher Brick to niesamowity przedwzmacniacz mikrofonowy i procesor do studyjnych mikrofonów pojemnościowych, ale nie nadaje się do niskich impedancji, stąd podana tutaj konstrukcja zastępcza

Przemyślenia końcowe

To, co zaczęło się jako prosty przedwzmacniacz mikrofonowy, przekształciło się teraz w złożony sprzęt studyjnej jakości, wymagający miesiąca pracy. Nie zmieści się on teraz w obudowie vocodera, więc będzie musiał działać samodzielnie. Jak dotąd wypada korzystnie w porównaniu z kosztującym 700 funtów przedwzmacniaczem mikrofonowym Ted Fletcher Designs Brick pokazanym na **rysunku 57**.

Okablowanie

Nie ma sensu używać wzmacniacza o niskim poziomie szumów z szumiącymi kablami, więc w przyszłym miesiącu w Practically Speaking pokażę, jak zrobić najwyższej jakości przewód mikrofonowy. ■

Jake Rothman

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

REKLAMA

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

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

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

KLUB AVT ELEKTRONIKA

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

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



eprasa.pl e9d8143d34

Subscribe to Elektor's newsletter and get the chance to

WIN

a Raspberry Pi Pico W board



www.elektor.com/eda



Subscribe to Elektor's newsletter, get a €5 coupon code and get the chance to WIN a Raspberry Pi Pico W board

Be one of the 10 fortunate winners!



elektor
design > share > earn

eprasa.pl e9d8143d34

Ekscytacje Maxa

Migające diody LED i śliniący się inżynierowie (10)

Witam wszystkich. Przypomnijmy sobie pokrótce, że obecnie bawimy się tablicą 12×12 piłeczek pingpongowych, z których każda zawiera trójkolorową diodę LED opartą na WS2812.

Przez kilka ostatnich odcinków eksperymentowaliśmy z „wirtualnymi kroplami deszczu" losowo padającymi na piksele w naszej matrycy i je rozświetlającymi. Pod koniec poprzedniego odcinka zauważyliśmy, że do tej pory pracowaliśmy tylko z jedną kroplą na raz (**rysunek 1a**). Przypuszczaliśmy również, że byłoby bardziej ekscytująco, gdybyśmy pozwolili na jednoczesną aktywność wielu kropelek, a czasy rozpoczęcia i zakończenia inicjowanych przez nie efektów świetlnych, byłyby losowo określane, tak aby nakładały się na siebie w interesujący i nieprzewidywalny sposób (**rysunek 1b**).

Oczywiście, jak większość rzeczy, implementacja takiego „rogu obfitości" do naszych obecnych kropelek brzmi łatwo, jeśli mówisz to szybko i wściekle gestykulujesz. Niestety, sposób, w jaki do tej pory implementowaliśmy rozwiązania w naszym kodzie, okaże się raczej ograniczający. Ale odwróćmy tę sytuację i uśmiechnijmy się, ponieważ nie pozwolimy, aby cokolwiek przeszkodziło nam w osiągnięciu naszej ekstrawagancji z wieloma kroplami, albo nie nazywam się Max the Magnificent.

W pewnym stanie

Rozważmy następującą interpretację funkcji main `loop()` używanej w klasycznym szkicu (programie) Arduino „Blink". Załóżmy, że używamy tego programu do sterowania żółtą diodą LED. W tym konkretnym przykładzie włączamy i wyłączamy diodę LED z częstotliwością 1 Hz (jeden cykl na sekundę).

```
void loop()
{
  digitalWrite(PinLed, LOW);
  delay(500);
  digitalWrite(PinLed, HIGH);
  delay(500);
}
```

Termin „automat skończony" odnosi się do matematycznego modelu obliczeń. Podstawową ideą jest to, że mamy abstrakcyjny automat, który może znajdować się tylko w jednym ze skończonej liczby stanów w danym momencie. Powodem, dla którego o tym wspominam, jest to, że przedstawiony powyżej kod można uznać za implementację automatu skończonego, którego działanie można przedstawić graficznie, jak pokazano na **rysunku 2a**.

Załóżmy teraz, że zdecydujemy się dodać czerwoną diodę LED, a obie diody LED będą włączać się i wyłączać z różną częstotliwością. Powiedzmy, że czerwona dioda LED ma częstotliwość 1 Hz, a żółta dioda LED ma częstotliwość 2 Hz. Główny kod pętli `loop()` mógłby wyglądać następująco, z graficznym odpowiednikiem przedstawionym na **rysunku 2b** (pełny szkic jest przedstawiony w pliku CB-Dec20-01.txt – on i inne pliki powiązane z tym artykułem są dostępne na stronie PE z grudnia 2020 r.).

```
void loop ()
{
  // Stan 0
  digitalWrite(PinRedLed, LOW);
  digitalWrite(PinYellowLed, LOW);
  delay(250);

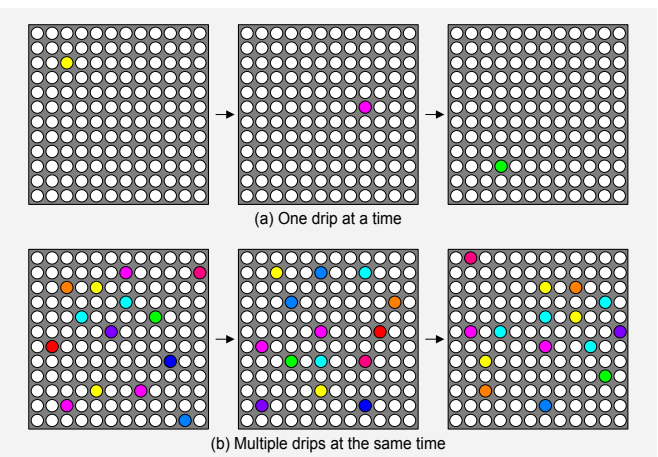
  // Stan 1
  digitalWrite(PinRedLed, LOW);
  digitalWrite(PinYellowLed, HIGH);
  delay(250);

  // Stan 2
  digitalWrite(PinRedLed, HIGH);
  digitalWrite(PinYellowLed, LOW);
  delay(250);

  // Stan 3
  digitalWrite(PinRedLed, HIGH);
  digitalWrite(PinYellowLed, HIGH);
  delay(250);
}
```

W klasycznym automacie skończonym mielibyśmy jakiś sposób na zapamiętanie bieżącego stanu automatu. Może to być rejestr zawierający zmienne stanu w przypadku implementacji sprzętowej lub typ wyliczeniowy w przypadku implementacji programowej (więcej informacji na temat typów wyliczeniowych można znaleźć dalej w części „Sprytne porady i sztuczki". Dla porównania, jeśli chodzi o nasz przykładowy kod pokazany powyżej, poza użyciem komentarzy, nie mamy żadnego sposobu na jawne zdefiniowanie bieżącego stanu. Zamiast tego stan jest implikowany przez miejsce, w którym znajdujemy się w kodzie.

Aby zilustrować, dlaczego jest to problem, załóżmy, że poproszę o dodanie zielonej diody LED o częstotliwości 3 Hz. Poświęć chwilę na zastanowienie się, jak zaimplementowałbyś kod do tego celu.



Rysunek 1. Pojedyncze i wielokrotne kropelki

eprasa.pl e9d8143d34

Wyobrażam sobie, jak się uśmiechasz, bo choć wiesz, że wszystko jest ze sobą tak powiązane, że bez wątpienia utrudni to pracę, jesteś pewien, że – gdyby przyszło co do czego – mógłbyś to zrobić. Co powiesz na to, że zamiast po prostu włączać i wyłączać trzy diody LED, poproszę Cię, abyś je włączył, przytrzymał i wyłączył, przy czym każde wygaszenie zajmie 10 kroków w ciągu 100 milisekund (ms). Nie uśmiechasz się teraz, prawda?

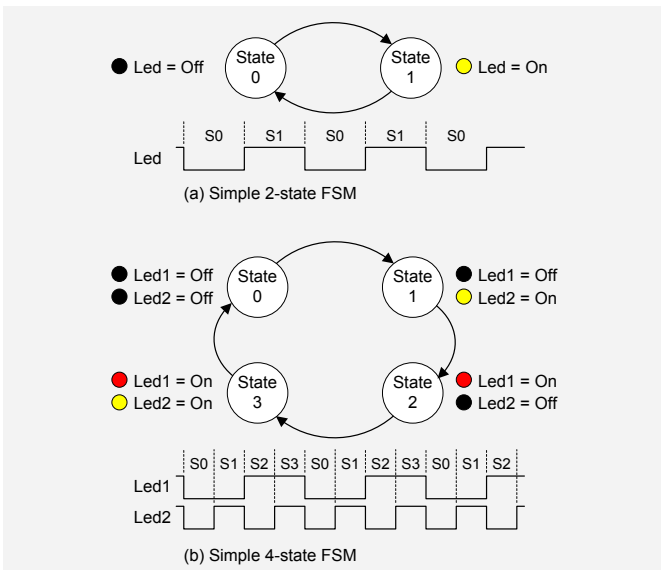
Gdy się nad tym zastanowić, to właśnie w tym punkcie znajdujemy się z naszymi istniejącymi programami „kroplującymi". Chociaż prawdą jest, że zaimplementowaliśmy kilka bardzo smacznych efektów wygaszania przy użyciu różnych kolorów, osiągnęliśmy to tylko przy jednej kropelce na raz. Będziemy musieli przyjąć nowe podejście, jeśli chcemy mieć wiele kropelek aktywnych jednocześnie w losowych relacjach między sobą.

Wyrzuć delay()!

Funkcja `delay()` pokazana w powyższych przykładach kodu jest funkcją blokującą, co oznacza, że całkowicie zajmuje procesor, tym samym uniemożliwiając (lub blokując) cokolwiek innego. Podczas gdy procesor wykonuje funkcję `delay()`, nie może reagować na zmiany na żadnym ze swoich wejść, nie może wykonywać żadnych obliczeń ani podejmować żadnych decyzji, a także nie może zmieniać stanu żadnego ze swoich wyjść.

Najważniejsze jest to, że aby osiągnąć wielokrotne kropelki, musimy porzucić funkcję `delay()` i zaimplementować nasz kod przy użyciu innego podejścia. Jedną z technik, którą możemy zastosować, jest cykliczne sprawdzanie zegara systemowego w celu określenia, kiedy nadszedł czas na działanie. Spójrzmy na prosty przykład tego w akcji. Zamierzamy utworzyć nową wersję naszego programu 2-LED przy użyciu tej nowej metody. Jak zobaczysz, jeśli spojrzysz na kod (plik CB-Dec20-02.txt), zaczynamy od zdefiniowania `LED_OFF` i `LED_ON` odpowiednio jako `LOW` i `HIGH`. Deklarujemy również dwie zmienne globalne `StateRedLed` i `StateYellowLed` do przechowywania bieżących stanów (`LED_OFF` lub `LED_ON`) odpowiednich diod LED.

Dla celów tych przykładów, każda dioda LED ma stosunek czasu załączenia do czasu wyłączenia 1:1, co oznacza, że jest włączona przez taki sam czas jak wyłączona. Ponieważ chcemy, aby czerwona dioda LED miała częstotliwość 1 Hz, co odpowiada okresowi 1000 ms, oznacza to, że będzie ona na przemian włączona przez 500 ms i wyłączona przez 500 ms. Podobnie, ponieważ chcemy, aby żółta dioda LED miała częstotliwość 2 Hz, co odpowiada okresowi 500 ms, oznacza to, że będzie ona naprzemiennie włączona przez 250 ms i wyłączona przez 250 ms.



Rysunek 2. Automaty skończone

Wszystko to wyjaśnia, dlaczego deklarujemy zmienną globalną o nazwie `OnOffDelayRedLed`, którą ustawiamy na 500 ms, oraz zmienną globalną o nazwie `OnOffDelayYellowLed`, którą ustawiamy na 250 ms. Ponadto deklarujemy również dwie zmienne globalne `LastTimeRedLedChanged` i `LastTimeYellowLedChanged`, których – jak sugerują ich nazwy – będziemy używać do śledzenia ostatniego razu, gdy powiązane z nimi diody LED zmieniły stan.

Poniżej przedstawiono kod pierwszej połowy głównej pętli. Zaczynamy od załadowania zmiennej lokalnej currentTime wartością zwróconą z funkcji `millis()` Arduino, która będzie 32-bitową liczbą całkowitą bez znaku, reprezentującą liczbę milisekund, które upłynęły od włączenia Arduino i uruchomienia programu.

```
void loop ()
{
  uint32_t currentTime = millis();

  if ( (currentTime - LastTimeRedLedChanged) >=
              OnOffDelayRedLed )
  {
  if (StateRedLed == LED_OFF)
  {
       StateRedLed = LED_ON;
  }
  else
  {
       StateRedLed = LED_OFF;
  }

  digitalWrite(PinRedLed, StateRedLed);
  LastTimeRedLedChanged = currentTime;
  }

  // Więcej kodu znajduje się tutaj
}
```

Następnie wykonujemy test, aby sprawdzić, czy bieżący czas minus ostatni czas zmiany czerwonej diody LED jest większy lub równy opóźnieniu włączenia/wyłączenia czerwonej diody LED, które wcześniej ustawiliśmy na 500 ms. Jeśli nie, nic nie robimy. Jeśli jednak minęło 500 ms lub więcej od zmiany stanu czerwonej diody LED, zmieniamy jej stan (z wyłączonej na włączoną lub odwrotnie), a następnie zapisujemy ten nowy stan do pinu sterującego czerwoną diodą LED i resetujemy zmienną przechowującą ostatni czas zmiany stanu tej diody LED do aktualnego czasu.

Pierwszą reakcją może być krzyk „Ach!". Drugą reakcją może być powiedzenie groźnym tonem: „Wybacz, że tak mówię, ale wydaje się, że jest to nieco bardziej skomplikowane niż zwykłe użycie wywołań funkcji `delay()`". Cóż, tak i nie. Chociaż konfiguracja wymaga nieco więcej wysiłku, na dłuższą metę znacznie ułatwia nam życie. Na przykład kod do obsługi żółtej diody LED (który pojawi się w miejscu, w którym wyświetlamy komentarz „// Więcej kodu znajduje się tutaj") jest po prostu zmodyfikowaną kopią instrukcji `if ()`, której użyliśmy do obsługi czerwonej diody LED. Podobnie, gdybyśmy zdecydowali się dodać zieloną diodę LED o częstotliwości 3 Hz, wszystko, co musielibyśmy zrobić, to dodać zmienne globalne StateGreenLed, `OnOffDelayGreenLed` i `LastTimeGreenLedChanged`, a także dodać nową instrukcję `if ()` do naszej głównej pętli. Zaufaj mi – im więcej o tym myślisz, tym łatwiejsze się to staje.

eprasa.pl e9d8143d34

Mój rejestr przepełnia się

Wcześniej zauważyliśmy, że funkcja `millis()` Arduino zwraca 32-bitową liczbę całkowitą bez znaku reprezentującą liczbę milisekund, które upłynęły od włączenia Arduino i uruchomienia programu.

Wartość ta jest przechowywana w 32-bitowym rejestrze licznika/timera zakopanym głęboko w wewnętrznej architekturze Arduino. Jedno z pytań, które bez wątpienia sobie zadajesz, brzmi: „Co się stanie, gdy ten rejestr zostanie przepełniony?". Rozumiemy przez to, że po włączeniu Arduino rejestr ten zawiera 0 (lub 0x00000000 w systemie szesnastkowym). Jeśli będziemy zwiększać ten rejestr co milisekundę, to ostatecznie będzie on zawierał 2^{32}=4 294 967 296 (lub 0xFFFFFFFFFF w systemie szesnastkowym).

Jak długo to potrwa i co będzie dalej? Cóż, ponieważ rejestr zwiększa się co milisekundę (jedną tysięczną sekundy), możemy podzielić 4 294 967 296 przez 1000, aby uzyskać sekundy, następnie podzielić przez 60, aby uzyskać minuty, ponownie przez 60, aby uzyskać godziny i przez 24, aby uzyskać dni. W ten sposób odkrywamy, że zapełnienie rejestru zajmie prawie 50 dni.

Gdy rejestr zawiera 4294967296 (0xFFFFFFFF), następne tyknięcie zegara milisekundowego spowoduje jego przepełnienie i powrót do zawartości 0 (0x00000000), a my zaczniemy wszystko od nowa.

Kiedy więc przejdziemy przez ten przypadek zawinięcia, co stanie się z naszym porównaniem (`currentTime - LastTimeRedLedChanged) >= OnOffDelayRedLed`)? Czy zobaczymy usterkę lub coś gorszego? Z jednej strony jest mało prawdopodobne, że będziemy uruchamiać nasz program kroplujący przez 50 dni lub dłużej. Ponadto świat nie skończyłby się, gdyby w aplikacji tego typu wystąpiła usterka. Z drugiej strony, załóżmy, że chcielibyśmy użyć podobnej techniki do kontrolowania systemu o krytycznym znaczeniu dla bezpieczeństwa lub misji, w którym jakakolwiek forma usterki, bez względu na to, jak niewielka, nie byłaby uważana za dobrą rzecz?

Cóż, ze względu na magię liczb binarnych i operacji, nasz kod będzie szczęśliwie kontynuował wykonywanie zadania migania diod LED bez zmiany opóźnienia lub innych zakłóceń, nawet gdy rejestr `millis()` przepełni się z powrotem do 0. Rozumowanie stojące za tym wszystkim zajmuje trochę czasu i nie chcemy się w to zagłębiać. Na szczęście jakiś czas temu napisałem dwa artykuły, które omawiają to wszystko w najdrobniejszych szczegółach (https://bit.ly/3cPSSBo i https://bit.ly/2GrlNQ2).

Zalew kropelek

Nasze pierwsze wcielenie programu multi-drip skupia się na samych kropelkach. Jest tego całkiem sporo, więc naprawdę radzę pobrać wersję tekstową tego programu i wydrukować ją, aby móc śledzić jego działanie (plik CB-Dec20-03.txt).

Podczas przeglądania tego programu zobaczysz wiele znajomych twarzy w postaci małych funkcji użytkowych, które stworzyliśmy we wcześniejszych szkicach kropelek, takich jak `GetNeoNum()`, `CrossFadeColor()`, `BuildColor()`, `GetRed()`, `GetGreen()` i `GetBlue()`. W rzeczywistości, oprócz tych funkcji i naszych funkcji `setup()` i `loop()`, mamy tylko dwie inne funkcje: `StartNewDrip()` i `ProcessDrips()`.

Zanim przyjrzymy się tym nowym funkcjom nieco dokładniej, musimy rozważyć kilka nowych konstrukcji i definicji w postaci `typedef` (definicje typów), `enum` (typy wyliczane) i `struct` (struktury). Szczegóły dotyczące tych konstrukcji zostały omówione bardziej szczegółowo dalej w części „Sprytne Porady i Sztuczki". Dla naszych celów wszystko, co musimy wiedzieć, to to, że zadeklarowaliśmy typ wyliczeniowy o nazwie `PixelState` w następujący sposób:

```
typedef enum PixelState
{
  NONE,
  DRIP_WAITING,
  DRIP_RISING,
  DRIP_SUSTAINING,
  DRIP_FALLING
};
```

Są to stany, które będziemy kojarzyć z każdym z naszych pikseli: `NONE` mówi, że ten piksel jest obecnie nieaktywny, `DRIP_WAITING` mówi, że zaplanowaliśmy rozpoczęcie tego „kroplowania" w pewnym momencie w przyszłości, a `DRIP_RISING`, `DRIP_SUSTAINING` i `DRIP_FALLING` regulują odpowiednio rozjaśnianie utrzymywanie i wygaszanie piksela.

Następnie deklarujemy strukturę o nazwie `Pixel`, która zawiera wszystkie atrybuty, które chcemy powiązać z każdym z naszych pikseli:

```
typedef struct Pixel
{
  PixelState currentState;
  uint32_t waterColor;
  uint32_t oldColor;
  uint32_t newColor;
  int numSteps;
  int currentStep;
};
```

Zauważ, że pierwszym z tych atrybutów jest stan piksela. Zaczniemy od tego, że wszystkie piksele mają stan `NONE`, gdzie wartości te są przypisywane jako część naszej funkcji `setup()`.

Istnieje wiele różnych sposobów, w jakie możemy zaimplementować nasz program. Jednym z nich może być włączenie pola `lastTimeLedChanged` do naszej struktury `Pixel` (podobnej w koncepcji do sposobu, w jaki zaimplementowaliśmy nasz program 2-LED wcześniej). Jak jednak zobaczymy, zdecydowałem się przyjąć nieco inne podejście.

Ostatnim elementem tej części układanki jest miejsce, w którym deklarujemy tablicę o nazwie `Pixels[][]` naszej struktury `Pixel`, jak pokazano poniżej:

```
Piksele Pixels[NUM_COLS][NUM_ROWS];
```

Chociaż może to wymagać trochę wysiłku, aby nasz mózg poradził sobie z tym wszystkim, to naprawdę nie jest tak źle, jak się wydaje. Jeśli spojrzymy na rzeczy w odwrotnej kolejności, mamy tablicę o nazwie `Pixels[][]`, która zawiera dane powiązane z każdym naszym pikselem. Dane te obejmują takie rzeczy jak stan piksela, kolor powiązany z pikselem i tak dalej.

Jak widzimy poniżej, funkcja `loop()` jest w rzeczywistości prostsza niż ta, którą zastosowaliśmy w naszym programie 2-LED:

```
void loop ()
{
  uint32_t currentTime = millis();

  if ( (currentTime - LastTickTime) > TICK)
  {
   StartNewDrip();
   ProcessDrips();

   Neos.show();

   LastTickTime = currentTime;
  }
}
```

Jak być może pamiętasz z poprzednich programów, używamy zegara głównego, którego `TICK` jest ustawiony na 10 ms. Oznacza to, że co dziesięć milisekund wywołujemy naszą funkcję `StartNewDrip()`, a następnie funkcję `ProcessDrips()`, po czym wyświetlamy bieżące

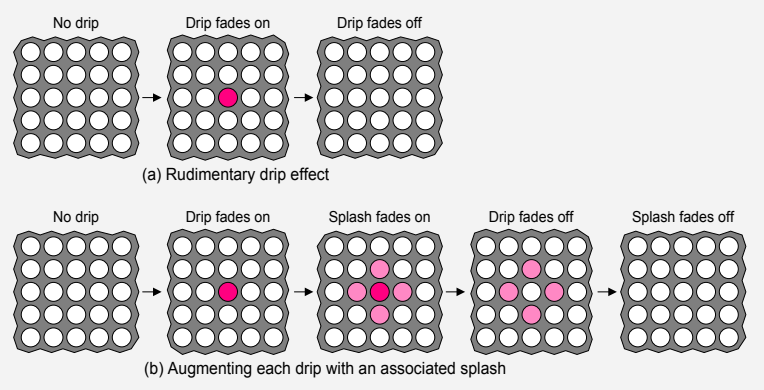
eprasa.pl e9d8143d34

wartości naszych pikseli i aktualizujemy zmienną przechowującą bieżący czas.

Jeśli spojrzysz na kod, zobaczysz, że funkcja `StartNewDrip()` nie zawsze inicjuje nową kropelkę. Mamy globalną zmienną `NumActiveDrips`, która przechowuje liczbę aktywnych kropelek, oraz stałą `NUM_MAX_DRIPS`, która definiuje maksymalną liczbę kropelek, które mogą być aktywne w danym momencie. Nasza funkcja `StartNewDrip()` zainicjuje nową kropelkę tylko wtedy, gdy nie jesteśmy jeszcze w pełni załadowani, a nawet wtedy zaplanuje rozpoczęcie nowej kropelki w losowym czasie w przyszłości.

Tymczasem sprytny sposób, w jaki zaprojektowaliśmy funkcję `ProcessDrip()` oznacza, że każdy etap kropelki jest realizowany w ten sam sposób, przechodząc od jednego koloru do drugiego w serii kroków. Na przykład, gdy czekamy na kroplę, spędzamy czas na blaknięciu od czerni do czerni, co – nie jest to zaskakujące – wygląda jak czerń. Kiedy rozjaśniamy piksel, przechodzimy od czerni do losowo wybranego koloru dla tego piksela. Gdy utrzymujemy piksel w jego bieżącym kolorze, w rzeczywistości przechodzimy od tego koloru do niego samego. Z kolei gdy wygaszamy piksel w dół, przechodzimy od losowo wybranego koloru z powrotem do czerni.

Nie będziemy tutaj bardziej szczegółowo analizować tego kodu. Wystarczy powiedzieć, że możemy podziwiać to wszystko w akcji na filmie, który właśnie nagrałem (https://bit.ly/33ufl3V).



Rysunek 3. Podstawowy efekt kropelki w porównaniu z efektem „kropelka plus rozprysk”

Kalosze założone!

Do tej pory doświadczaliśmy jedynie podstawowych efektów kroplowych (**rysunek 3a**). Ostatnim krokiem w naszej wędrówce przez Driptopię, czyli krainę kropelek – przynajmniej na razie – jest dodanie koncepcji rozprysku (**rysunek 3b**). Pomysł polega na tym, że wkrótce po tym, jak kropla spadnie, stonowana wersja koloru kropli pojawi się w pikselach na północy, południu, wschodzie i zachodzie. Te stonowane wersje utrzymają się przez krótki czas po zaniku pierwotnej kropli, po czym również znikną.

Jeszcze raz zdecydowanie radzę pobrać wersję tekstową tego programu i wydrukować ją, aby móc śledzić jego działanie (plik CB-Dec20-04.txt).

Pierwszą zmianą w stosunku do poprzedniego programu jest to, że zmodyfikowaliśmy nasze definicje `MIN_XY` i `MAX_XY` odpowiednio z 0 na 1 i z 11 na 10. Zrobiliśmy to, aby upewnić się, że nasza funkcja `StartNewDrip()` nie uruchomi żadnych podstawowych kropelek w żadnym z pikseli na zewnętrznych krawędziach tablicy, tym samym zwalniając nas z konieczności wykonywania jakichkolwiek sztuczek w odniesieniu do pikseli rozpryskowych, które w przeciwnym razie mogłyby pojawić się poza tablicą.

Kolejną zmianą jest dodanie kilku dodatkowych stanów do naszego typu wyliczeniowego PixelState (nowe stany są zaznaczone pogrubioną czcionką):

```
typedef enum PixelState
{
  NONE,
  DRIP_WAITING,
  DRIP_RISING,
  DRIP_SUSTAINING,
  DRIP_FALLING,
  SPLASH_WAITING,
  SPLASH_RISING,
  SPLASH_SUSTAINING,
  SPLASH_FALLING
};
```

Dodaliśmy również funkcję `FadeColor()`, której używamy do pobierania głównego koloru kropelki i wygaszania go do określonego procentu jego pierwotnej wartości – ta wersja z wygaszaniem jest tym, czego używamy do naszych pikseli rozpryskowych.

Wreszcie, zmodyfikowaliśmy funkcję `StartNewDrip()`, aby uruchamiała również wszelkie powiązane piksele rozpryskowe, a także rozszerzyliśmy funkcję `ProcessDrips()`, aby wyświetlała te piksele rozpryskowe. Jak widać, sprytny sposób, w jaki zaprojektowaliśmy oryginalną (przed splash) wersję naszego programu oznacza, że dodanie efektu splash nie jest tak trudne, jak można by przypuszczać. Po raz kolejny możemy podziwiać to wszystko w akcji na filmie, który właśnie nagrałem (https://bit.ly/3ljkcer). ■

Sprytne porady i sztuczki cyklu Ekscytacje Maxa dotyczące kodowania

W tym odcinku cyklu Ekscytacje Maxa zastosowaliśmy kilka nowych pojęć w postaci `typedef` (definicje typów), `enum` (typy wyliczeniowe) i `struct` (struktury). Przyjrzyjmy się im nieco bardziej szczegółowo.

Typy wyliczeniowe (enum)

Jeśli chcemy zaimplementować automat skończony, będziemy potrzebować jakiegoś sposobu na przechowywanie jego bieżącego stanu. Jednym ze sposobów na to byłoby zidentyfikowanie zestawu stanów i powiązanie ich z liczbami za pomocą zestawu instrukcji `#define`:

```
#define NONE              0
#define DRIP_WAITING      1
#define DRIP_RISING       2
#define DRIP_SUSTAINING   3
#define DRIP_FALLING      4
```

Później możemy zadeklarować zmienną o nazwie `currentState` typu `int` (integer), po czym możemy wykonać przypisania takie jak:

```
currentState = NONE;
```

I możemy wykonać testy takie jak:

```
if (currentState == NONE)
```


eprasa.pl e9d8143d34

```
{
// reszta kodu
}
```

Ta technika jest w porządku i nie jest trudno dodać więcej stanów. Jeśli jednak jesteś podobny do mnie, możesz chcieć spędzić więcej czasu na reorganizacji podejścia i zmianie liczb powiązanych z różnymi stanami, ponieważ lubisz, kiedy wszystko jest „tak jak trzeba".

Słowo kluczowe `enum` pozwala nam utworzyć typ zdefiniowany przez użytkownika, składający się z zestawu nazwanych stałych zwanych enumeratorami:

```
enum PixelState
{
  NONE,
  DRIP_WAITING,
  DRIP_RISING,
  DRIP_SUSTAINING,
  DRIP_FALLING
};
```

Zwróć uwagę, że po ostatnim wyliczeniu nie jest wymagany przecinek, ale po '}' (czyli zamykającym nawiasie klamrowym) wymagany jest średnik. Domyślnie wyliczeniom przypisywane są przez kompilator wartości całkowite zaczynające się od 0. Oznacza to, że w powyższym przykładzie `NONE` otrzyma wartość 0, `DRIP_WAITING` otrzyma wartość 1 itd. Możliwe jest również przypisanie własnych wartości. Możliwe jest nawet przypisanie wielu enumeratorom tej samej wartości, ale wykracza to poza zakres naszej dyskusji.

Po zdefiniowaniu wyliczenia możemy zadeklarować jedną lub więcej zmiennych tego typu:

```
enum PixelState oldState;
enum PixelState newState;
```

Możemy również przypisać wartości jako część deklaracji; na przykład:

```
enum PixelState oldState = NONE;
enum PixelState newState = DRIP_RISING;
```

W innym miejscu naszego programu możemy przypisać nowe wartości do tych zmiennych:

```
oldState = DRIP_RISING;
newState = DRIP_SUSTAINING;
```

Struktury (struct)

Słowo kluczowe struct służy do definiowania kolekcji elementów danych, z których każdy może mieć swój własny typ:

```
struct Pixel
{
  PixelState    currentState;
  uint32_t      waterColor;
  uint32_t      oldColor;
  uint32_t      newColor;
  int           numSteps;
  int           currentStep;
};
```

Zwróć uwagę, że średniki są wymagane zarówno po ostatnim polu, jak i po zamykającym nawiasie klamrowym. Po zdefiniowaniu struktury możemy zadeklarować jedną lub więcej zmiennych tego typu, przy czym zmienne te mogą być wartościami skalarnymi lub tablicami:

```
struct Pixel myFavoritePixel;
struct Pixel myArrayOfPixels[100];
```

Zwróć uwagę, że w drugim przykładzie zadeklarowano tablicę zawierającą 100 elementów ponumerowanych od 0 do 99. W przypadku naszych programów typu multi-drip zadeklarowaliśmy wielowymiarowe tablice tych struktur, ponieważ tacy właśnie jesteśmy (i tak lubimy).

W przeciwieństwie do tablic, dostęp do poszczególnych pól w strukturze odbywa się za pomocą nazwy, a nie indeksu liczbowego:

```
myFavoritePixel.currentState = NONE;
myArrayOfPixels[6].currentState = NONE;
```

Zauważ, że gdy mamy do czynienia z tablicą, jak w drugim przykładzie, musimy również podać indeks liczbowy, aby określić, o którym elemencie tablicy mówimy (element 6 w tym przykładzie).

Definicje typów (typedef)

Słowo kluczowe `typedef` służy do przypisywania alternatywnych nazw do istniejących typów danych. Jeśli naprawdę nie lubimy słowa kluczowego `int`, możemy na przykład użyć następującej instrukcji, gdzie `int` jest istniejącą nazwą typu danych, a `simon` jest aliasem:

```
typedef int simon;
```

Następnie możemy zadeklarować nowe zmienne z typem danych simon, jeśli chcemy. Oczywiście ten konkretny przykład jest nieco bezsensowny, ale używanie `typedef` z istniejącymi typami danych może być czasami przydatne. Słowo kluczowe `typedef` jest naprawdę przydatne, gdy jest używane w połączeniu ze zdefiniowanymi przez użytkownika instrukcjami `enum` i `struct`. Zacznijmy od użycia typedef w połączeniu z `enum`:

```
typedef enum PixelState
{
  NONE,
  DRIP_WAITING,
  DRIP_RISING,
  DRIP_SUSTAINING,
  DRIP_FALLING
};
```

Teraz, gdy przyjdzie nam zadeklarować jedną lub więcej zmiennych tego typu `enum`, możemy po prostu powiedzieć coś w stylu:

```
PixelState oldState;
PixelState newState;
```

Porównajmy to z naszym wcześniejszym przykładem, w którym musieliśmy ponownie użyć słowa kluczowego `enum`. Następnie użyjmy `typedef` w połączeniu z `struct`:

```
typedef struct Pixel
{
  PixelState    currentState;
  uint32_t      waterColor;
  uint32_t      oldColor;
  uint32_t      newColor;
  int           numSteps;
  int           currentStep;
};
```

Teraz, gdy przyjdzie nam zadeklarować jedną lub więcej zmiennych tego typu `struct`, możemy po prostu napisać coś w stylu:

```
Pixel myFavoritePixel;
Pixel myArrayOfPixels[100];
```

Porównaj to z naszym wcześniejszym przykładem, w którym musieliśmy ponownie użyć słowa kluczowego `struct`.

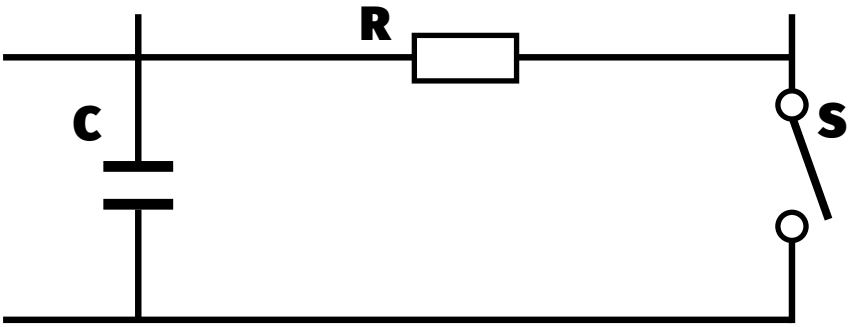
Ale czekaj, to nie wszystko...

Jak zawsze, tak naprawdę tylko zarysowaliśmy powierzchnię w odniesieniu do sposobu, w jaki słowa kluczowe `enum`, `struct` i `typedef` mogą być łączone i wdrażane, ale myślę, że wszyscy możemy pławić się w blasku świadomości, że wiemy już wystarczająco dużo, aby być choć trochę niebezpiecznymi. ■

Clive „Max" Maxfield

Ten artykuł był wcześniej opublikowany na łamach „Practical Electronics", grudzień 2020 (www.epemag3.com)

eprasa.pl e9d8143d34



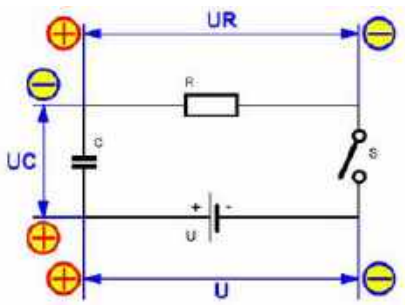
Obwody RC

Włączając rezystor szeregowo z kondensatorem można wpływać na jego czas ładowania i rozładowania. Tworzy to obwód RC o pewnych szczególnych właściwościach. Obwody takie nazywane są obwodami całkującymi lub różniczkującymi.

Obwód ładowania RC

Ładowanie kondensatora przez rezystor

Załóżmy, że zgodnie z poniższym rysunkiem kondensator C i rezystor R są połączone szeregowo ze źródłem napięcia U za pośrednictwem przełącznika S. Zamykamy przełącznik i sprawdzamy, co dzieje się w obwodzie.



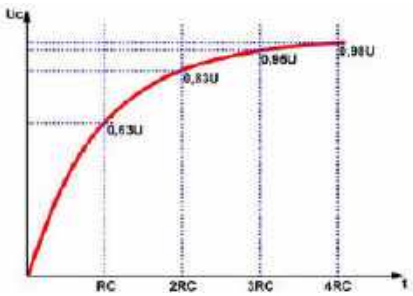
Obwód ładowania RC podłączony do źródła napięcia (©2017 Jos Verstraten)

Napięcie na kondensatorze

W momencie zamknięcia przełącznika S napięcie na kondensatorze wynosi oczywiście zero. W tym momencie na rezystorze odkłada się pełne napięcie U źródła napięcia. Przez obwód przepływa teraz prąd ładowania, którego wielkość jest początkowo określona przez wartość rezystora R. W rezultacie kondensator ładuje się. Zgromadzony na kondensatorze ładunek tworzy na tym kondensatorze napięcie Uc. Istnieją zatem dwa źródła połączone szeregowo, a mianowicie U i Uc, które mają przeciwną polaryzację. W rezultacie napięcie na rezystorze spada. Malejący spadek napięcia na rezystorze powoduje też spadek prądu przez niego przepływającego. Tak więc prąd ładowania kondensatora maleje, co skutkuje mniejszą ilością energii transportowanej ze źródła do kondensatora w jednostce czasu. W miarę postępu procesu prąd płynący przez obwód będzie coraz mniejszy, a napięcie na kondensatorze będzie rosło coraz wolniej.

Napięcie kondensatora na wykresie

Wykreślenie zmiany napięcia na kondensatorze w funkcji czasu da typowy wykres pokazany na poniższym rysunku. W chwili t=0 napięcie kondensatora wynosi 0 V. Najpierw napięcie zaczyna rosnąć bardzo szybko. W miarę upływu czasu napięcie zaczyna rosnąć coraz wolniej. Po bardzo długim czasie napięcie na kondensatorze będzie dokładnie równe napięciu źródła. Prąd w obwodzie spada do zera, układ jest w stanie spoczynku. Kondensator jest w pełni naładowany.



Wykres napięcia na kondensatorze (©2017 Jos Verstraten)

Pojęcie stałej czasowej

Iloczyn rezystora i kondensatora

Szybkość, z jaką to się dzieje, zależy nie tylko od wartości rezystora, ale także od pojemności kondensatora. Napięcie na kondensatorze jest wyrażone wzorem:

$$U=Q/C$$

Im większa pojemność kondensatora, tym wolniejszy wzrost napięcia. Tę podwójną zależność wyraża stała czasowa obwodu RC. Stała czasowa jest reprezentowana przez grecką literę τ, wymawianą jako „tau", i jest wyrażana wzorem:

$$\tau=R\cdot C$$

Definicja tej stałej czasowej jest następująca: stała czasowa τ to czas wymagany do naładowania kondensatora przez rezystor do napięcia równego 63% wartości U źródła napięcia. Jak pokazuje wykres, napięcie kondensatora wzrosło do 98% napięcia źródła po 4τ.

Jednostka τ

Z definicji stałej czasowej wynika coś dziwnego, τ jest czasem, więc jego jednostką powinna być sekunda. Ale τ jest równe iloczynowi rezystancji i pojemności. Jak ten iloczyn może mieć sekundę jako jednostkę? Można to jednak łatwo wykazać.

Napięcie na kondensatorze jest określone przez:

$$U=Q/C$$

Z definicji ładunku można wywnioskować przepływ prądu w danym czasie:

eprasa.pl e9d8143d34

$$Q=I\cdot t$$

Więc:

$$U=(I\cdot t)/C$$

Zamieniając U i C miejscami uzyskamy:

$$C=(I\cdot t)/U$$

Wedle prawa Ohma:

$$U=I\cdot R$$

Co można zapisać jako:

$$1\cdot U=I\cdot R$$

Zamiana miejscami U i R tworzy:

$$I/U=1/R$$

Więc:

$$C=t/R$$

Teraz wprowadź tę wartość C do wzoru na τ:

$\tau=R\cdot(t/R)$

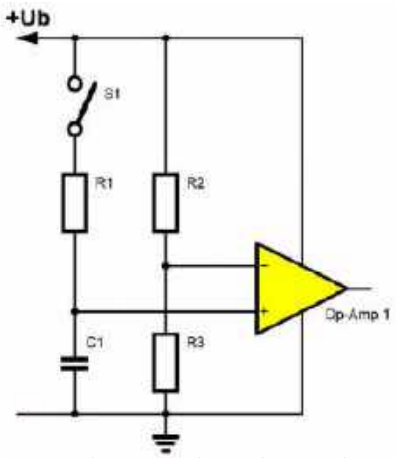
Można wyeliminować R w liczniku i mianowniku:

$\tau=t$

Tak więc stała czasowa τ jest w rzeczywistości niczym innym jak czasem.

Znaczenie stałej czasowej

Stała czasowa τ obwodu RC jest bardzo ważnym i praktycznym parametrem w elektronice. Załóżmy na przykład, że w obwodzie pomiędzy pierwszym i drugim zdarzeniem należy wprowadzić opóźnienie czasowe wynoszące jedną sekundę. Można to zrobić za pomocą obwodu na poniższym rysunku.



Praktyczny obwód pokazujący znaczenie stałej czasowej τ (©2017 Jos Verstraten)

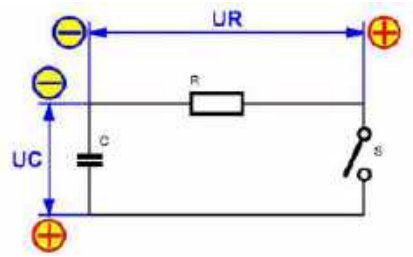
Wejście odwracające komparatora jest ustawione na 63% napięcia zasilania +Ub za pomocą dzielnika napięcia R2/R3. Wejście nieodwracające komparatora jest podłączone do punktu między R1 i C1 obwodu RC. Przełącznik S po zamknięciu ładuje kondensator C1 przez rezystor R1. Po sekundzie napięcie na kondensatorze powinno wzrosnąć do 63% napięcia zasilania. Wtedy komparator wygeneruje impuls wyjściowy. Wartość τ wynosi zatem 1 s. Wystarczy teraz najpierw wybrać wartość kondensatora, aby następnie obliczyć rezystancję za pomocą wzoru:

$$R=\tau/C$$

Obwód rozładowania RC

Rozładowanie naładowanego kondensatora

Załóżmy, że naładowany kondensator C zostanie zwarty przez przełącznik S z szeregowo włączonym rezystorem R, jak pokazano na poniższym rysunku. Napięcie naładowania kondensatora jest równe Uc. W momencie zamknięcia przełącznika przez obwód zacznie płynąć

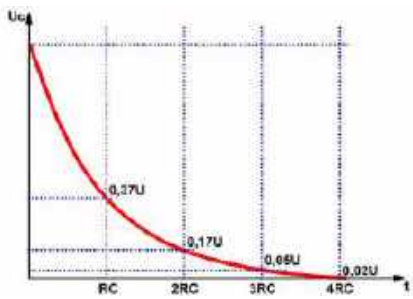


Rozładowanie naładowanego kondensatora C przez rezystor R (© 2017 Jos Verstraten)

prąd. Prąd ten powoduje rozładowywanie się kondensatora. Napięcie Uc na kondensatorze zacznie zatem spadać.

Rozładowywanie kondensatora na wykresie

Również teraz możemy wykreślić zmiany napięcia na kondensatorze w funkcji czasu, co da typowy wykres pokazany na poniższym rysunku. Nie powinno dziwić, iż napięcie kondensatora początkowo spada dość szybko – w końcu prąd rozładowania jest wtedy duży. Jednak wraz ze spadkiem napięcia, coraz mniej prądu będzie przepływać przez rezystor, a więc napięcie na kondensatorze będzie spadać coraz wolniej. Ale niezależnie od tego, jak powoli, w końcu napięcie kondensatora będzie równe 0 V. Kondensator jest wtedy całkowicie rozładowany. Można zauważyć, że napięcie kondensatora spadło do 37% jego początkowej wartości Uc po jednej stałej czasowej τ. Po upływie 4τ napięcie na elemencie wynosi tylko 2% napięcia początkowego.



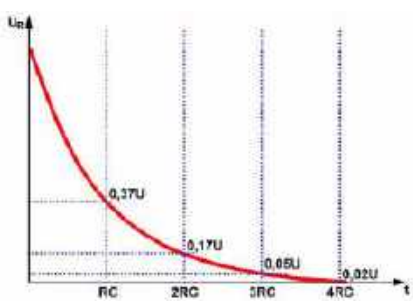
Krzywa rozładowania kondensatora w obwodzie RC (© 2017 Jos Verstraten)

Napięcie na rezystorze

Podczas ładowania kondensatora

Do tej pory używaliśmy wykresu zmian napięcia na kondensatorze w funkcji czasu do przedstawienia zachowania obwodu RC. Jednak równie dobrze można użyć wykresu zmian napięcia na rezystorze. Podczas ładowania ze źródła napięcia zauważymy, iż napięcie na rezystorze w dowolnym punkcie procesu jest równe stałemu napięciu źródła minus rosnące napięcie na kondensatorze. Łatwo to zauważyć, ale można to również udowodnić za pomocą prawa Thévenina.

Na początku ładowania, gdy napięcie kondensatora nadal wynosi 0 V, napięcie na rezystorze jest równe napięciu źródła. Po upływie czasu 1τ



Wykres napięcia na rezystorze w obwodzie ładowania RC (© 2017 Jos Verstraten)

eprasa.pl e9d8143d34

napięcie na rezystorze spadło do 37% napięcia źródła. Wykres zmian napięcia w funkcji czasu został przedstawiony na powyższym rysunku.

Obwody całkujące i różniczkujące

Praktyczny obwód RC

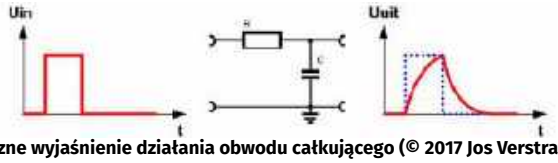
Obwód RC jest często wykorzystywany, gdy trzeba coś zrobić z napięciem impulsowym w funkcji czasu. Dwa najczęściej używane obwody to obwód całkujący i różniczkujący. Zarówno obwód całkujący, jak i różniczkujący mają wiele zastosowań w praktycznej elektronice, głównie w obwodach czasowych. Wystarczy przeanalizować ze dwadzieścia układów robiących coś z czasem, by w wielu z nich znaleźć obwody całkujące lub różniczkujące.

Obwód całkujący, integrator

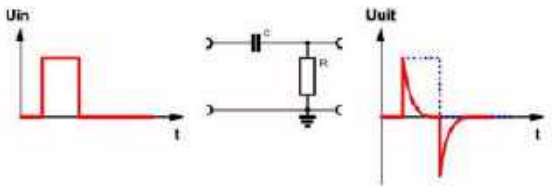
Obwód ten został narysowany na poniższym rysunku. Jest to nic innego jak znany już obwód RC, w którym napięcie na kondensatorze jest traktowane jako wyjście. Jeśli na wejściu pojawi się wąski impuls napięcia, zostanie on poszerzony przez kondensator. Taki obwód nazywa się integratorem lub obwodem całkującym.

Obwód różniczkujący

Na poniższym schemacie rezystor i kondensator zostały zamienione miejscami. Napięcie na rezystorze jest teraz napięciem wyjściowym. Jeśli na wejście nowego obwodu podamy ten sam wąski impuls,



Graficzne wyjaśnienie działania obwodu całkującego (© 2017 Jos Verstraten)



Graficzne wyjaśnienie działania obwodu różniczkującego (© 2017 Jos Verstraten)

zaobserwujemy, że na rezystorze powstają dwa znacznie węższe impulsy w kształcie szpilek. Pierwszy jest dodatni, a drugi ma takie same amplitudę i szerokość, ale jest ujemny. Tak więc obwód może być używany jako sposób na zwężenie impulsów. Oczywiście szerokość impulsów zależy od wartości τ, a tym samym od wartości użytych komponentów. Mówi się wtedy o obwodzie różniczkującym. ■

Jos Verstraten

Obwody RC

Rozwiązanie znajdziesz na www.elportal.pl/quizy

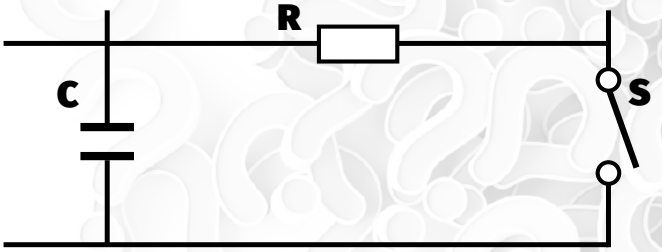
1. Gdy ładujemy kondensator do pewnego napięcia przez rezystor o stałej wartości, napięcie na kondensatorze rośnie:
☐ zawsze o tyle samo w jednostce czasu;
☐ o coraz mniej w każdej kolejnej jednostce czasu;
☐ o coraz więcej w każdej kolejnej jednostce czasu.

2. Gdy rozładowujemy kondensator o pewnegym napięcia przez rezystor do zera, napięcie na kondensatorze spada:
☐ zawsze o tyle samo w jednostce czasu;
☐ o coraz mniej w każdej kolejnej jednostce czasu;
☐ o coraz więcej w każdej kolejnej jednostce czasu.

3. Parametr określający czas potrzebny na naładowanie bądź rozładowanie kondensatora nazywany jest:
☐ stałą czasową obwodu RC;
☐ stałą pojemności obwodu RC;
☐ wypadkową obwodu RC.

4. Parametr ten jest:
☐ iloczynem wartości rezystora i kondensatora;
☐ ilorazem wartości rezystora i kondensatora;
☐ pierwiastkiem z iloczynu wartości rezystora i kondensatora.

5. W artykule pokazano schemat, w którym komparator porównuje napięcie na kondensatorze obwodu RC z napięciem ustawionym na stałe na dzielniku. Układ taki jest zwykle używany do:
☐ pomiaru napięcia przez pomiar czasu ładowania kondensatora do określonego napięcia;
☐ pomiaru pojemności kondensatora w obwodzie RC;
☐ do wprowadzania stałego opóźnienia czasowego między zdarzeniami.



6. Wykres napięcia odkładającego się na rezystorze w czasie ładowania kondensatora:
☐ wygląda jak wykres napięcia na kondensatorze w czasie jego rozładowywania przez rezystor;
☐ wygląda jak wykres napięcia odkładającego się na rezystorze w czasie rozładowywania kondensatora;
☐ jest liniowy.

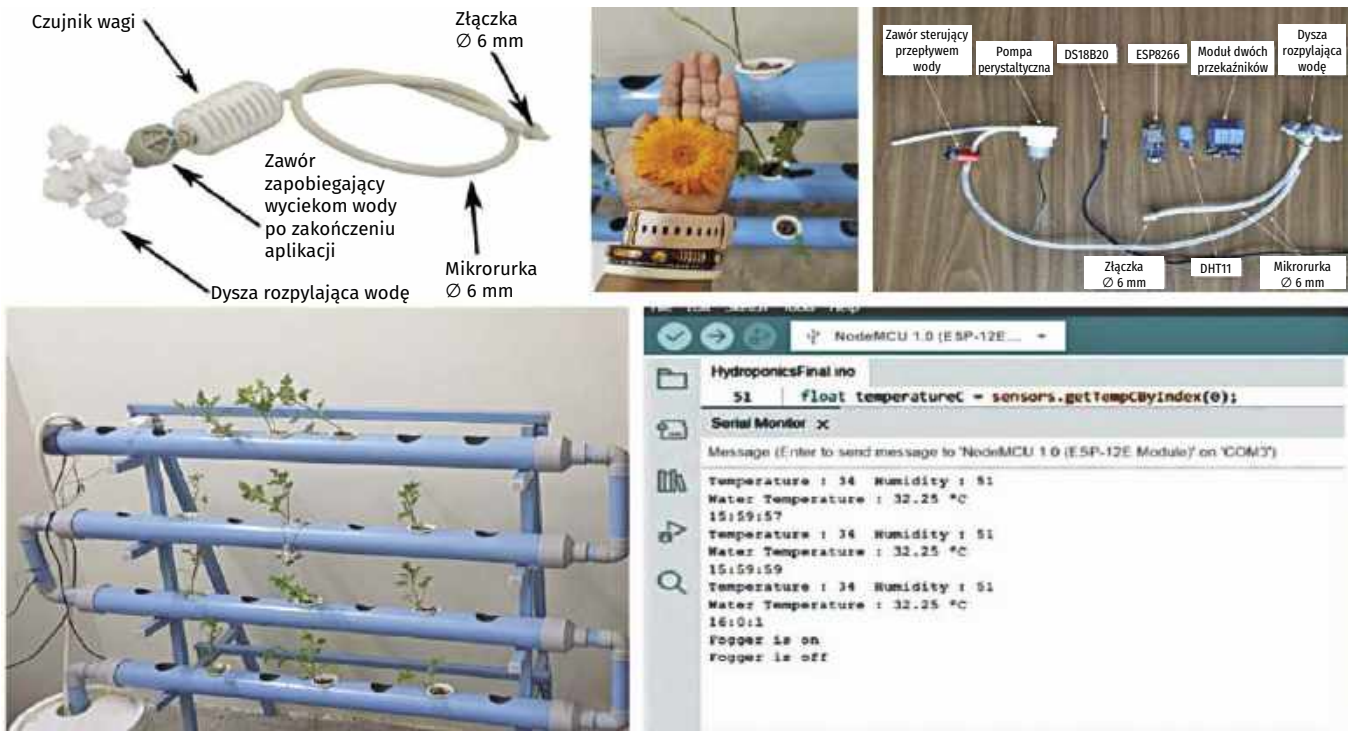
7. Układ całkujący RC bywa używany do:
☐ generowania szybkich impulsów;
☐ rozciągania zbyt szybkich impulsów;
☐ jako filtr górnoprzepustowy.

8. Układ różniczkujący RC bywa wykorzystywany do:
☐ generowania szybkich impulsów;
☐ rozciągania zbyt szybkich impulsów;
☐ jako filtr dolnoprzepustowy.

eprasa.pl e9d8143d34

Prysznic zraszający rośliny na sztucznej plantacji

Od wieków rolnictwo bazowało na plantacjach naturalnych. Jednak ostatnio, coraz częściej sensownymi stają się plantacje sztuczne. W wielu rejonach geograficznych temperatury dochodzą nawet do 48°C. Wtedy rośliny powinny być podlewane bądź zraszane stosunkowo często. Równocześnie, sztuczne plantacje można równie dobrze uprawiać w pomieszczeniach zamkniętych. Czy na zewnątrz, czy wewnątrz dobrze jest zachować określony harmonogram podlewania. Od stosunkowo dawna stosowane są systemy hydrofoniczne ze zraszaczami rozprowadzonymi po całej plantacji. Automatyzacja w branży rolniczej jest pożądana i jak najbardziej możliwa. Można pójść jeszcze dalej i cały harmonogram zgrać z siecią NTP (Network Time Protocol) – internetowym protokółem służącym do synchronizacji z globalnym zegarem czasu rzeczywistego wszystkich urządzeń pracujących w sieci. Celem jest jak najprostsza obsługa i minimum interwencji ze strony człowieka. To trend przejawiający się aktualnie niemal w każdej dziedzinie życia.

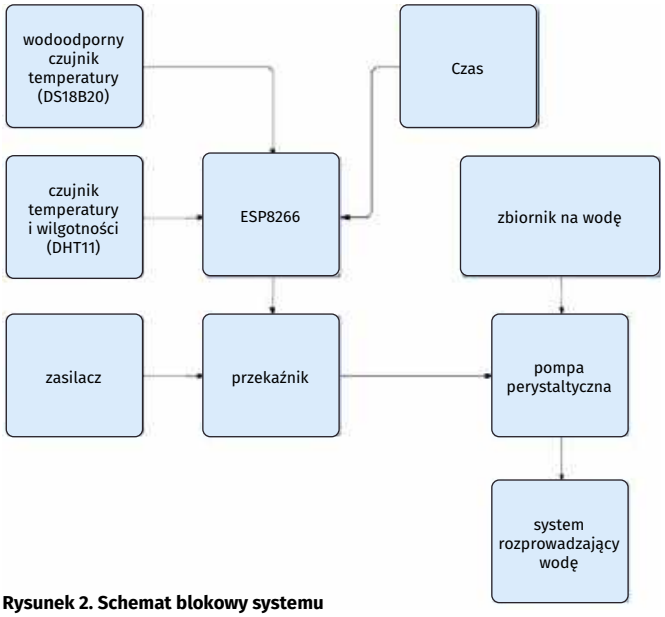


Rysunek 1. Elementy wykorzystane w prototypie autora

Bieżący projekt powstaje w niewielkim pomieszczeniu Instytutu, w pokoju nr D204. Na powierzchni zaledwie 9,3m^2 przygotowano eksperymentalną sztuczną plantację. To pomieszczenie pozbawione jest klimatyzacji i bezpośredniego światła słonecznego. Tu testujemy działanie systemu, który chcemy zintegrować z siecią NTP. Na **rysunku 1** widzimy prototyp autora i kolejne etapy budowy systemu. Stojak, na którym pną się rośliny wyposażono w czteropiętrowy system nawadniania. Część mechaniczna jest także gotowym produktem dostępnym w handlu. Sterowanie bazuje na czujnikach temperatury wody i powietrza oraz na pomiarze wilgotności powietrza. Systemem zarządza mikrokontroler modułu ESP8266. Poza informacjami z lokalnych czujników, ESP8266 łączy się z Internetem odczytując informację o bieżącym czasie. Schemat blokowy obrazujący strukturę projektu widzimy na **rysunku 2**.

Głównym elementem strony mechanicznej urządzenia jest pompa perystaltyczna. To specjalny rodzaj pompy, w której ciecz przepychana jest w wężu będącym jej integralną częścią. Uproszczony rysunek obrazujący działanie takiej pompy widzimy na **rysunku 3**. Na osi silnika zamontowany jest wałek z dwoma rolkami, które zgniatają wężownicę. Tego typu konstrukcja stosowana jest w niskociśnieniowych pompach perystaltycznych. Gdy wymagane jest wyższe ciśnienie, zamiast rolek stosuje się innego rodzaju krzywki. Jedną z istotnych zalet takiej pompy jest stosunkowo dokładne odmierzanie ilości przepompowywanej cieczy. Jednak, cechą najbardziej istotną wyróżniającą tego typu pompę spośród innych rodzajów, jest minimalny kontakt elementów pompy z pompowaną cieczą. Jedynym takim elementem jest sam wąż. Dlatego pompy perystaltyczne stosowane są w przypadku cieczy sterylnych bądź zawierających agresywne chemikalia. Takie pompy sprawdzają się też dobrze gdy trzeba przepompowywać różnego rodzaju szlam z dużą zawartością płynu. Jednym z najbardziej istotnych zastosowań pomp perystaltycznych są aplikacje medyczne realizujące przepompowywanie krwi podczas operacji

eprasa.pl e9d8143d34



Rysunek 2. Schemat blokowy systemu

Tabela 1. Spis materiałów

Element	Ilość	Funkcja
ESP8266 (MOD1)	1 szt.	Sterowanie
DHT11 (S1)	1 szt.	Pomiar temperatury i wilgotności powietrza
DS18B20 (S2)	1 szt.	Pomiar temperatury wody
Pompa perystaltyczna (P1)	1 szt.	Zasilanie zraszaczy wodą
Przekaźnik dwukanałowy	1 szt.	Sterowanie pracą pompy
Zawór wodny (MOD2)	1 szt.	Sterowanie dopływem wody do pompy
Dysza rozpylająca (N1)	1 szt.	Rozpylanie wody
Złącze 6,4 mm (1/4 cala)	1 szt.	Łączenie wężyków
Wężyk 6,4 mm (1/4 cala)	0,75 m	Połączenie pompy z dyszą rozpylającą oraz ze zbiornikiem wody
Przewody połączeniowe (zakończenia 2×żeńskie)	9 szt.	Połączenie elektryczne czujników i przekaźnika



Rysunek 3. Rysunek obrazujący działanie pompy perystaltycznej



Rysunek 4. Zmodyfikowany zestaw elementów spełniających wymagania dla tego projektu

chirurgicznych lub funkcję płucoserca. Ciecz przepompowywana jest w sposób pulsacyjny. W niektórych aplikacjach może to być wadą, w innych jest bez znaczenia. Częstotliwość i wydajność pulsacji zdeterminowana jest takimi cechami konstrukcji jak ilość rolek ściskających wężownicę, szybkość obrotu wałka, na którym rolki te zamontowano, średnica przekroju węża oraz jego długość w samej pompie. Wąż jest najbardziej newralgicznym podzespołem pompy perystaltycznej. To element ulegający zużyciu i musi być po pewnym czasie wymieniony na nowy. Równocześnie wąż ten musi być samorozprężny, aby po przejściu rolki ściskającej wytworzyć podciśnienie zasysające kolejną porcję pompowanej cieczy. Jeśli pracuje ona jako pompa ssąca w kierunku pionowym, podlega wszystkim zasadom związanym z ciśnieniem atmosferycznym. Nie mniej, udaje się uzyskać ssanie na wysokość 9,8 metra słupa wody. Inna charakterystyczna cecha, która jest czasem ważna, to możliwość pracy na sucho. To znaczy, praca bez płynu nie grozi uszkodzeniem pompy. Pompa perystaltyczna może być także stosowana w przypadku płynów lepkich, a ciśnienie na wyjściu może sięgać nawet 15 barów. Czasem istotna jest praca w dwu kierunkach, i pompy tego typu to umożliwiają. To znaczy, koniec tłoczący staje się ssącym i na odwrót.

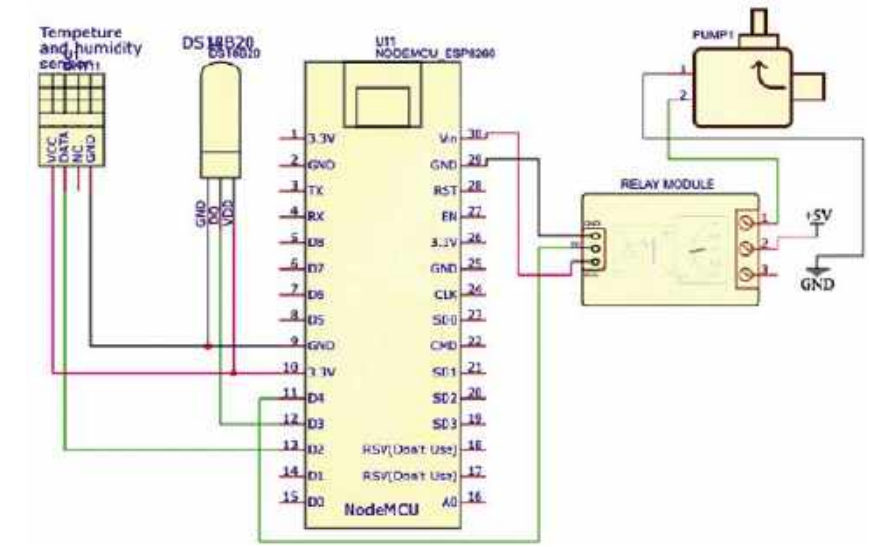
Każda aplikacja ma swoje charakterystyczne wymagania, aczkolwiek tu nie są one wygórowane. Należy oczekiwać jedynie w miarę równomiernego zraszania roślin na wszystkich piętrach (widocznych na rysunku 1) gdzie ulokowane są dysze zraszające.

Do pomiaru temperatury i wilgotności powietrza wykorzystano sensor DHT11. Pomiar temperatury wody użytej do zraszania

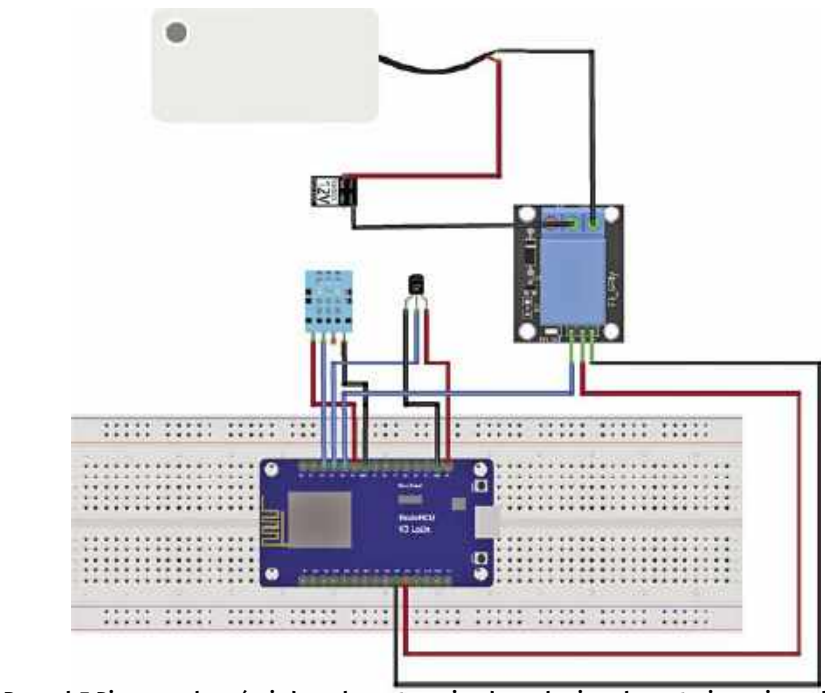
eprasa.pl e9d8143d34



Rysunek 5. Zrzut ekranowy kodu źródłowego konfiguracji sieci Wi-Fi



Rysunek 6. Schemat ideowy projektu



Rysunek 7. Diagram połączeń między wykorzystanymi podzespołami z wykorzystaniem uniwersalnej płytki stykowej

roślin wykonano przy pomocy popularnego termometru typu DS18B20. Te pomiary stanowią dane wejściowe dla zarządzającego mikrokontrolera. Kolejną informacją jest czas bieżący. W projekcie uznano, iż najbardziej odpowiednia pora podlewania czy zraszania roślin, to czas gdy słońce chyli się ku zachodowi. W programie wpisano godzinę 4 po południu. Na **rysunku 4** zamieszczono zdjęcia łączonych podzespołów, gdzie pokazano też modyfikacje zestawu elementów dostępnych w handlu. Natomiast spis użytych podzespołów zebrano w **tabeli 1**.

Oprogramowanie

Mikrokontroler na ESP8266 zaprogramowano z użyciem Arduino IDE. Aczkolwiek oryginalny program Arduino IDE nie przewiduje programowania modułów ESP. Konieczne jest ściągnięcie dodatkowego oprogramowania spod adresu:
https://arduino-esp8266.readthedocs.io/en/latest/installing.html

Po dodaniu płytki ESP-board należy posłużyć się menadżerem bibliotek w Arduino IDE i zainstalować biblioteki: DallasTemperature, DFRobot_DHT11 i NTPClient.

W kodzie źródłowym oprócz tych bibliotek należy ująć dane konfiguracyjne lokalnej sieci Wi-Fi, czyli SSID i hasło. Należy także zdefiniować piny modułu ESP8266, do których podłączamy sensory. Na **rysunku 5** pokazano fragment kodu zawierający instrukcje konfigurujące sieć Wi-Fi.

Następnie trzeba wygenerować funkcje inicjalizujące port szeregowy dla celów „debugowania" podczas uruchamiania programu oraz funkcje pozwalające na odczyt statusu komunikacji z siecią i lokalnymi sensorami. Główna część programu jest prosta i polega na czytaniu w pętli danych z czujników oraz

Tabela 2. Oznaczenia i funkcje wyprowadzeń wykorzystanych na module ESP8266

Połączenia z czujnikiem DHT11		
+	zasilanie	3,3V
OUT	sygnał wyjściowy z czujnika	D2
–	masa	GND
Połączenia z termometrem DS18B20		
V	zasilanie	3,3V
D	sygnał wyjściowy z czujnika	D3
G	masa	GND
Połączenia z modułem przekaźników		
Vcc	zasilanie	3,3V
GND	masa	GND
IN1	sygnał wejściowy dla przekaźników	D4

eprasa.pl e9d8143d34

czasu z sieci NTP. Sygnał wyjściowy jest jeden, który uruchamia równocześnie zawór i pompę wody.

Opis schematu

Schemat ideowy pokazano na **rysunku 6**. Użytych podzespołów nie jest dużo i są to: moduł mikrokontrolera ESP8266, czujnik temperatury i wilgotności powietrza DHT11, czujnik temperatury wody DS18B20, moduł z dwoma przekaźnikami oraz pompa perystaltyczna. **Rysunek 7** niesie w zasadzie tą samą informację co schemat ideowy. Pokazano tu połączenia modułów z wykorzystaniem uniwersalnej płytki stykowej. Ta sama informacja jest też powielona w **tabeli 2** zawierającej spis oznaczeń wszystkich pinów wykorzystanych na module ESP8266 oraz podano gdzie należy je podłączyć.

Testowanie układu

Należy podłączyć zasilanie i odczekać, aż system połączy się z siecią Wi-Fi. Poprawne działanie będzie potwierdzone wyświetleniem na monitorze danych (temperatura i wilgotność) odczytanych z czujników, a także poprawnego czasu bieżącego. Należy sprawdzić, czy zraszanie zostanie uruchomione zgodnie z czasem zapisanym w kodzie źródłowym programu. Zgodnie z danymi zapisanymi w prototypie, to godzina 16.00 i praca pompy powinna trwać kilkadziesiąt sekund.

Oczywiście jest możliwa szeroka modyfikacja tego projektu. Zarówno od strony programowej jak i dostosowanie części mechanicznej do zbudowanej sztucznej plantacji roślin. ■

Dr Geetali Saha and Urmil Prajapati

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

REKLAMA

Prenumeratorzy mają bezpłatny dostęp do e-wydań archiwalnych EdW starszych niż 24 miesiące

Sięgnij po archiwalne wydania

ELEKTRONIKI dla WSZYSTKICH



Przesyłka GRATIS

Zamów wygodnie na **www.UlubionyKiosk.pl**

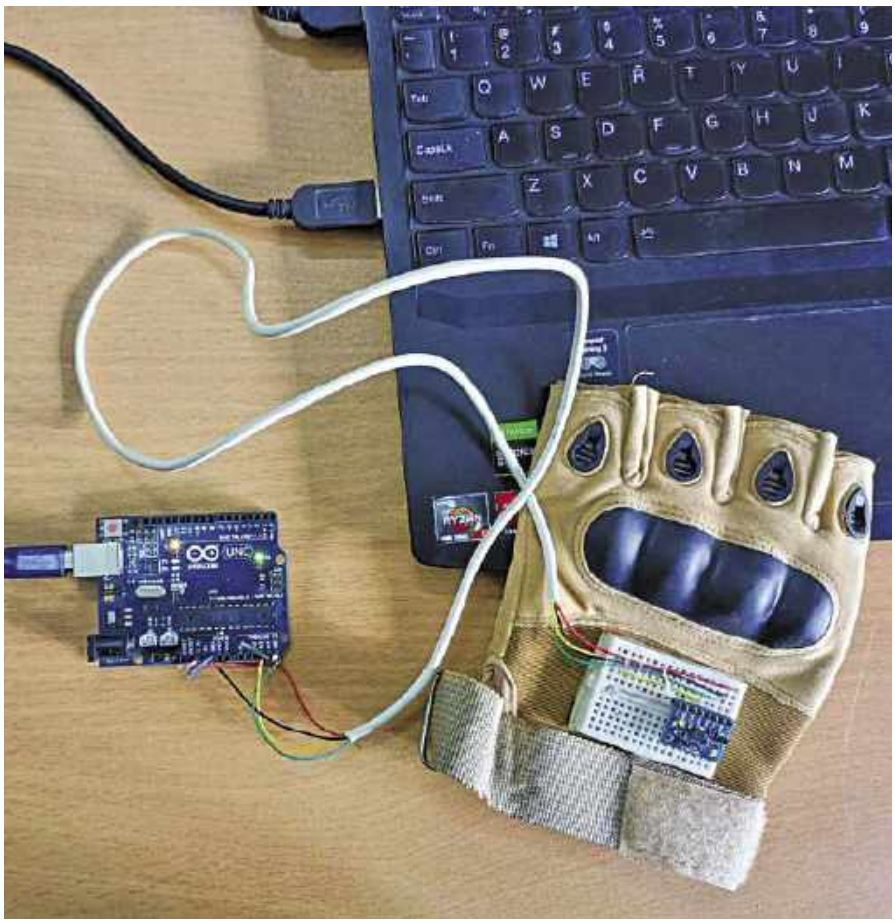
eprasa.pl e9d8143d34

Inteligentne rękawice jako pilot do gier

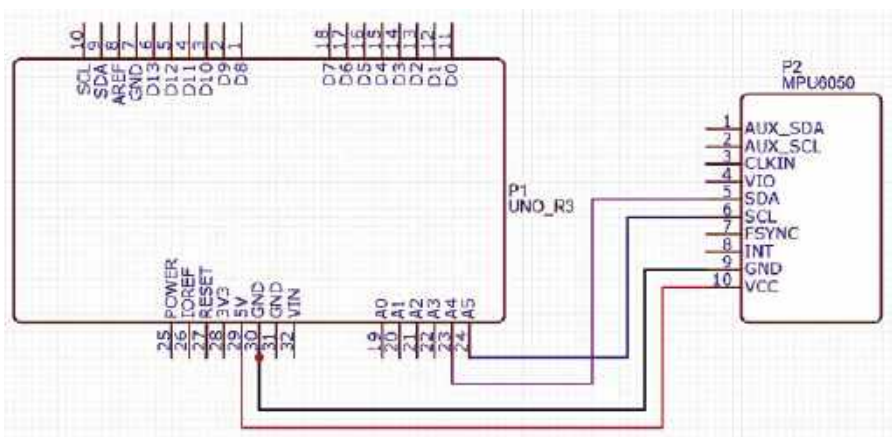
Urządzenie proponowane w tym projekcie, to rękawica, którą zakładasz na rękę i gestykulując nią przesuwasz kursor po ekranie. Inteligentna rękawica zastępuje myszkę bądź klawiaturę. Skoro jednak machasz nią w powietrzu, jej działanie jest bliższe inteligentnemu pilotowi. Jest jednak istotna różnica, gdyż typowy pilot nie potrafi przesuwać kursora po ekranie. Jednakże ten pilot nie jest bezprzewodowy. Istnieje połączenie przewodem między rękawicą i komputerem. W tym sensie nasze urządzenie jest bliższe myszce lub klawiaturze komputera. Podobnie jak mysz komputerowa steruje interfejsem graficznym użytkownika GUI (Graphic User Interface). Taka rękawica sprawi, iż ruchami dłoni będzie można sterować wirtualną rzeczywistością na ekranie monitora.

Konstrukcja bazuje na układzie MPU6050. To zaawansowany układ scalony zintegrowany z mikroskopijną mechaniką MEMS (Micro Electro Mechanical System). Centralną część układu MPU6050 stanowi żyroskop i akcelerometr. Dzięki nim system interpretuje ruchy rękawicy. Rękawicę nakładasz na rękę, a na niej przymocowany jest moduł z układem MPU6050. Rozpoznawane są ruchy polegające na pochyleniu dłoni dół-góra oraz lewo-prawo, co nazwiemy osią X i Y. Dalsza obróbka realizowana jest programowo tak, iż ruchy te są równoważne ruchom myszki komputerowej. Inteligentną rękawicę można także wykorzystać w grach takich jak Subway Surfers, gdzie ruch w czterech kierunkach ekranu realizowany jest przez naciskanie klawiszy A, S, D i W typowej klawiatury komputera. Program interpretuje ruchy sensora w osi X tak samo jak naciśnięcie klawiszy A i D, natomiast ruchy w osi Y interpretowane są tak samo jak klawisze W i S na klawiaturze. Autor wykorzystał jedynie tak prostą konfigurację. Aczkolwiek MPU6050 pozwala na realizację znacznie bardziej rozbudowanej funkcjonalności. Tylko od twojej kreatywności i pomysłowości zależeć będzie zabawa z wykorzystaniem gestów przy użyciu inteligentnej rękawicy.

Prototyp wykonany przez autora pokazano na **rysunku 1**. Na **rysunku 2** widzimy schemat ideowy. Wykorzystano tu jedynie płytkę Arduino Uno oraz moduł MPU6050. Wykonując połączenia obu modułów może być wygodniej posłużyć się **rysunkiem 3**, gdzie wyraźnie widać, który pin, z którym powinien być połączony. Spis potrzebnych podzespołów zebrano także w tabeli – Spis materiałów.



Rysunek 1. Prototyp wykonany przez autora



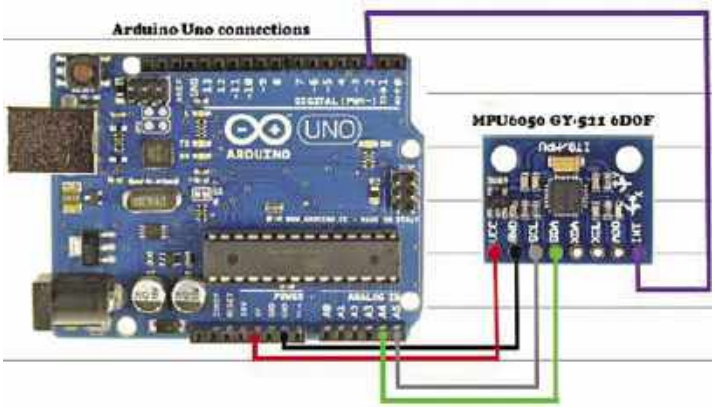
Rysunek 2. Schemat ideowy

Oprogramowanie

W tym projekcie wykorzystano płytkę Arduino Uno. O ile większość potrzebnych

Tabela 1. Spis materiałów	
Arduino Uno (P1)	1 szt.
Sensor MPU6050 (P2)	1 szt.
Rękawica	1 szt.
Przewody	10 szt.

eprasa.pl e9d8143d34



Rysunek 3. Połączenie płytki z czujnikiem gestów do Arduino



Rysunek 4. Zrzut ekranowy kodu źródłowego pozyskującego dane z MPU6050



Rysunek 5. Ten fragment programu przetwarza dane z MPU6050 na ruchy myszką HID

modułów programowych jest dostępna od ręki, o tyle brakuje interfejsu z urządzeniami HID (Human Interface Device). Zdolność komunikacji z HID wbudowano w wersje Arduino Pro Micro i Leonardo. Możesz użyć taką wersję Arduino, aczkolwiek potrzebna będzie też modyfikacja kodu źródłowego. Autor wykorzystał Arduino Uno, dlatego wymagany jest dodatkowy zabieg, aby mikrokontroler komunikował się z urządzeniami HID. Należy wgrać alternatywny firmware, na przykład za pomocą oprogramowania, które można pobrać ze strony: https://tiny.pl/cbhx1.

Aby zmienić z Arduino Uno w urządzenie kompatybilne z HID można posłużyć się instrukcjami zawartymi w filmie dostępnym pod adresem: https://www.youtube.com/watch?v=tvqA-JcTQNg.

Teraz jesteś gotowy do przygotowania kodu źródłowego dla inteligentnej rękawicy. Skorzystamy ze środowiska Arduino IDE. Na **rysunkach 4** i **5** pokazano zrzut ekranowy fragmentów tego kodu. Fragment na rysunku 4 odpowiedzialny jest za pozyskanie danych z czujnika MPU6050. Kod programu widoczny na rysunku 5 odpowiedzialny jest za przetworzenie tych danych tak, aby wynik był równoważny ruchom myszki komputerowej.

W programie zawarte są przeliczniki konwertujące pochylenie rękawicy w osi X i Y na odpowiednie ruchy kursora na ekranie. Opcjonalny jest fragment programu, który przetwarza dane z sensora na równoważne naciśnięcie przycisków klawiatury.

Teraz wystarczy w ustawieniach wybrać aktywność myszy i pokrętła scroll. Program



Rysunek 6. Autor testuje swój prototyp

przetwarzania danych z rękawicy zastąpi te dane wartościami odczytanymi z czujnika MPU6050. Odczyt danych odbywa się poprzez przetworniki analogowo-cyfrowe wbudowane w MPU. Aby umożliwić dowolny punkt odniesienia (położenia rękawicy) program uwzględnia offset danych z przetworników ADC. Dzięki temu możesz rozpocząć sterowanie rękawicą od wygodnego dla ciebie położenia ręki.

Po załadowaniu kodu źródłowego a następnie podmianie firmware-u Arduino, przez którą to podmianę Arduino zmieni się w interfejs HID (patrz podlinkowany wcześniej film), należy wykonać połączenia pomiędzy czujnikiem gestów i Arduino a następnie czujnik umieścić na rękawicy, podobnie jak pokazuje to rysunek 6. Aby rękawica była lekka, płytka Arduino może pozostawać poza „częścią ruchomą". Arduino Uno łączymy z sensorem na rękawicy lekkim, giętkim w wystarczająco długim kabelkiem. Następnie Arduino łączymy z komputerem kablem USB.

Bawiąc się grami komputerowymi lub obsługa innej „wirtualnej rzeczywistości" będzie o wiele wygodniejsza i sprawi więcej radości jeśli będzie sterowana ruchami-gestami dłoni w powietrzu. ■

Pushpendra Chandravanshi

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

eprasa.pl e9d8143d34



Poniżej prezentujemy listę szkół biorących udział w programie PATRONAT AVT, który jest całkowicie bezpłatny, a szkoły objęte tym patronatem korzystają z różnych benefitów, takich jak bezpłatne prenumeraty, darmowe pakiety próbne kitów AVT, itp. Szkoły, które dopiero teraz dowiadują się o naszej akcji PATRONAT AVT, prosimy o przeczytanie listu w EdW 09/2022 (wydanie dostępne na www.ulubionykiosk.pl) i zgłoszenie akcesu do PATRONATU AVT. Zgłoszenia prosimy wysyłać na adres: prenumerata@avt.pl.

- Centrum Edukacji Zawodowej, 82-200 Malbork, De Gaulle'a 75a
- Centrum Edukacji Zawodowej i Biznesu, 66-400 Gorzów Wielkopolski, Pomorska 67
- Gminny Zespół Szkolno-Przedszkolny nr 4 w Więckach, 42-110 Popów, Więcki, Szkolna 1
- Górnośląskie Centrum Edukacyjne im. Marii Skłodowskiej-Curie w Gliwicach, 44-100 Gliwice, Okrzei 20
- Noworudzka Szkoła Techniczna w Nowej Rudzie, 57-401 Nowa Ruda, Stara Droga 4
- Regionalne Centrum Edukacji Zawodowej w Biłgoraju, 23-400 Biłgoraj, Kościuszki 98
- Regionalne Centrum Edukacji Zawodowej w Lubartowie, 21-100 Lubartów, 1 Maja 82
- Technikum nr 4 im. Marii Skłodowskiej-Curie, 41-902 Bytom, Katowicka 35
- Zespół Placówek Edukacyjno-Wychowawczych w Gołdapi, 19-500 Gołdap, Wojska Polskiego 18
- Zespół Placówek Oświatowych w Rudniku, 32-440 Sułkowice, Rudnik, Szkolna 55
- Zespół Szkolno-Przedszkolny nr 2 w Wiśle, 43-460 Wisła, Malinka 53
- Zespół Szkolno-Przedszkolny nr 3 w Gliwicach, 44-122 Gliwice, Żwirki i Wigury 85
- Zespół Szkolno-Przedszkolny nr 4 w Rybniku, 44-207 Rybnik, Komisji Edukacji Narodowej 29
- Zespół Szkolno-Przedszkolny w Choceniu, 87-850 Choceń, Sikorskiego 12
- Zespół Szkolno-Przedszkolny w Ostrożnicy, 47-280 Pawłowiczki, Ostrożnica, Kościelna 42
- Zespół Szkół Budowlano-Elektrycznych im. Jana III Sobieskiego w Świdnicy, 58-100 Świdnica Śląska, Wałbrzyska 35-37
- Zespół Szkół Centrum Kształcenia Ustawicznego w Gronowie, 87-162 Lubicz Dolny, Gronowo 128
- Zespół Szkół Elektronicznych i Telekomunikacyjnych w Olsztynie, 10-144 Olsztyn, Bałtycka 37a
- Zespół Szkół Elektronicznych im. I. Domeyki w Bolesławcu, 59-700 Bolesławiec, Tyrankiewiczów 2
- Zespół Szkół Elektronicznych w Rzeszowie, 35-078 Rzeszów, Hetmańska 120
- Zespół Szkół Elektronicznych, Elektrycznych i Mechanicznych, 43-300 Bielsko-Biała, Słowackiego 24
- Zespół Szkół Elektrycznych nr 2 w Krakowie, 31-977 Kraków, Os. Szkolne 26
- Zespół Szkół Elektrycznych w Kielcach, 25-317 Kielce, Kaczorowskiego 8
- Zespół Szkół im. Bolesława Prusa, 42-207 Częstochowa, Prusa 20
- Zespół Szkół im. ks. dra Jana Zwierza w Ropczycach, 39-100 Ropczyce, Mickiewicza 14
- Zespół Szkół im. Ks. Stanisława Staszica, 39-400 Tarnobrzeg, Kopernika 1
- Zespół Szkół nr 1 w Przysietnicy, 36-200 Brzozów, Przysietnica 198
- Zespół Szkół nr 10 im. Prof. Janusza Groszkowskiego w Zabrzu, 41-807 Zabrze, Chopina 26
- Techniczne Zakłady Naukowe w Dąbrowie Górniczej, 41-300 Dąbrowa Górnicza, Zawidzkiej 10
- Zespół Szkół nr 2 im. Eugeniusza Kwiatkowskiego w Dębicy, 39-200 Dębica, Lisa 2
- Zespół Szkół nr 2 im. Gen. Józefa Bema, 05-822 Milanówek, Wójtowska 3
- Zespół Szkół nr 2 im. Ks. Prof. Józefa Tischnera w Żorach, 44-240 Żory, Boryńska 2
- Zespół Szkół nr 2 w Pabianicach im. prof. Janusza Groszkowskiego, 95-200 Pabianice, św. Jana 27
- Zespół Szkół nr 4 w Nowym Sączu, 33-300 Nowy Sącz, Św. Ducha 6
- Zespół Szkół nr 40 im. Stefana Starzyńskiego, 03-771 Warszawa, Objazdowa 3
- Zespół Szkół Politechnicznych im. Bohaterów Monte Cassino we Wrześni, 62-300 Września, Wojska Polskiego 1
- Zespół Szkół Ponadgimnazjalnych nr 1 w Jarocinie, 63-200 Jarocin, Franciszkańska 1
- Zespół Szkół Ponadpodstawowych nr 2 im. E. Kwiatkowskiego w Jarocinie, 63-200 Jarocin, Franciszkańska 2
- Zespół Szkół Ponadpodstawowych nr 3 im. Armii Krajowej w Zamościu, 22-400 Zamość, Zamoyskiego 62
- Zespół Szkół Powiatowych im. Stanisława Staszica w Opocznie, 26-300 Opoczno, Kossaka 1a
- Zespół Szkół Publicznych w Szewnie, 27-400 Ostrowiec Świętokrzyski, Szewna, Langiewicza 3
- Zespół Szkół Spożywczych i Hotelarskich w Radomiu, 26-600 Radom, św. Brata Alberta 1
- Zespół Szkół Techniczno-Informatycznych w Elblągu, 82-300 Elbląg, Rycerska 2
- Zespół Szkół Technicznych i Licealnych w Piechowicach, 58-573 Piechowice, Przemysłowa 21
- Zespół Szkół Technicznych i Ogólnokształcących nr 3 im. E.Abramowskiego, 40-659 Katowice, Harcerzy Września 1939 2
- Zespół Szkół Technicznych im. Armii Krajowej w Skarżysku-Kamiennej, 26-110 Skarżysko-Kamienna, Tysiąclecia 22
- Zespół Szkół Technicznych im. Ignacego Mościckiego w Tarnowie, 33-101 Tarnów, E. Kwiatkowskiego 17
- Zespół Szkół Technicznych w Kolbuszowej, 36-100 Kolbuszowa, Bytnara 2
- Zespół Szkół w Błażowej, 36-030 Błażowa, Kowala 3
- Zespół Szkół w Gościnie, 78-120 Gościno, Kościuszki 5
- Zespół Szkół w Zarzeczu, 37-205 Zarzecze, św. Jana Pawła II 7
- Zespół Szkół Zawodowych nr 1 im. gen. F. Kleeberga w Dęblinie, 08-530 Dęblin, Tysiąclecia 3
- Zespół Szkół Samochodowych im. inż. Tadeusza Tańskiego, 33-300 Nowy Sącz, Rejtana 18a
- Szkoła Podstawowa im. Rodzimych Bohaterów II Wojny Światowej w Załakowie, 83-342 Kamienica Królewska, Załakowo 6

eprasa.pl e9d8143d34

ELEKTRONIKA dla wszystkich
JUNIOR
nr 1/2024 (1)



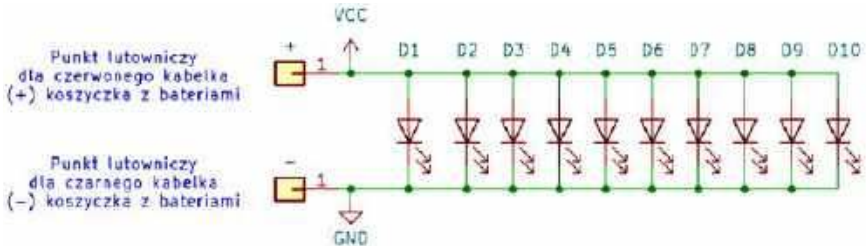
Tymek z Wrocławia, uczestnik kółka zainteresowań „Młodych Entuzjastów Elektroniki”

Wraz z dzisiejszym numerem EdW otwieramy rubrykę poświęconą naszym milusińskim, a więc Najmłodszym Czytelnikom, których w imieniu Redakcji pragnę z tego miejsca bardzo serdecznie przywitać. Chcemy, by ta rubryka była miejscem dla Was i o Was. Chcemy relacjonować Wasze przygody i doświadczenia związane z elektroniką, a także wspierać i służyć fachowym doświadczeniem i radą, jeśli zajdzie taka potrzeba. Z wielką radością, będziemy także relacjonować społeczne inicjatywy oraz imprezy dla dzieci i młodzieży, które w jakiś sposób będą łączyły się z elektroniką. Rodzicom zaś dać chcemy sposobność, pretekst oraz materiał, który regularnie będą mogli podsuwać swej latorośli, mimochodem „krzewić bakcyla” tudzież dzielić się z Nimi pięknym i konstruktywnym hobby, jakim stać może się elektronika. Moment w którym mama albo tata wspólnie z synem lub córką, a więc międzypokoleniowo, zasiądą do lektury wspólnego czasopisma, będzie dla nas największą nagrodą i dumą. Jeśli uda Wam się taki moment uchwycić i uwiecznić, podzielcie się z nami takimi fotkami. Za Waszą zgodą, z radością i dumą wybrane opublikujemy.

W ramach pierwszego spotkania, zdamy krótką relację z niecodziennego wydarzenia, jakie miało miejsce 25 maja w Ślęzy, nieopodal Wrocławia. Organizatorem Pikniku z okazji Dnia Rodzicielstwa Zastępczego była Dolnośląska Fundacja na rzecz Pieczy Zastępczej „Przystanek Rodzina” (***www.przystanekrodzina.pl***), a zajęcia z elektroniki były jedną z atrakcji, które przygotowano dla dzieci w ramach tejże imprezy. Warto zaznaczyć, że o ile piknik organizowany przez fundację stał się już od jakiegoś czasu wydarzeniem cyklicznym, o tyle zajęcia z elektroniki w ramach tej imprezy były atrakcją debiutującą. W pikniku, wraz ze swymi rodzinami, wzięło udział około 300 dzieci, co było nie lada wyzwaniem dla wolontariuszy organizujących i obsługujących tę konkretną atrakcję. Tym bardziej, że zajęcia na taką skalę, odbyły się po raz pierwszy. W ramach zajęć, każde chętne dziecko miało możliwość, samodzielnie, ale pod bacznym okiem i przy wsparciu profesjonalisty-wolontariusza zmontować serduszko obsadzone dziesięcioma diodami LED, mieniącymi się całą gamą kolorów tęczy, zasilanym z baterii R6 (AA) zamontowanych w koszyczku na dwie takie baterie, przymocowanym do serduszka kabelkami.

Projekt samego serduszka był banalny. Schemat zawierający dziesięć diod LED, połączonych równolegle, i dwa pady lutownicze, służące do przylutowania kabelków koszyczka z bateriami pokazano na **rysunku 1**.

Aby uatrakcyjnić ten jakże prosty układ zastosowano w nim nie byle jaką diodę, znalezioną i zakupioną na serwisie Aliexpress, opisaną tam jako „Przezroczysta dioda LED RGB, 7 kolorów, szybko migająca”. Diody udało się nabyć w cenie 39,39 zł za tysiąc sztuk.



Rysunek 1. Schemat ideowy serduszka

Po przeprowadzeniu czterdziestogodzinnego testu na dziesięciu takich diodach LED połączonych w płytce stykowej (breadboard) równolegle z koszyczkiem z dwiema szeregowo połączonymi bateriami AA (napięcie 3 V), jak pokazano na **rysunku 2**, świadomie zdecydowano o rezygnacji z użycia szeregowych rezystorów ograniczających prąd diod.

Po pierwsze dlatego, że sumaryczny prąd pobierany przez wszystkie dziesięć diod, wynosił niecałe 50 mA, a więc był stosunkowo niewielki.

Po drugie dlatego, że nie były to zwyczajne diody LED. Te konkretne, zawierają w swojej strukturze zintegrowany sterownik naprzemiennie załączający poszczególne segmenty diody, w dodatku o różnych kolorach. Można więc śmiało założyć, że owe diody zawierają też obwody odpowiednio dostosowujące prąd dla każdego z kolorów. Trudno byłoby zaaplikować precyzyjnie dobrane do każdego koloru rezystory do komponentu, który ma tylko dwa wyprowadzenia.

Założono zatem (i potwierdzono wielogodzinnym testem), że dioda może bez żadnego problemu pracować wprost z napięcia 3 V, zalecanego w opisie sprze-

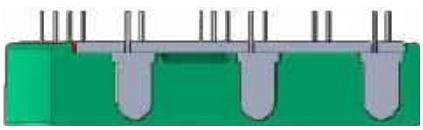


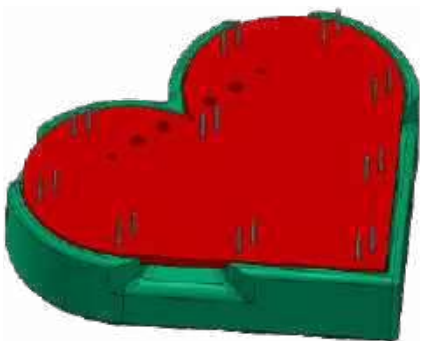
Rysunek 2. Warunki, w jakich testowano zachowanie się diod podłączonych wprost do koszyczka z dwiema bateriami AA, aż do czasu ich rozładowania (około 40 godzin)

eprasa.pl e9d8143d34













dawcy, bez stosowania dodatkowych rezystorów ograniczających prąd diody.

Dzięki powyższemu udało się uniknąć stosowania na płytce dodatkowych rezystorów, co w przypadku 300 serc do złożenia podczas pikniku, podniosłoby zarówno koszt gadżetu, jak i wydłużyłoby czas jego montażu.

Jako bazę montażową dla diod wykorzystano dwustronną płytkę PCB z metalizacją otworów (PTH), miedź na stronie górnej to plus zasilania. Miedź na stronie dolnej to minus. Pady diod LED oraz dwa punkty lutownicze na przylutowanie kabelków koszyczka z bateriami, podłączone zostały do płaszczyzn miedzi za pomocą metody „thermal relief" (pady termiczne) celem ułatwienia lutowania. Jeden z padów na kabelki od koszyczka z bateriami, oznaczono jako „+", i należy do niego przylutować kabelek czerwony. Do punktu lutowniczego oznaczonego, jako „–" należy przylutować kabelek czarny. Na brzegach płytki należało zamontować diody LED ze zintegrowanym sterownikiem kolorowego programu świetlnego, które „zrobiły cały show". Po środku płytki na warstwie opisowej znalazło się logo Fundacji.

Organizacja warsztatów była następująca. Przy pierwszym stanowisku dzieciom wydawane były płytki PCB w kształcie serduszka.

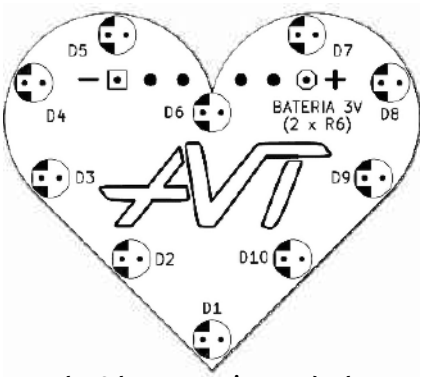
Następnie każde dziecko, zgodnie z instrukcjami wolontariusza, m.in. dotyczącymi konieczności zachowania prawidłowej polaryzacji, wkładało do płytki wszystkie dziesięć sztuk diody LED.

I teraz niespodzianka. Zapewne sami się domyślacie, spoglądając na schemat montażowy, widniejący na **rysunku 3**, specjalnie dla naszych najmłodszych Czytelników (dzięki uprzejmości autora) przygotowaliśmy tę samą płytkę, którą dzieci składały na opisywanym pikniku.

Zamalowane białym silk screenem obszary w pobliżu padów w kształcie kwadratu w obszarze każdej z diod LED, wskazują miejsce podłączenia katody (czyli minusa) każdej z diod. W nowej diodzie, z nie przyciętymi jeszcze wyprowadzeniami, katoda jest nóżką krótszą niż anoda, w związku z czym, nóżki krótsze diod powinny trafić do padów w kształcie kwadratu, a dłuższe do padów okrągłych.

Następnie, na obłożoną w odpowiedni sposób diodami LED płytkę, nakładało od góry specjalnie przygotowaną „fixturę" (nieodpłatnie zaprojektowaną i wydrukowaną w liczbie ośmiu sztuk przez jednego z kolegów na potrzeby imprezy) – narzędzie z wydruku 3D, które zabezpieczało elementy na czas montażu.

„Zaklknięta" na wcześniej obłożonej płytce fixtura, nie tylko zapewniała idealną prostopadłość diod LED względem płytki PCB, nie tylko gwarantowała



Rysunek 3. Schemat montażowy serduszka

eprasa.pl e9d8143d34







odpowiedni docisk elementów do powierzchni płytki, ale też uniemożliwiała przypadkowe ich „wypadnięcie", podczas obracania płytki do góry stroną wyprowadzeń elementów, na czas lutowania (gdyby któreś z dzieci zapomniało ich odpowiednio dogiąć).

Ponadto fixtura wyposażona była w dwa magnesy, dzięki czemu można było ją „przykleić" do metalowej podstawy, w którą wyposażone było każde z ośmiu stanowisk lutowniczych.

Podstawy wykonane były z płaskich metalowych płytek, tzw. okuć, dostępnych w marketach budowlanych. Stosunkowo ciężkie metalowe płytki, skutecznie unieruchamiała na blacie roboczym, przyklejona od spodu tych blaszek guma, którą stanowiły fragmenty uszczelek okiennych o profilu litery „E".

Przyklejone magnesami do stabilnej podstawy fixtury, z zakliknięty mi w nich serduszkami PCB, pozwalały w sposób bezpieczny i komfortowy przylutować wszystkie diody (20 punktów lutowniczych).

Sposób lutowania demonstrował dziecku wolontariusz na dwóch pierwszych punktach lutowniczych, kolejne dwa luty wykonywali zazwyczaj razem. Resztę wyprowadzeń do płytki, z wielką frajdą, błyskiem w oku i językiem zaciśniętym pomiędzy zębami, każde dziecko z reguły lutowało już samo, zawsze pod czujnym i troskliwym okiem wolontariusza.

Na koniec uczestnicy zajęć montowali koszyczek z bateriami. Kabelki zostały podwójnie przeplecione przez płytkę PCB za pomocą dodatkowych otworów, celem zwiększenia wytrzymałości połączenia (tak zamocowanych kabelków nie da się łatwo od płytki oderwać).

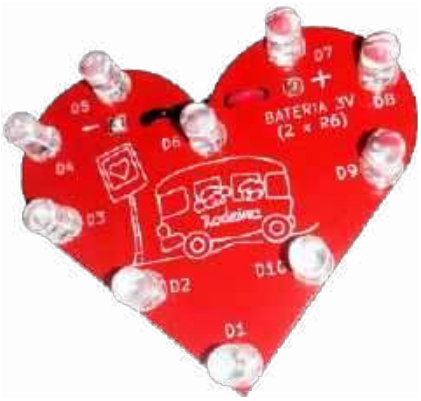
Warto wspomnieć, że każde ze stanowisk montażowych wyposażone było, nie tylko w typową stację lutowniczą, cynę, obcinaczki, ale również w odciąg oparów lutowania i okulary ochronne, w myśl idei „bezpieczeństwo przede wszystkim".

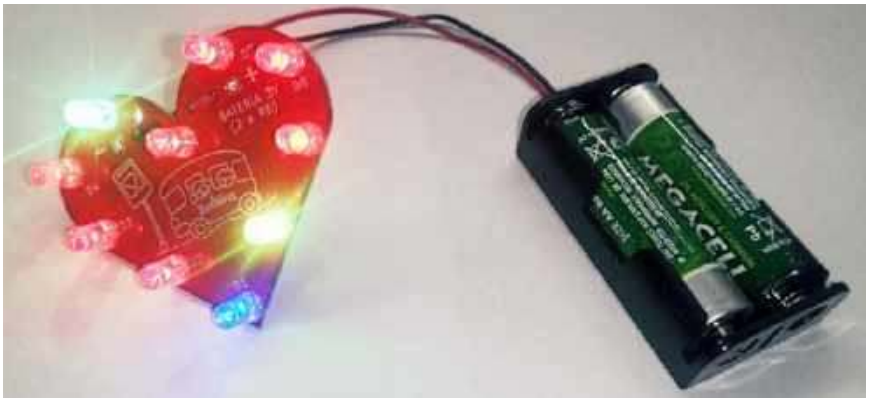
Zmontowany gadżet wyglądał w sposób pokazany na zdjęciach poniżej.

Atrakcja cieszyła się niezwykłym zainteresowaniem i wzięciem. W ciągu zaledwie pięciu godzin dzieciakom udało się zmontować i uruchomić około 150 serduszek. Uśmiechom i frajdzie nie było końca.



eprasa.pl e9d8143d34





Dzień po imprezie Prezes fundacji zwróciła się do organizatorów atrakcji: „Byliście niesamowici, wszyscy piszą o waszych zajęciach”. I najwyraźniej coś w tym było, bo pełne radości relacje z zajęć udawało się odnajdować na zaprzyjaźnionych z fundacją Facebookowych profilach. W ramce zebrano linki do niektórych z tych relacji.

Zachęcam wszystkich rodziców (zwłaszcza tych z branży), do organizowania tego typu warsztatów dla dzieci. Nakład pracy „do ogarnięcia” a radości i uśmiechy dzieciaków – bezcenne. Jest też spora szansa na to, że któreś z tych trzech setek dzieciaków złapie „elektronicznego bakcyla”, zapewniając sobie wartościowe hobby na długie lata, a w niedalekiej przyszłości może też całkiem intratny zawód? Zostanie inżynierem, naukowcem, szczęśliwym hobbystą, a w przyszłości, kto wie, może i redaktorem branżowego pisma, które pokocha. Warto!

Gdyby ktoś miał ochotę zorganizować lokalnie podobne wydarzenie, warto zauważyć, że ekipa organizująca zajęcia z elektroniki dysponowała odciągami oparów lutowniczych, więc ich użyła. Przy dobrze wentylowanym pomieszczeniu nie są one absolutnie niezbędne, można też rozważyć organizację takich zajęć na wolnym powietrzu. Warto wtedy zadbać jednak o zadaszenie na wypadek wystąpienia niezapowiedzianych opadów deszczu.

Warto też zadbać o okulary ochronne, ich koszt nabycia jest symboliczny, i można je kupić w każdym markecie budowlanym. ■ **Mariusz Ciszewski**

Ciekawe linki:
- https://www.facebook.com/share/p/jxcVjni2zGrLUwyV/
- https://www.facebook.com/share/p/txAK43GgtqeDr941/
- https://www.facebook.com/share/p/954QgY4TW6NeBCzm/



UWAGA Organizatorom podobnego wydarzenia chętnie służymy poradami i wszelkimi informacjami (edw@elportal.pl). Prenumeratorom EdW, którzy chcieliby wykonać serduszko ze swoim dzieckiem przekażemy bezpłatnie płytkę drukowaną. Zamówienie z numerem prenumeratora i adresem wysyłki prosimy kierować pod adresem edw@elportal.pl.



Polecamy również bardziej zaawansowane projekty serduszek i nie tylko, z serii Kity AVTEDU na stronie **www.sklep.avt.pl**

eprasa.pl e9d8143d34

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.



Kontroler ramienia robota z bezprzewodowym pilotem PS3

Ten projekt umożliwia użytkownikowi bezprzewodowe sterowanie ramieniem robota opartym na serwomechanizmach RC. Płytka oparta jest na module Bluetooth/Wi-Fi ESP32-WROOM 32E, dzięki czemu możliwe jest sparowanie bezprzewodowego pilota PS3 lub PS4. Projekt został zbudowany przy użyciu układu ESP32 z łącznością Bluetooth i Wi-Fi, 4 potencjometrów podłączonych do pinów analogowych, 8×3-pinowe złącza nagłówkowe dla łatwego interfejsu serwomechanizmów RC, zakres zasilania roboczego od 4,8 V do 6 V DC, regulator (stabilizator) LM1117-3,3 V U1 dostarcza 3,3 V do procesora ESP32, kondensator zasilania DC C5 pomaga w płynnym działaniu serwomechanizmów RC, użyj bocznika do zamknięcia zworki J1.

Termiczny czujnik masowego przepływu powietrza – anemometr stałotemperaturowy

Układ CTA (Constant Temperature Anemometer) składa się z prostego obwodu sprzężenia zwrotnego do regulacji temperatury grzałki na czujniku przepływu, a wraz ze zmianą prędkości przepływu zmienia się utrata energii cieplnej przez grzałkę. Poprzez dostosowanie sterowników można uzyskać stałą różnicę temperatur między grzałką a czujnikiem temperatury. Dostarczana moc elektryczna, która kontroluje różnicę temperatur, jest funkcją prędkości przepływu. Moc jest przekształcana w wyjściowy sygnał napięciowy za pomocą obwodu mostkowego i może być łatwo odczytana. Znając temperaturę medium, natężenie przepływu można określić na podstawie wielkości kompensacji napięcia potrzebnej do utrzymania stałej różnicy temperatur.

Niektóre projekty aktualnie dostępne tylko dla prenumeratorów EdW w rubryce DIY PLUS na www.elportal.pl:

1. Precyzyjny wzmacniacz transimpedancyjny z przełączanym integratorem
2. Kontroler pełnego mostka z przesunięciem fazowym i prostowaniem synchronicznym wykorzystujący UCC28950
3. Wysokowydajny monofoniczny wzmacniacz audio klasy D o mocy 20 W
4. Monitorowanie poziomu cieczy za pomocą czujnika ciśnienia – wyświetlacz słupkowy
5. Sterowanie silnikiem DC za pomocą joysticka
6. 16-kanałowy sterownik serwomechanizmów RC z interfejsem I²C
7. Programowalny kondycjoner sygnału z czujnika rezystancyjnego mostkowego
8. 20-segmentowy wyświetlacz słupkowy w rozmiarze jumbo
9. Stacja pogodowa lilygo ttgo t5-4.7 z wyświetlaczem typu e-papier
10. Półprzewodnikowy przekaźnik mocy DC z prądowym sprzężeniem zwrotnym
11. Wyłącznik nadprądowy – przekaźnik wyłączający nadprądowy
12. Choinka z Arduino i pikselowymi diodami
13. Uniwersalny konwerter napięcia AC – wyjście 18 V DC z wejścia 85...265 V AC
14. Moduł procesora echa głosu – urządzenie opóźniające do efektów dźwiękowych, echo, reverb
15. Najlepszy sposób na próbkowanie dźwięku za pomocą ESP32
16. Sterownik silnika krokowego z joystickiem
17. RPi – stacja pogodowa IoT
18. Niskobudżetowy monitor jakości powietrza IoT oparty o RaspberryPi 4
19. Automatyczny system ogrodniczy z NodeMCU i Blynk, ArduFarmBot 2
20. TinyML – Rozpoznawanie ruchu przy pomocy Raspberry Pi Pico
21. Wzmacniacz piezoelektryczny do gitary i skrzypiec
22. Wysokowydajny i niezawodny sterownik bipolarnego silnika krokowego
23. Sonarowy theremin MIDI
24. Sterownik silnika prądu stałego z wykorzystaniem przekaźnika i mosfetu – interfejs Arduino
25. Przedwzmacniacz do mikrofonu MEMS
26. Super prosty czuły wykrywacz metali
27. Stymulator czaszkowy Arduino (Bio-BrainTuner)
28. Generator sygnałów AD9833
29. Obserwacja charakterystyk tranzystora
30. Wyświetlacz EKG z użyciem Arduino
31. Łatwy do zbudowania robot kroczący
32. Zamek elektroniczny na kod
33. Prosty tester tranzystorów
34. Zegar binarny z użyciem Microbit
35. Przetwornik częstotliwości na napięcie (tachometr) – przetwornik częstotliwości na napięcie z czujnikiem magnetycznym o zmiennej reluktancji
36. Izolowany obwód wykrywania napięcia 250 V AC z pojedynczym wyjściem (wejście 250 V prądu przemiennego, wyjście 5 V)

Miesięcznik „**Elektronika dla Wszystkich**”
(12 numerów w roku) jest wydawany we współpracy z kilkoma redakcjami zagranicznymi

Wydawnictwo:
AVT-Korporacja Sp. z o.o.
03-197 Warszawa, ul. Leszczynowa 11
tel. 22 257 84 99, e-mail: avt@avt.pl

Wydawca:
Wiesław Marciniak

Redaktor naczelny:
Mariusz Ciszewski
mariusz.ciszewski@elportal.pl

Adres redakcji:
03-197 Warszawa, ul. Leszczynowa 11
e-mail: edw@elportal.pl, www.elportal.pl

Redaktor merytoryczny:
Paweł Sujko

Dział reklamy:
Katarzyna Gugała
katarzyna.gugala@elportal.pl, tel. 22 257 84 64

Szef Pracowni Konstrukcyjnej:
Jakub Sobański
jakub.sobanski@elportal.pl

Sekretarz redakcji:
Dariusz Welik
dariusz.welik@elportal.pl

DTP, okładka,
Redakcja strony internetowej www.elportal.pl:
MAD Sp. z o.o.

Prenumerata:
W Wydawnictwie AVT, e-mail: prenumerata@avt.pl
tel. 22 257 84 22, (godz. 10:00–14:00)
www.ulubionykiosk.pl

W RUCH S.A., e-mail: prenumerata@ruch.com.pl
tel. 801 800 803, 22 717 59 59, www.prenumerata.ruch.com.pl

Copyright AVT-Korporacja Sp. z o.o., Warszawa, ul. Leszczynowa 11. Projekty publikowane w „Elektronice dla Wszystkich” mogą być wykorzystywane wyłącznie do własnych potrzeb. Korzystanie z tych projektów do innych celów, zwłaszcza do działalności zarobkowej, wymaga zgody redakcji „Elektroniki dla Wszystkich”. Przedruk oraz umieszczanie na stronach internetowych całości lub fragmentów publikacji zamieszczanych w „Elektronice dla Wszystkich” jest dozwolone wyłącznie po uzyskaniu pisemnej zgody redakcji. Redakcja nie odpowiada za treść reklam i ogłoszeń zamieszczanych w „Elektronice dla Wszystkich”.

eprasa.pl e9d8143d34

Elektor Bestsellers

SAVE UP TO 26% NOW!

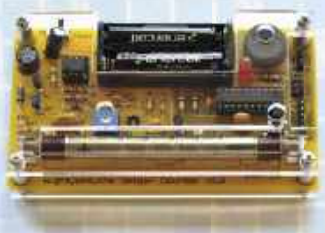
















www.elektor.com/sale/deals

Elektor SUMMER SALE

eprasa.pl e9d8143d34

elektor design > share > earn