Elektor w EdW – rozpoczynamy współpracę

Na dobry początek – rewelacyjny wzmacniacz Hi-End

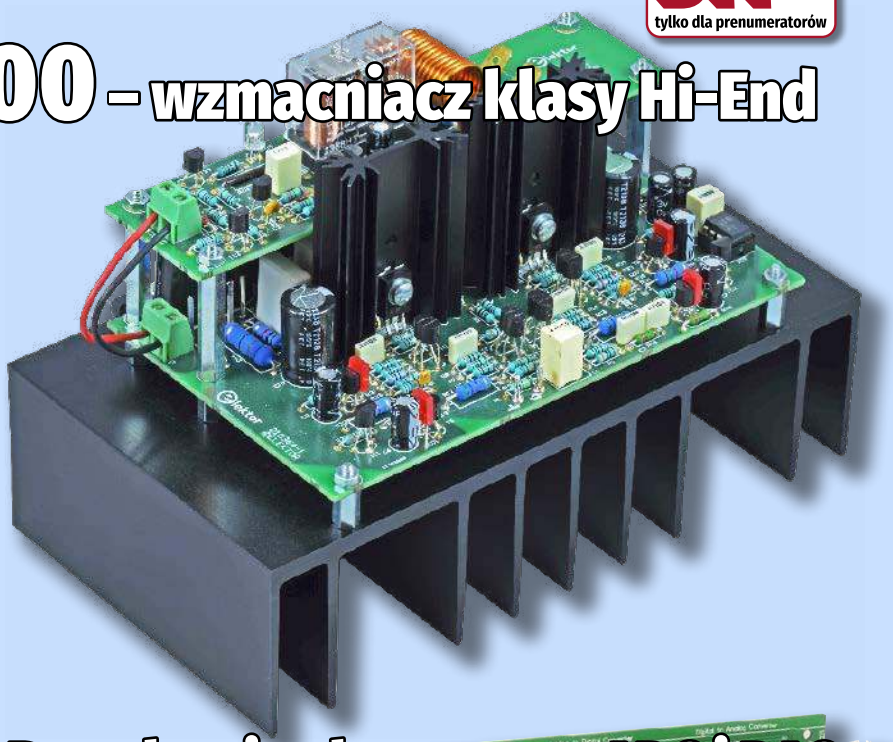
SENSACYJNY PROJEKT ChatGPT Twoim asystentem głosowym

ELEKTRONIKA dla wszystkich

nr 5/2023 (328) • maj • www.elportal.pl

DIY PLUS tylko dla prenumeratorów

Fortissimo-100 – wzmacniacz klasy Hi-End



PROJEKTY dla elektroników

- Domowe anodowanie aluminium
- DIY piec do lutowania rozpływowego z regulacją PID
- USB SuperCodec 192 kHz 24-bit – rewelacyjny konwerter ADC i DAC, część 1

DIY dla wszystkich

- Prosty wzmacniacz audio z dwoma źródłami zasilania
- Jak przekształcić ChatGPT w pełnowartościowego asystenta głosowego
- Serwer API z wykorzystaniem ESP8266 oraz oprogramowania MicroPythona

TUTORIALE

- Wiele hałasu na temat szumu – nowe podejście do generatorów szumu analogowego, część 2
- Poznawanie IC555 dzięki eksperymentom, część 1
- Praktyczny kurs op-ampów
- Programowanie wizualne z XOD. Regulator prędkości wentylatora
- Problemy z symulacjami SPICE (LTspice)
- Edukacja w EdW dla szkół i uczelni: Wykład 6 „Transoptory”
- Pokój Nauczycielski

Rewelacyjny konwerter ADC i DAC



16,90 zł (w tym 8% VAT)
ISSN 1425-1698 Indeks 33362X
05
9 771425 169238



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 b57b883

Najbardziej popularne kity AVT

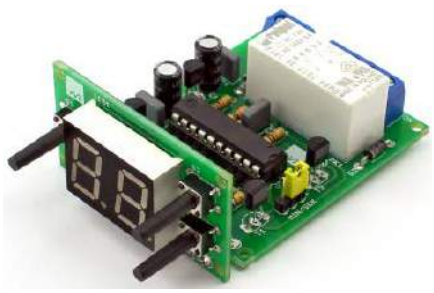
Poznaj listę **TOP 100** na www.elportal.pl/kityavt



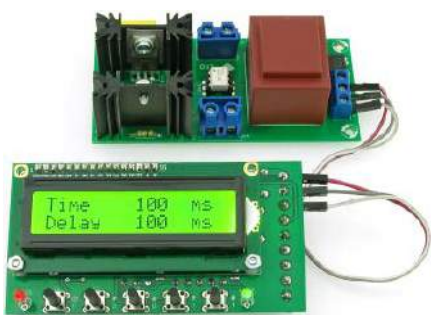
AVT788 Lampka LED reagująca na klaśnięcie: klaskacz, włącznik dźwiękowy
https://sklep.avt.pl/avt788.html



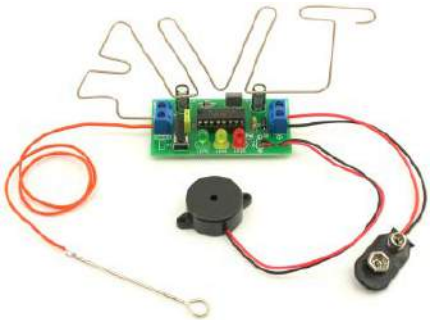
AVT5540 Radio FM z RDS
https://sklep.avt.pl/avt5540.html



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



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



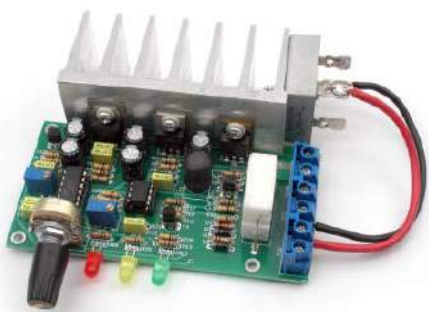
AVT723 Uniwersalna gra zręcznościowa
https://sklep.avt.pl/avt723.html



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



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



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



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



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



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



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

Pełna oferta na: sklep.avt.pl

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

eprasa.pl b57b883d17



DIY PLUS
tylko dla prenumeratorów

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

Zaprenumeruj „Elektronikę dla Wszystkich”, a dostaniesz bezpłatny dostęp do archiwalnych e-wydań EdW!

Nie dotyczy wydań z ostatnich 24 miesięcy.

na start
do 6* wydań gratis

po 5 latach
nieprzerwanej
prenumeraty
do 12* wydań gratis

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

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

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

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

eprasa.pl b57b883d17

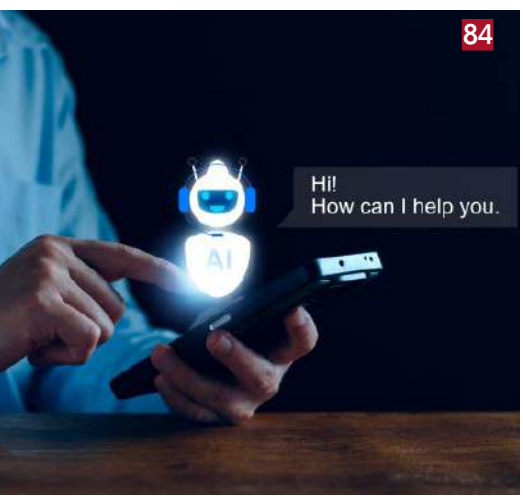
ELEKTRONIKA dla wszystkich

maj 2023 • 5 (328)









Projekty dla elektroników:

8 Fortissimo-100 – wzmacniacz klasy Hi-End. W pełni symetryczny stopień wyjściowy audio o mocy 100/190 W ... 8

Domowe anodowanie aluminium ... 21

DIY piec do lutowania rozpływowego z regulacją PID ... 31

USB SuperCodec 192 kHz 24-bit – rewelacyjny konwerter ADC i DAC, część 1 ... 41

Tutoriale:

Wiele hałasu na temat szumu – nowe podejście do generatorów szumu analogowego, część 2 ... 48

Poznawanie IC555 dzięki eksperymentom, część 1 ... 54

Praktyczny kurs op-ampów ... 57

Programowanie wizualne z XOD. Regulator prędkości wentylatora ... 62

Problemy z symulacjami SPICE (LTspice) ... 66

Edukacja w EdW dla szkół i uczelni: Wykład 6 „Transoptory” ... 72

Pokój Nauczycielski ... 78

DIY dla wszystkich:

Prosty wzmacniacz audio z dwoma źródłami zasilania ... 81

Jak przekształcić ChatGPT w pełnowartościowego asystenta głosowego ... 84

Serwer API z wykorzystaniem ESP8266 oraz oprogramowania MicroPythona ... 88

DIY PLUS

Najlepszy sposób na próbkowanie dźwięku za pomocą ESP32 ... 91

Choinka z Arduino i pikselowymi diodami ... 91

Rubryki stałe:

Prenumerata ... 3

Od wydawcy ... 5

Poczta ... 6

eprasa.pl b57b883d17

A za miesiąc w czerwcowym EdW



- **CO_2 Guard – monitoring jakości powietrza**
  W słabo wentylowanych pomieszczeniach wysoka zawartość CO_2 może powodować istotny problem. Rozwiązaniem tego problemu może być urządzenie CO_2 Guard. Konstrukcja oparta na elementach przewlekanych, czyli łatwa w montażu, ostrzega trzema LED-ami i sygnałem ostzegawczym, że pora przewietrzyć pomieszczenie. Bardzo użyteczny projekt Elektora.
- **DIY piec do lutowania rozpływowego z regulacją PID, część 2**
  W pierwszej części zakończyliśmy montaż płytek drukowanych i niezbędnego sprzętu. Teraz pozostało tylko złożyć wszystko razem – i zacząć działać.
- **USB Super Codec – rewelacyjny konwerter ADC i DAC, część 2**
  W pierwszej części przedstawiliśmy naszą nową konstrukcję karty dźwiękowej USB, która może pochwalić się nienaganną jakością nagrywania i odtwarzania. Jest ona jednak przydatna nie tylko do nagrywania i odtwarzania; z niedrogim oprogramowaniem może stanowić bardzo zaawansowany system analizy sygnału audio. Teraz nadszedł czas, aby opisać szczegóły obwodów, które stoją za jej fenomenalnymi osiągami.
- **Superpilot zdalnego sterowania na podczerwień**
  Wybór pomiędzy telewizją na żywo a telewizją internetową, odtwarzaczem DVD, itd wymaga często do sterowania telewizorem naciśnięcia kolejno kilku różnych przycisków, i to bynajmniej nie na jednym pilocie. Oto projekt, który umożliwia wykonanie tych sekwencji rozkazów za pomocą jednego przycisku.
- Plus zwykła porcja intrygujących projektów DIY.
- Plus wiele artykułów w Twoich ulubionych cyklach Tutoriali.

W kioskach od 1 czerwca

Elektor w EdW



Nawiązaliśmy współpracę z holenderskim magazynem „Elektor". To wielkie wydarzenie w rozwoju „Elektroniki dla Wszystkich". Zaawansowanym elektronikom nie trzeba przedstawiać „Elektora", który istnieje już ponad 60 lat i dociera do najdalszych zakątków świata. Pismo powstało w Holandii, ale później miało wydania we wszystkich niemal liczących się językach świata – angielski, francuski, hiszpański, niemiecki, włoski, portugalski (Brazylia), grecki i... również polski.

Wydawnictwo AVT wydawało polską wersję „Elektora" w latach dziewięćdziesiątych. Niektóre projekty miały oszałamiające powodzenie. Pamiętam jak bardzo trafiła w potrzeby rynku publikacja schematu układu przywracającego synchronizację obrazu na kanale telewizji satelitarnej Filmnet, który nadawał atrakcyjne filmy, w tym pozycje dla dorosłych. Był to świat analogowy, więc kodowanie polegało na powodowaniu niestabilności synchronizacji obrazu, a projekt dekodera opublikowany w „Elektorze" tę synchronizację przywracał. Kilka tygodni po naszej publikacji zobaczyłem na Wolumenie spory tłumek kłębiący się przy ciężarówce, z której sprzedawano te dekodery. Rozchodziły się jak świeże bułeczki, chyba po 1,5 mln zł, jeśli dobrze pamiętam (obecnie 150 zł). Konstrukcje „Elektora" zawsze wyróżniały się atrakcyjną tematyką i starannym dopracowaniem.

Na początek naszej współpracy publikujemy projekt wzmacniacza klasy High-End. To zmodyfikowana konstrukcja wzmacniacza „Elektora" sprzed 30 lat. Ten nowy wzmacniacz, nazwany Fortissimo – 100, swoimi parametrami zadowoli audiofilów, w szczególności ma śladowo małe zniekształcenia. Z drugiej strony, majsterkowicze docenią prostotę jego konstrukcji – zastosowano wyłącznie elementy przewlekane. Jeśli montaż jest wykonany starannie, bez błędów, to wzmacniacz działa prawidłowo od pierwszego włączenia, nie wymaga żadnych regulacji. Jak pisze autor projektu, może nie jest to projekt do zrealizowania przez początkujących, ale opis jest na tyle szczegółowy, że praktycznie każdy elektronik – hobbysta z pewnym doświadczeniem powinien sobie poradzić z jego budową. Jak to zwykle bywa z projektami tego rodzaju jest sporo prac mechanicznych, dość wyrafinowanych jak na przeciętne umiejętności mechaniczne elektronika. Spokojnie, dasz radę, bo cały proces montażu sfilmowano krok po kroku i możesz go obejrzeć na kanale YouTube należącym do „Elektora". „Elektor" oferuje też kompletny kit wzmacniacza Fortissimo – 100, zawierający zestaw płytek PCB wysokiej jakości, radiator, inne części mechaniczne i wszystkie elementy elektroniczne. Kit zawiera części do zbudowania wzmacniacza mono, a więc dla stereo potrzebne są dwa kity. Proszę o listy od Czytelników, którzy zdecydują się zbudować Fortissimo – 100. Mam nadzieję, że wybór tego projektu na dobry początek naszej współpracy z „Elektorem" okaże się fortunny. Proszę też o wszelkie uwagi dotyczące „Elektora" i naszej współpracy. Szczególnie ciekaw jestem, czy ktoś jeszcze pamięta polskiego „Elektora" z lat dziewięćdziesiątych.

Wiesław Marciniak

eprasa.pl b57b883d17

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.

Wysokie napięcie

Do Pana Profesora Wiesława Marciniaka, Wydawcy pisma Elektronika dla Wszystkich

Szanowny Panie Profesorze!

Z uwagą przeczytałem kwietniowy numer „Elektroniki dla Wszystkich” i chciałbym podzielić się z Panem swoimi przemyśleniami dotyczącymi dwóch artykułów. Nie są to teksty skomplikowane, ich poziom wyraźnie sugeruje, że adresowano je do osób dopiero uczących się elektroniki.

Pierwszy z nich to „Automatyka domowa sterowana głosem”, projekt opisany jako prosty. I tak jest w istocie: gotowa płytka z mikrokontrolerem, moduł z przekaźnikami, dwie żarówki. Układ wygląda na łatwy, a elektronika przecież „dla wszystkich”, czyli nawet nastolatek śmiało może podjąć się jego realizacji! Całość spinamy więc kabelkami na blacie stołu, tak jak na fotografii 11, dodatkowo żarówki podpinamy – co tekst wyraźnie wskazuje – bezpośrednio z biegunem neutralnym N zasilania sieciowego, a biegun „gorący” fazowy łączymy przez styki przekaźnika. I testujemy!

Panie Profesorze, naprawdę zachęca Pan młodych ludzi do takiej właśnie realizacji tego projektu?

I drugi artykuł: „Układ automatycznego włączania latarni ulicznej”. Opisany jako „prosty”, ale ma wszak walory edukacyjne. Co prawda uwagi Redakcji wykazują, że całość wymaga poprawienia, ale przecież chodzi o naukę. Niech młody człowiek zmontuje taki układ i poćwiczy! Jak to zrobić, pokazuje rysunek 1. Tutaj w płytkę stykową układ scalony, tutaj potencjometr, tam przekaźnik, a tu w tę samą płytkę wpinamy przewód sieciowy doprowadzający – jak to przecież wynika z widocznego poniżej schematu – napięcie 230 V AC. No i teraz testujemy! Przecież z opisu wyraźnie wynika, że wartości pewnych elementów trzeba dobrać eksperymentalnie!

Panie Profesorze, naprawdę? Gdyby zobaczył Pan młodego człowieka dobierającego wartość rezystora przy tej płytce stykowej, z wpiętym kablem podłączanym do gniazdka sieciowego, to co by Pan powiedział? „Pięknie, niech się młodzież uczy!” Czy może raczej: „Człowieku, czy Tobie życie niemiłe?”

W mojej ocenie oba wspomniane powyżej teksty ewidentnie adresowane są do początkujących, a więc zapewne młodych adeptów elektroniki. Młodzi często najpierw zrobią, a dopiero potem się zastanowią, czy to było bezpieczne. A proszę zwrócić uwagę, że artykuły te nie zawierają choćby najmniejszej wzmianki o jakimkolwiek ryzyku! W ostatnim roku także i kilka innych numerów EdW zawierało podobne projekty z dość „śmiałymi”, lecz chyba nie do końca bezpiecznymi rozwiązaniami.

Ale przecież Pan już ma swoje lata, a i inni członkowie Redakcji też nie są dziećmi. Czy Państwa zdaniem początkujący powinni zaczynać swoją przygodę z elektroniką od układów zasilanych napięciem 230 V, łączonych kabelkami na blacie stołu lub na płytce stykowej?

Bardzo proszę o odpowiedź na moje pytanie!

Pozdrawiam,
Marian Gabrowski

Red. Krytyka słuszna. Będziemy uważniej sygnalizować konieczność zachowania ostrożności. Natomiast projekty w rubryce „DIY dla wszystkich” nie są kierowane do dzieci, tylko do nieelektroników uprawiających nowy „gatunek” hobby elektronicznego bez użycia lutownicy i często nawet bez jakiejkolwiek wiedzy z zakresu podstaw elektroniki. Taki hobbysta składający urządzenie elektroniczne z gotowych modułów i piszący program właściwy dla funkcji realizowanej przez to urządzenie, ma nawet swoją nazwę. Niezbyt ładnie, po angielsku nazywa się maker. Jakie czasy, takie hobby. Zatem rubryka „DIY dla wszystkich” nie stawia sobie za cel uczyć elektroniki kogokolwiek, a szczególnie dzieci. Od tego jest rubryka „Tutoriale”. Niemniej, dorosłych nieelektroników (makerów) też szkoda, więc będziemy ich ostrzegać, żeby nie zrobili sobie krzywdy.

Wiesław Marciniak

Słodko-gorzka historia

Dzień dobry Panie Profesorze,

czytając wykład o półprzewodnikach mocy, przy omawianiu GaN w dziale historia zabrakło mi wzmianki o słodko-gorzkiej historii firmy Ammono prof. Roberta Dwilińskiego.

Po raz pierwszy o tej firmie usłyszałem w stanach, robiąc praktykę w GE, dziale zajmującym się syntezą ceramiki (dziś dział ten nazywa się Momentive Performance Materials). Jeden z inżynierów w dziale rozwoju został tam oddelegowany do rozpoznania tematyki wzrostu kryształów GaN w autoklawie. Zagadując z nim przy kawie wspomniałem, że w Polsce to już jest firma mająca duże sukcesy w hodowli kryształów GaN- miałem na myśli firmę TopGaN właśnie prof. Porowskiego, choć nie wymieniłem jej z nazwy. W odpowiedzi usłyszałem coś takiego:

– No tak! Ammono, oczywiście że znam! Ten założyciel to guru tej technologii! W tym światku to niedościgniony wzór. My może za 10 lat ten poziom osiągniemy...

Ta odpowiedź ścięła mnie z nóg. Doktor nauk technicznych, szef grupy projektowej z USA mówi mi że w Polsce jest technologia co do której amerykanie są 10 lat do tyłu! Wygooglałem i z fascynacją przeczytałem historię Ammono. To był 2011 rok, akurat przed ich upadłością, którą obserwowałem z wielkim żalem.

Widzę, że Pan profesor odniósł się już w najnowszej EdW do pytań o niebieski laser. Czy podobnie mógłby Pan profesor opowiedzieć o Ammono? Ma Pan z pewnością „insajderską” wiedzę co się stało i zapewne jakieś przemyślenia nt. temat. Bo dla mnie to przecież wciąż niezwykle inspirująca historia, która mogłaby pochłonąć całą rubrykę w EdW, o tym że w Polsce (przynajmniej do pewnego etapu) się da.

Pozdrawiam serdecznie,
Krzysztof

Red. Profesor Porowski rzeczywiście miał wybitne osiągnięcia w opracowaniach technologii wytwarzania bezdyslokacyjnych kryształów GaN. Jednak przekucie osiągnięć naukowych w efektywny biznes produkcyjny to zupełnie inna bajka, w którą wpisuje się historia takich firm jak TopGaN i Ammono. To duży temat i chyba nie na łamy EdW.

Wiesław Marciniak

Kącik muzyków amatorów

Mam gorącą prośbę. Czy moglibyście uruchomić kącik dla muzyków amatorów?

Chodzi mi o przedstawianie w miarę prostych schematów, np. do gitary, takich jak Fuzz czy Tremolo oraz innych „przesterów”. Schematy wzmacniaczy mocy wraz z układami współistniejącymi jak, np. iluminofonia, equalizery, itp.

W pewnym sensie to jest poruszane od czasu do czasu, np. „Aktywne monitory Hi-Fi z opcjonalnymi subwooferami” i inne. Chodzi mi o to, żeby był to stały kącik w EdW poświęcony tym tematom. [...]

Pozdrawiam całą redakcję EdW.
Marek S.

Lekoman

Dzień dobry,

Zakupiłem dziś najnowszy numer. Było to bodźcem do poważnych rozważań. EdW czytam od wielu lat, od kilku lat przymierzałem się też, by coś sensownego napisać. Ostatecznie zawsze wychodziło tak, że naobiecywałem więcej jak politycy przed wyborami, a na słomianym zapale się skończyło. Głównym tego powodem było to, że spora część z moich projektów jest robiona „na sznurkach” – prowizorycznie, niedokończona lub niedziałająca.

Kilka dni temu się to zmieniło i zacząłem zamykać (domykać) swoje projekty.

Po 7 latach powróciłem do jednego z nich...i go dokończyłem. Zmusiła mnie do tego powaga tego projektu. Urządzenie o nazwie „Lekoman” przypominało o zażywaniu leków. O ile na potrzeby konkursu, olimpiady program mógł wyglądać byle jak, o tyle ta wersja była wynikiem faktycznego zapotrzebowania mojej ukochanej.[...]

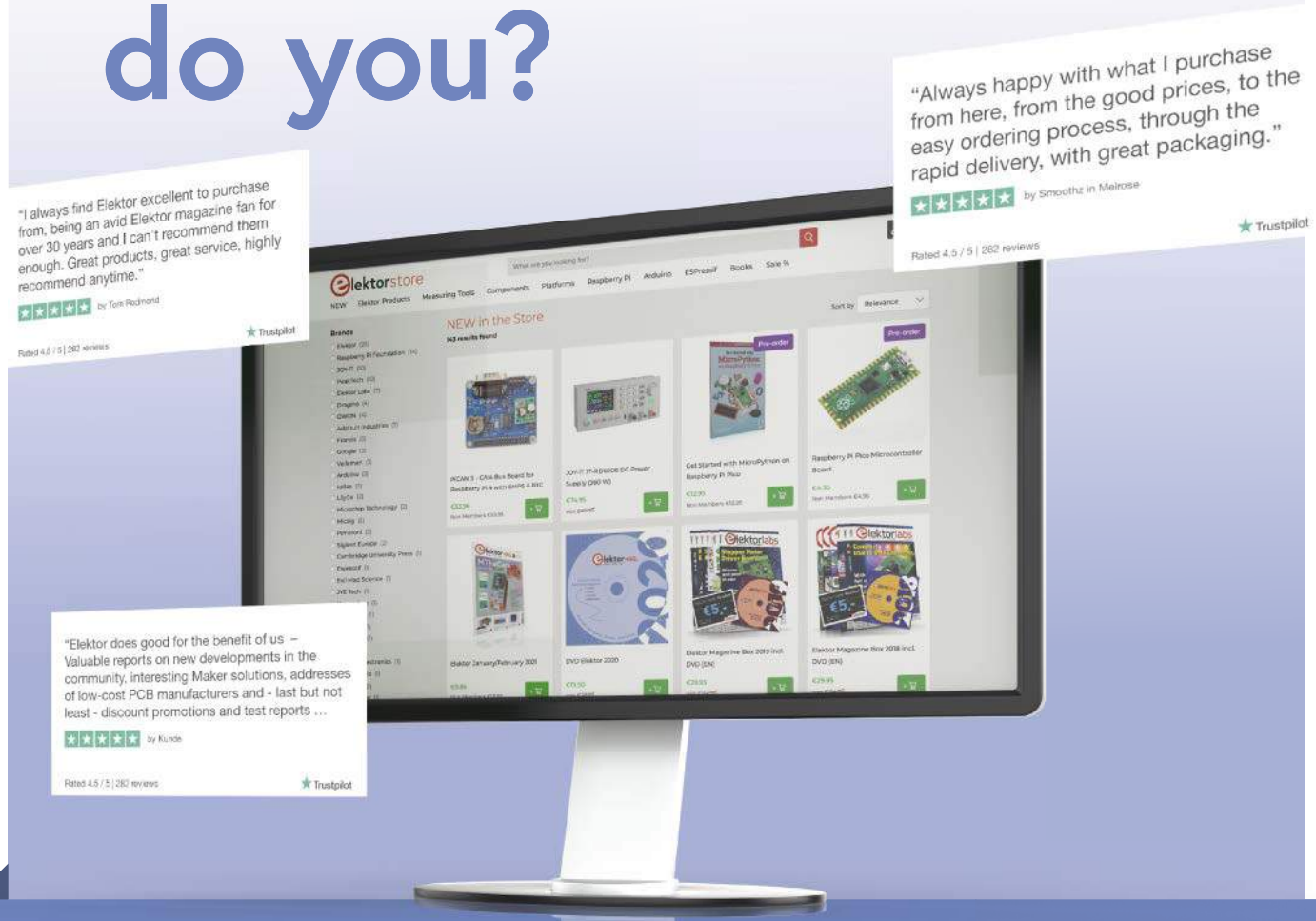
[...] Czy będziecie Państwo w stanie z moich dysleksyjnych wypocin wyrzeźbić coś, co nadaje się do publikacji.

Adam

Red. Możemy spróbować.

eprasa.pl b57b883d17

They trust us, do you?



We love electronics and projects, and we do our utmost to fulfil the needs of our customers.

The Elektor Store:

'Never Expensive, Always Surprising'

"Very satisfied from Elektor store – Very helpful customer service, fast processing & shipment."
by Stavros
Rated 4.5 / 5 | 282 reviews
Trustpilot

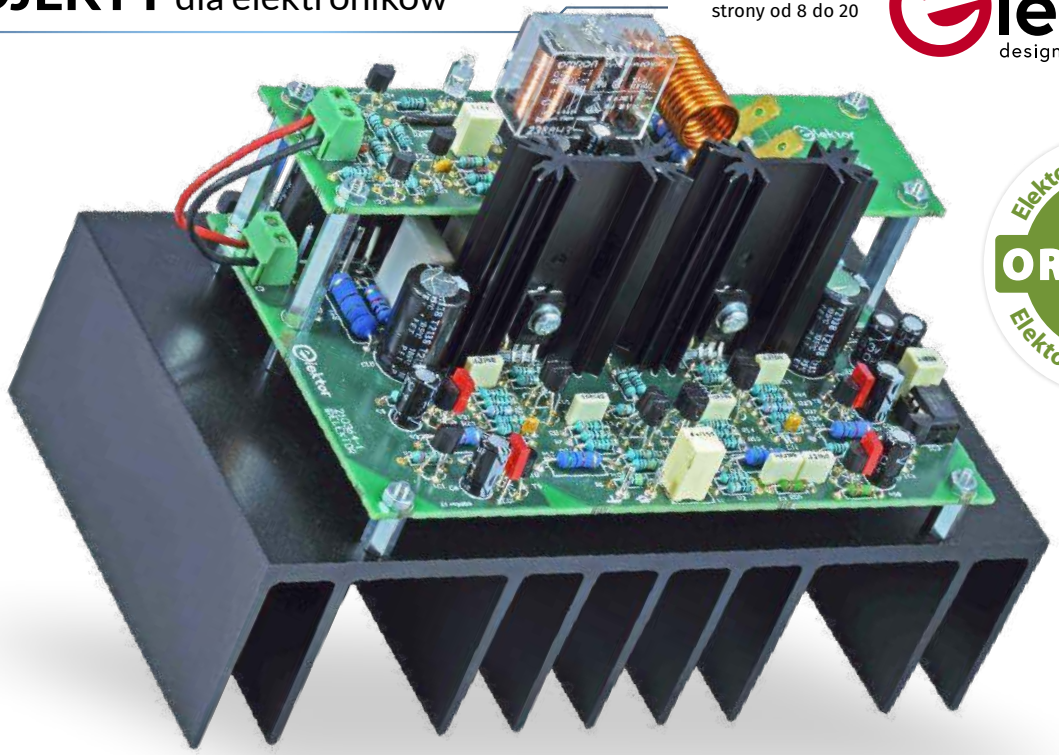
Check out more reviews on our Trustpilot page: www.elektor.com/TP

Check out our Elektor Store:

www.elektormagazine.com/store

elektor
design > share > earn

eprasa.pl b57b883d17



Fortissimo-100 – wzmacniacz klasy Hi-End

W pełni symetryczny stopień wyjściowy audio o mocy 100/190 W

Cyfrowe moduły wzmacniaczy można obecnie kupić za niewielkie pieniądze, ale entuzjaści hi-endu zwykle kręcą nosem na ich brzmienie. Z drugiej strony, ludzie wciąż chętnie budują konstrukcje Elektora sprzed kilkudziesięciu lat. Nasz najnowszy wzmacniacz, Fortissimo-100, zaintryguje zarówno majsterkowiczów, jak i entuzjastów hi-endu: THD+N: 0,0008% przy 50 W dla 8 Ω, moc maksymalna 98 W dla 8 Ω lub 188 W dla 4 Ω z THD ≤1%. Dla majsterkowiczów istotny będzie fakt, że zastosowano wyłącznie elementy przewlekane. Jesteś zaciekawiony? To czytaj dalej i rozgrzej swoją lutownicę.

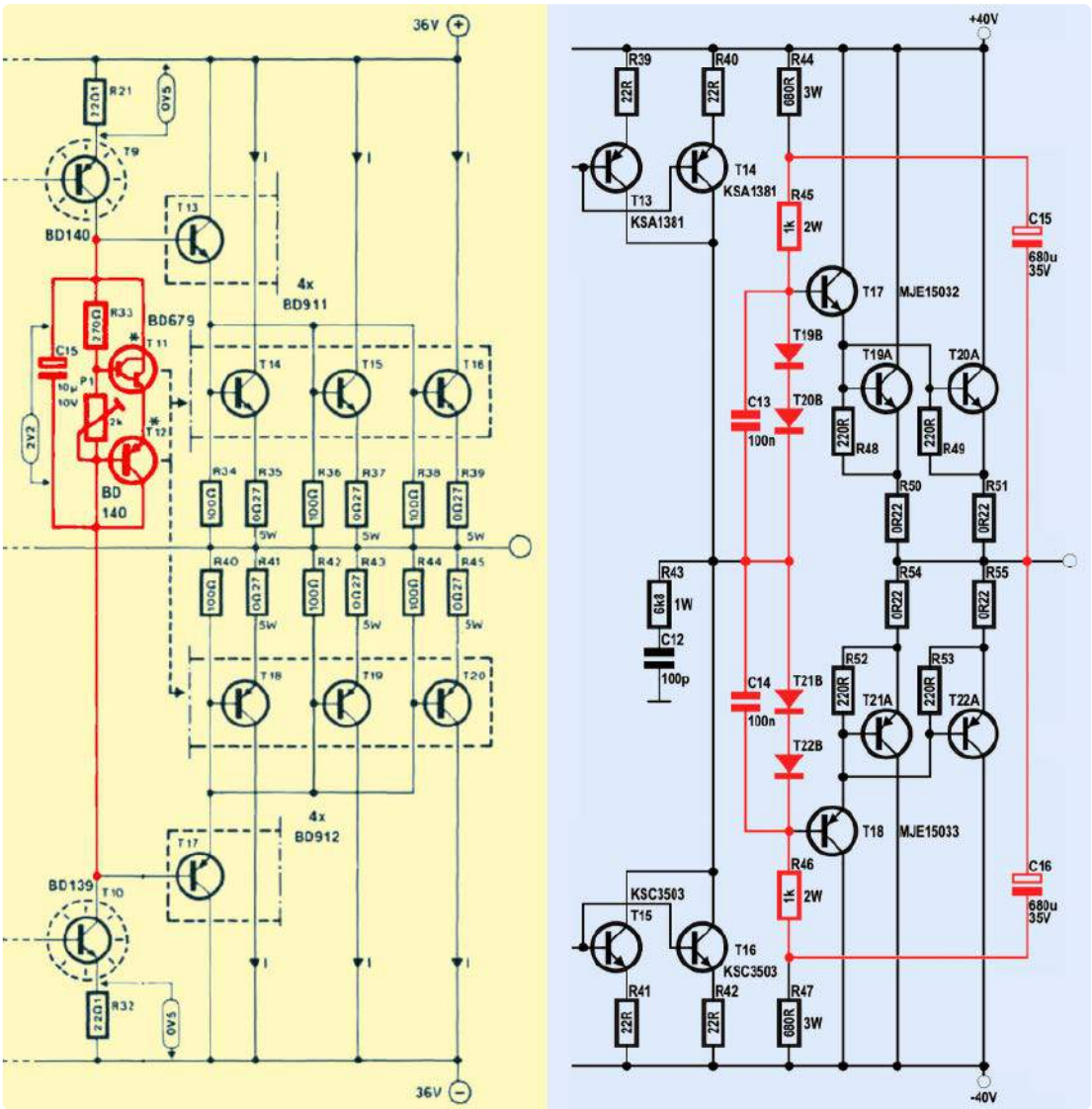
Podczas opracowywania tego hi-endowego wzmacniacza inspirowałem się konstrukcją Elektora, która ma już ponad 30 lat, ale wciąż jest bardzo dobra: *wzmacniacz średniej mocy AF* [1] z października 1990 roku. Dzięki wyrafinowanej, w pełni symetrycznej konstrukcji, wzmacniacz ten jest do dziś godny szacunku i z pewnością można go uznać za high-end. Pytanie, czy układ ten można rzeczywiście ulepszyć. Moja odpowiedź to *Fortissimo*, co oznacza „tak, rzeczywiście!".

Podstawy

Rysunek 1 pokazuje układ mocy starego stopnia wyjściowego (jasnożółty) i nowego stopnia wyjściowego (jasno niebieski). Podobnie jak stary układ, nowy pracuje w sprawdzonej klasie AB, ale teraz ze stopniem sterującym zaimplementowanym w symetrycznej konfiguracji bootstrap. Kluczowe różnice zaznaczono na czerwono. Po prawej stronie rysunku kondensatory C15 (pomiędzy połączeniem R44/ R45 a wyjściem) i C16 (pomiędzy połączeniem R46/R47 a wyjściem) zapewniają znacznie wyższe napięcia na bazach T17 i T18. Główną zaletą jest to, że stopień mocy zbudowany na tranzystorach wyjściowych może być mocniej wysterowany, dzięki czemu maksymalne napięcie wyjściowe jest wyższe o ponad 2 V bez konieczności podawania wyższych napięć zasilających dla stopni wzmacniacza napięciowego.

Godną uwagi cechą nowego układu jest to, że nie posiada on regulowanego napięcia polaryzacji do ustawiania prądu spoczynkowego. Zamiast tego, cztery diody (T19B – T22B) są po prostu połączone szeregowo, a spadek napięcia na tych diodach odpowiada napięciu na czterech złączach BE obwodu, składającego się z T17 do T22A. Jak można się domyślić z oznaczeń diod, są to dodatkowe diody zintegrowane z tranzystorami mocy T19 do T22. Sprzężenie termiczne tych diod jest bardzo dobre, co skutkuje dość stabilnym prądem spoczynkowym przy niezwykle prostym układzie. To sprzężenie termiczne jest powodem, dla

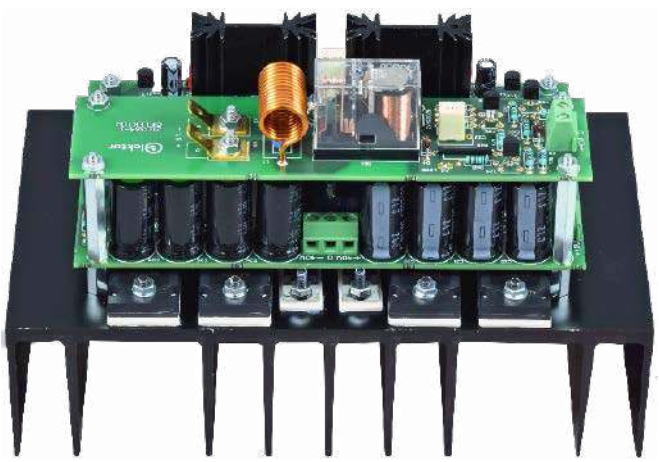
eprasa.pl b57b883d17



Rysunek 1. Różnice między układem starym (po lewej) i nowym (po prawej): ustawienie prądu spoczynkowego i symetryczne bootstrapowanie

którego tranzystory komplementarne, NJL3281D (NPN) i NJL1302D (PNP) [2], noszą nazwę „ThermalTrack" i jest to fajna cecha.

Dla uzyskania optymalnej mocy wyjściowej wzmacniacz wymaga stabilizowanych, symetrycznych napięć zasilających o wartości ±40 V. Przy obciążeniu 8 Ω maksymalna moc z THD ≤1% wynosi blisko 100 W, a przy obciążeniu 4 Ω osiąga się prawie dwa razy więcej (patrz ramka **Specyfikacje** na końcu artykułu).



Rysunek 2. W pełni zmontowany, kompaktowy moduł wzmacniacza

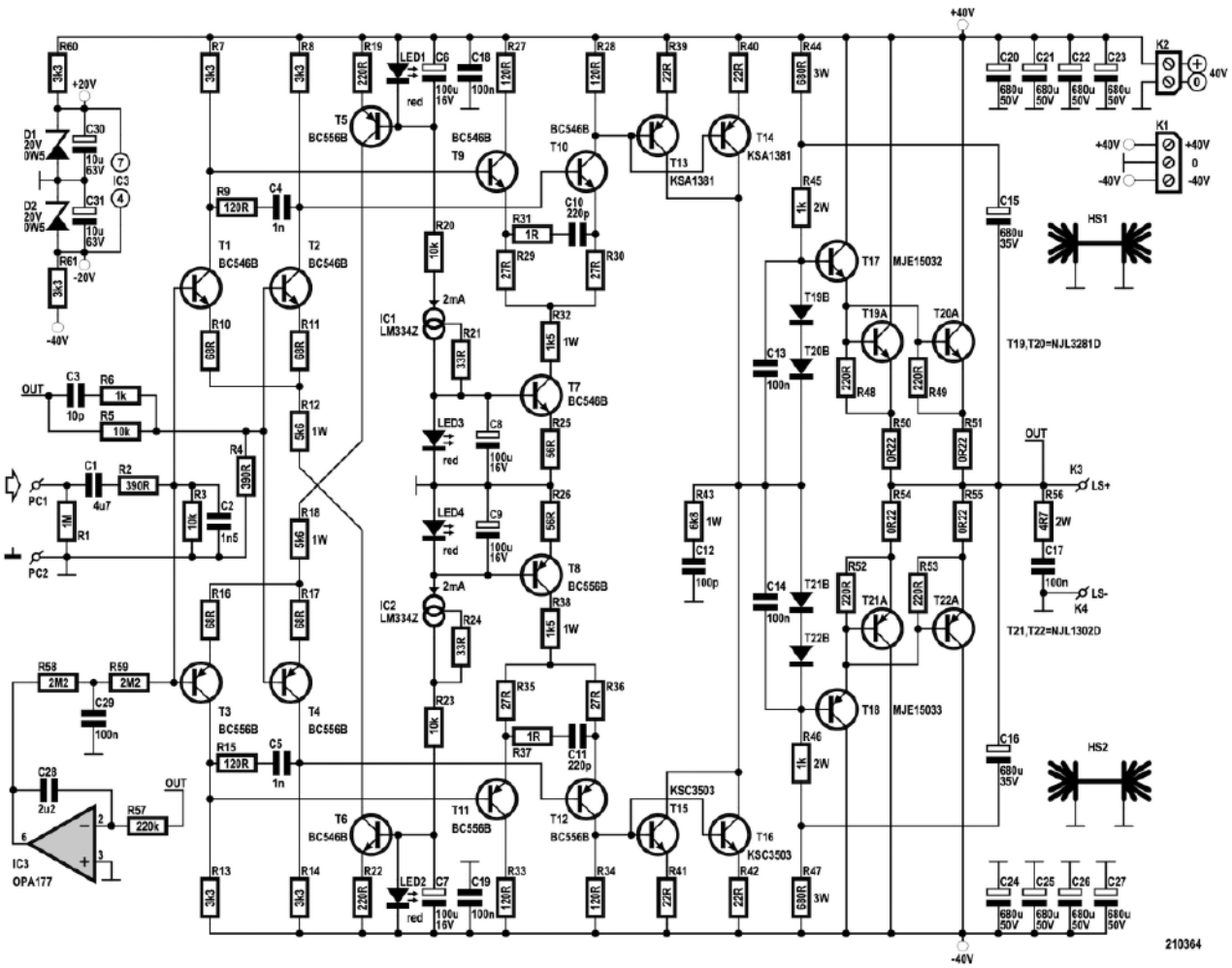
Co więcej, płytka drukowana jest dwustronna i przelotowa, co upraszcza budowę wzmacniacza. Sześć tranzystorów mocy w stopniu wyjściowym znajduje się pod płytką drukowaną, która wraz z układem zabezpieczającym jest zamontowana na radiatorze. Dzięki temu uzyskano kompaktowy moduł (**rysunek 2**). Do tego układu potrzeba tylko sześciu otworów o średnicy 3 mm w radiatorze dla tranzystorów mocy oraz kolejnych sześciu dla słupków dystansowych. Jeśli użyjesz radiatora SK53-100-SA firmy Fischer Elektronik, nie musisz gwintować żadnych otworów M3, ponieważ wymagane dwanaście otworów pasuje idealnie pomiędzy żeberka radiatora.

Jest nawet trochę luzu na niedokładności. Prace mechaniczne to chyba najbardziej skomplikowana część budowy wzmacniacza. Więcej na ten temat w dalszej części artykułu.

Projekt układu

Podstawowy układ wzmacniacza (**rysunek 3**) można podzielić na trzy stopnie. Najpierw jest stopień wejściowy z symetrycznymi wzmacniaczami różnicowymi, a następnie stopień push-pull, który

eprasa.pl b57b883d17



Rysunek 3. Układ modułu wzmacniacza Fortissimo jest w pełni symetryczny

z kolei napędza stopień wyjściowy. Ponadto jest układ spełniający funkcje zabezpieczające. Wszystkie te układy zostały omówione bardziej szczegółowo poniżej.

Wzmacniacze różnicowe

Wzmacniacze różnicowe zbudowane na tranzystorach T1/T2, T3/T4, T9/T10 i T11/T12 zrealizowano z wykorzystaniem znanych tranzystorów typu BC546B/BC556B. Mają one wyższą częstotliwość graniczną niż późniejsze typy, takie jak para KSC1845/KSA992. Zastąpienie BC546B i BC556B innymi typami może powodować problemy, ponieważ ich parametry wpływają na stabilność, a w wielu przypadkach inne typy mają inne przypisanie pinów. Konieczne byłyby wtedy inne obwody kompensacji częstotliwościowej i być może zupełnie inny projekt płytki.

Prostokątne czerwone diody LED umieszczone w pobliżu poszczególnych tranzystorów podają skompensowane temperaturowo napięcia dla źródeł prądowych wzmacniaczy różnicowych. W celu ograniczenia rozpraszania mocy tranzystorów źródeł prądowych T5 – T8, szeregowo z ich kolektorami umieszczono rezystory o mocy 1 W (R12, R18, R32 i R38). Dwa scalone źródła prądowe, IC1 i IC2, wraz z rezystorami R21 i R24, stabilizują prąd płynący przez diody LED na poziomie 2 mA. Chociaż maksymalne napięcie znamionowe scalonych źródeł prądowych jest wystarczające dla zastosowanego tu napięcia 40 V, dla bezpieczeństwa dwa rezystory 10 kΩ, R20 i R23, są połączone szeregowo, aby zmniejszyć przyłożone napięcie do mniej niż połowy.

Ogólne wzmocnienie wzmacniacza różnicowego jest ustawione na 26,6 przez obwód ujemnego sprzężenia zwrotnego R4/R5. Ze względu na niewielki spadek napięcia na R2, jest ono zmniejszone do około 25,6. Kondensator C2, wraz z rezystorami R2 i R3, tłumią sygnały o wysokiej częstotliwości, z którymi wzmacniacz sobie nie radzi. Maksymalne napięcie wejściowe dla nie obciętego sygnału wyjściowego wynosi nieco ponad 1 V. C3 i R6 w pętli ujemnego sprzężenia zwrotnego zapewniają stabilność przy wysokich częstotliwościach.

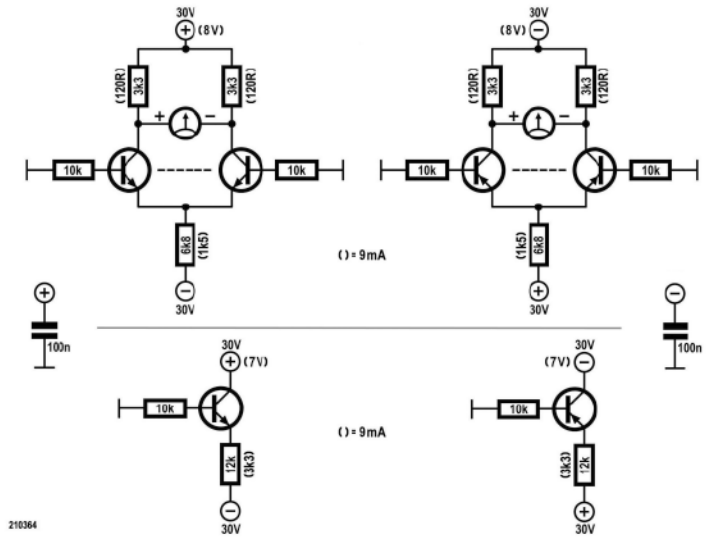
Również ze względu na stabilność, aby zapewnić kompensację częstotliwości pomiędzy kolektorami pierwszego stopnia wzmacniaczy różnicowych zbudowanych na tranzystorach T1/T2 i T3/T4 są umieszczone obwody RC R9/C4 i R15/ C5. Kolejny stopień wzmacniaczy różnicowych zbudowanych na tranzystorach T9/T10 i T11/T12 zapewnia nieco dodatkowego wzmocnienia. Głównym zadaniem tego stopnia jest zapewnienie niskoimpedancyjnego wysterowania kolejnego stopnia – wzmacniacza push-pull zbudowanego na tranzystorach T13 – T16. Obwody R31/C10 i R37/C11 zapewniają również kompensację częstotliwości.

Rezystory kolektorowe R27 i R33 są po to, aby utrzymać równe napięcia kolektor-emiter obu tranzystorów w drugim stopniu wzmacniaczy różnicowych. Różnica napięć pomiędzy R27 i R28 oraz pomiędzy

eprasa.pl b57b883d17

R33 i R34 powinna wynosić ≤0,35 V (jeszcze lepiej ≤0,1 V), ponieważ w przeciwnym razie **UBE** i **hFE** tranzystorów pierwszego stopnia wzmacniaczy różnicowych nie byłyby wystarczająco bliskie sobie. Pomimo ciasnego rozmieszczenia, sprzężenie termiczne par tranzystorów nie jest tak dobre jak w przypadku tranzystora podwójnego, ponieważ nie znajdują się one w tej samej obudowie, na tej samej strukturze płytki krzemowej. W związku z tym mogą występować mierzalne odchylenia.

Tranzystory te nie mogą być kupowane jako dopasowane pary. Oznacza to, że musisz najpierw zmierzyć ich parametry, a następnie wybrać pary z dobrym dopasowaniem. Sam pomiar **hFE**, na przykład za pomocą multimetru, nie jest tu wystarczający. Wartości **UBE** powinny się różnić o nie więcej niż 1 mV przy tym samym napięciu kolektor-emiter i tym samym prądzie kolektora. Jeśli **UBE** pary NPN nie jest takie samo jak pary PNP, to nie jest to problem. W ramce **Wybór Tranzystora** (koniec artykułu) opisano procedurę doboru dopasowanych par z wykorzystaniem układu testowego z **rysunku 4**. Należy pamiętać, że pomiary są silnie zależne od temperatury otoczenia.



Rysunek 4. Układ do pomiaru tranzystorów małosygnałowych w celu określenia najlepiej dopasowanych par można zbudować na płytce testowej

Stopień Push-Pull

T10 i T12 napędzają stopień push-pull. Dwie pary równolegle połączonych tranzystorów sterujących – T13|||T14 (PNP) i T15||T16 (NPN) w obudowach TO-126 lub SOT-32 – utrzymują prąd kolektora każdego tranzystora w obszarze liniowym nawet przy maksymalnej mocy, a ten podwójny prąd sterujący poprawia wysterowanie w odniesieniu do pojemności pasożytniczej stopnia wyjściowego. Zastosowano tu komplementarne typy KSC3503 i KSA1381 firmy ON Semiconductor (dawniej Fairchild Semiconductor). Są one bardzo odpowiednie do tego celu: z **VCEO** wynoszącym 300 V mogą nie tylko pracować przy wysokim napięciu, ale również mają imponująco małą pojemność zwrotną **Cre** wynoszącą 1,8 pF (NPN) lub 2,3 pF (PNP) oraz liniowe wzmocnienie przy prądach kolektora do 50 mA (maksymalny prąd kolektora 100 mA).

Tranzystory te są dostępne w klasach **hFE** C, D, E i F. Niestety ON Semiconductor może dostarczyć tylko typ NPN KSC3503 w klasie-D (**hFE** 60 – 120) i typ PNP KSA1381 w klasie-E (**hFE** 100 – 200). Najlepiej byłoby, gdyby typy NPN i PNP były w tej samej klasie, ale rezystory emiterowe R39/R40 i R41/R42 w dużej mierze kompensują różne wzmocnienia prądowe. Prąd przez każdy z czterech tranzystorów jest ustawiony na około 13 mA. Odpowiada to przydzielonemu zadaniu, a częstotliwość graniczna jest największa przy tym prądzie.

W warunkach braku sygnału moc rozpraszana przez każdy tranzystor wynosi około 510 mW. Aby odprowadzić ciepło, każda para równoległych tranzystorów jest montowana na radiatorze. Radiatory HS1 i HS2 typu SK104 firmy Fischer Elektronik mają otwory na obudowy typu TO-220, SOT-32 lub TO-3P. Pasuje również obudowa TO-126. Rezystancja termiczna SK104 o długości 50,8 mm wynosi 9 K/W, więc jego temperatura będzie o około 10 K wyższa od temperatury otoczenia, gdy zamontowane zostaną na nim dwa tranzystory. Ze względu na opór cieplny obudowy (17,8 K/W), struktura krzemowa tranzystorów będzie cieplejsza o kolejne 9 K. Mimo że radiatory znajdują się na potencjale ziemi, nie jest wymagana dodatkowa izolacja dla tranzystorów. Wystarczy odrobina pasty termicznej, ponieważ każdy z nich ma obudowę z izolującą powłoką plastikową.

Stopień wyjściowy

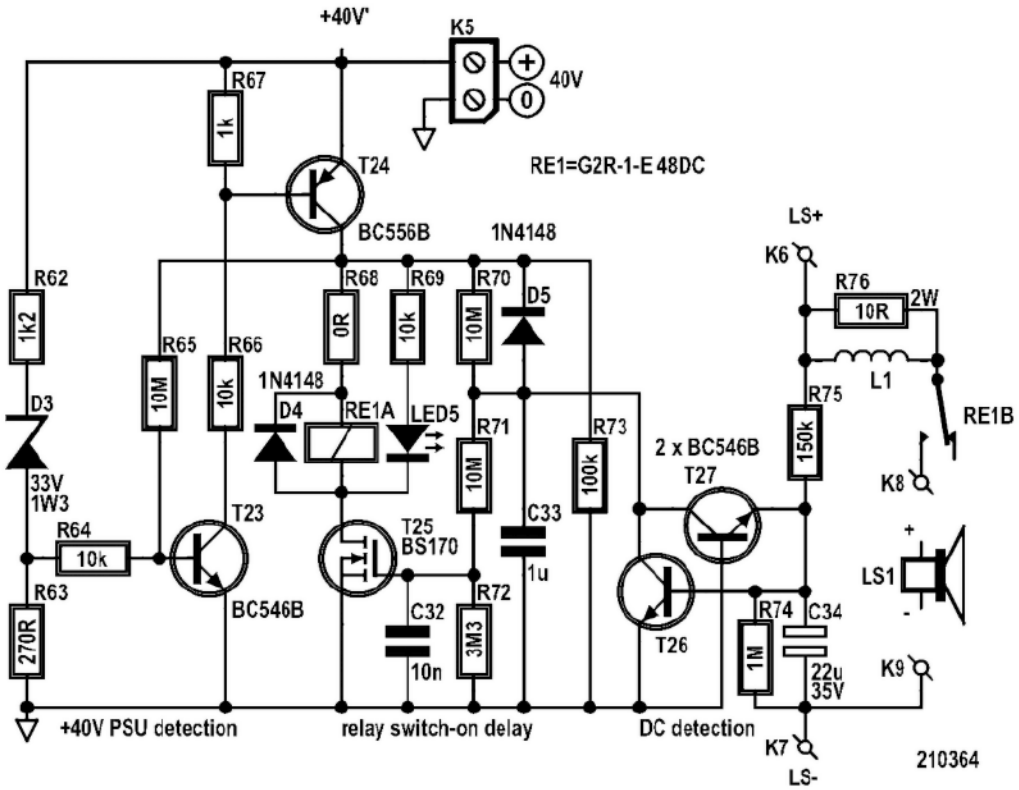
Stopień wyjściowy jest zbudowany na tranzystorach T17 – T22A. Jest to komplementarna konfiguracja Darlingtona do pracy w klasie AB. W większości analogowych wzmacniaczy mocy, w tym we wspomnianym wcześniej wzmacniaczu AF średniej mocy, prąd spoczynkowy tranzystorów mocy jest ustalany przez tranzystor zamontowany na tym samym radiatorze, w układzie podobnym do diody Zenera (krotność napięcia **UBE**), która zapewnia stabilizację temperaturową.

W Fortissimo jest inaczej: tutaj każdy z czterech tranzystorów mocy (T19 – T22) posiada zintegrowaną, galwanicznie izolowaną diodę, pokazaną na schemacie jako T19B – T22B. Diody te odczuwają temperaturę złącza tranzystorów mocy dość bezpośrednio, co sprawia, że lepiej nadają się do ustawiania prądu spoczynkowego tych tranzystorów. Przy czterech tranzystorach mocy, dostępne są cztery diody, które można po prostu połączyć szeregowo, aby skompensować wszystkie cztery efektywne napięcia baza-emiter tranzystorów mocy, T19A||T20A i T21A||T22A, oraz ich sterowników, T17 i T18.

Chociaż ta metoda jest lepsza, nie jest idealna ze względu na pośrednie odczuwanie temperatury T17 i T18, więc nie może całkowicie zapobiec wykazywaniu przez prąd spoczynkowy dryfu zależnego od temperatury. Jednak układ ten zapobiega przebiciu termicznemu. Prąd przez cztery diody jest ustawiony na około 23 mA przez cztery rezystory mocy, R44 – R47. Rezystory te są również częścią symetrycznego obwodu bootstrapującego z C15 i C16, dzięki czemu prąd przez diody jest niemal niezależny od amplitudy napięcia. Bootstrapping pozwala również na uzyskanie większej amplitudy napięcia wyjściowego. Przy pełnej mocy spadek napięcia na rezystorach R39 – R42 oraz napięcia nasycenia T13 – T16 są w dużej mierze kompensowane przez napięcia na diodach T19B – T22B.

Ważne: Prąd spoczynkowy tranzystorów mocy zależy od prądu płynącego przez rezystory R44 – R47. Oznacza to, że zasilanie ±40 V musi być stabilizowane w dość wąskim zakresie. Zasilacz składający się tylko z transformatora z mostkiem prostowniczym i elektrolitycznych kondensatorów filtrujących jest zdecydowanie niewskazany dla tego wzmacniacza. W takim układzie prąd spoczynkowy miałby niewielką składową tętniącą, a napięcie zasilania zmieniałoby się wraz z obciążeniem, mocą wyjściową i napięciem sieciowym, pogarszając parametry wzmacniacza. Obecnie dostępne są doskonałe zasilacze impulsowe zaprojektowane specjalnie dla wzmacniaczy mocy audio, takie jak typ SMPS800RE. Wiele innych zasilaczy jest zaprojektowanych dla wzmacniaczy klasy D i ma napięcie wyjściowe zmieniające się

eprasa.pl b57b883d17



Rysunek 5. Układ ochronny Fortissimo zapobiega uszkodzeniu głośnika przez napięcia stałe i głośne dźwięki włączania

wraz z napięciem sieciowym. Są one zdecydowanie nieodpowiednie. Odpowiedni zasilacz impulsowy musi zapewnić stabilne symetryczne napięcie wyjściowe ±40 V, które nie spada przy szczytowych prądach występujących w układzie, nawet przy obciążeniu o niskiej impedancji (na przykład) 4 Ω.

Napięcie na R45 i R46 wjest stałe i wynosi zawsze 23,4 V, przy czym jest praktycznie niezależne od sygnału wyjściowego. Rozpraszanie mocy przez każdy z rezystorów wynosi około 550 mW. Napięcie stałe na R44 i R47 wynosi około 15,9 V, ale na to nakłada się napięcie zmienne sygnału wyjściowego dzięki kondensatorom bootstrapowym C15 i C16. Wartość skuteczną napięcia sinusoidalnego z przesunięciem DC można obliczyć za pomocą tego wzoru:

$$\mathbf{Ueff} = \sqrt{(\mathbf{UDC2} + \mathbf{UACpeak2} / 2)}$$

Jeżeli napięcie stałe **UDC** wynosi 15,9 V, a wartość szczytowa sygnału sinusoidalnego **UACpeak** wynosi 39 V, to rozpraszanie mocy na 680 Ω wynosi 1,5 W. Przy pełnym przesterowaniu wzmacniacza z maksymalnym clippingiem (obcięciem amplitudy) przebieg jest falą prostokątną o wartościach szczytowych napięć zbliżonych do napięć zasilających. W takim przypadku rozpraszanie mocy przez R44 i R47 wynosi po 2,6 W. To właściwie nigdy nie powinno mieć miejsca, ale zastosowano tu typy 3-watowe, aby uniknąć przepalenia rezystorów. Dla R45 i R46 wystarczą typy 2-watowe. Wymiarowanie rozpraszania mocy tych rezystorów mocy zależy również od temperatury otoczenia.

Korekta DC

Idealnie byłoby, gdyby obie pary tranzystorów wejściowych miały takie same **hFE**, więc prądy bazowe T1 i T3 wzajemnie by się kompensowały. Ale nawet jeśli wartości **hFE** obu par tranzystorów są takie same, spadki napięć na diodach LED1 i LED2 będą się nieznacznie różnić, ponieważ diody LED, podobnie jak tranzystory i rezystory, mają tolerancje. Prowadzi to do różnic w ustawieniu napięcia stałego, a nawet niewielkie różnice są wzmacniane. Pomiary wykazały, że wzmocnienie BC556B jest większe niż BC546B, ale nawet to zależy od producenta.

Różnica w prądach bazy tranzystorów NPN i PNP powoduje różne napięcia przesunięcia na R3 i R4, ponieważ ich wartości są bardzo różne (10 kΩ i 390 Ω). Spadek napięcia na R4 można zignorować. Offset jest następnie wzmacniany i dlatego musi być kompensowany. Zajmuje się tym opamp IC3. Wybrany typ OPA177 ma bardzo niski samoistny offset wejściowy. Działając jako układ całkujący, opamp mierzy składową stałą napięcia wyjściowego poprzez R57. Napięcie wyjściowe opampa dodaje bardzo mały prąd stały ujemnego sprzężenia zwrotnego do R3 poprzez R58/R59/C29, co koryguje offset do prawie 0 V. Kondensator C29 filtruje resztkowe składowe napięcia AC z IC3. Kompensowany jest również offset spowodowany różnymi napięciami baza-emiter tranzystorów wejściowych. Ze względu na wszystkie tolerancje, napięcie na R3 najprawdopodobniej nie będzie wynosiło dokładnie 0 V, nawet jeśli napięcie wyjściowe będzie bliskie 0 V. W praktyce będzie występował niewielki offset na R3. W prototypie napięcie offsetowe na R3 wynosiło około 0,7 mV.

Symetryczne napięcia zasilające ±20 V dla opampa są wyprowadzone z zasilania ±40 V poprzez rezystory R60 i R61 oraz diody Zenera D1 i D2.

Ochrona

W przypadku pojawienia się napięcia stałego na wyjściu lub wystąpienia innych zakłóceń, warto odłączyć głośnik. **Rysunek 5** przedstawia obwód zabezpieczający. Tranzystory T26 i T27 są częścią obwodu wykrywania napięcia stałego. Po opóźnieniu włączenia, T24 i T25 aktywują głośnik poprzez przekaźnik. Stosunkowo duże napięcie stałe na R75 generuje w T26 prąd kolektora, który rozładowuje C33. Następnie T25 wyłącza przekaźnik. Odpowiednio ujemne napięcie stałe na R75 generuje w T27 prąd emiterowy, który rozładowuje C33.

eprasa.pl b57b883d17

Następnie T25 wyłącza przekaźnik. R75 i C34 tworzą filtr dolnoprzepustowy, dzięki czemu niskie częstotliwości audio nie są mylone z napięciami stałymi, nawet przy maksymalnej mocy.

Aby odłączyć głośnik przy włączaniu lub wyłączaniu wzmacniacza, T23 wyłącza przekaźnik poprzez T24, gdy napięcie zasilania jest zbyt niskie. R65 zapewnia małą histerezę. Włączenie następuje przy napięciach ≥36,7 V, a wyłączenie przy napięciach mniejszych niż ≤36,5 V. Napięcia te są określone przez diodę Zenera D3. Prąd przez D3 jest ustawiony na około 5 mA przy 40 V przez R62 plus R63. Napięcie na R63 jest oceniane przez przerzutnik Schmitta składający się z T23, T24 i R64 – R67. Histereza zapobiega charczeniu przekaźnika w przypadku małych zakłóceń lub niewielkich zmian napięcia zasilania przy dużej mocy wyjściowej. MOSFET T25, w połączeniu ze stałą czasową obwodu utworzonego przez R70, R71, R72 i C33, zapewnia opóźnienie włączenia, które zapobiega ewentualnemu plumkaniu głośnika, ponieważ głośnik jest podłączany dopiero wtedy, gdy napięcie zasilania jest wystarczająco wysokie i wzmacniacz się uspokoi. R73 i D5 szybko rozładowują C33, gdy T24 jest wyłączony. Zapewnia to zdefiniowane opóźnienie załączenia przekaźnika przy następnym włączeniu lub przy braku napięcia stałego na wyjściu. Rezystory na bramce T25 mają na tyle dużą rezystancję, że do uzyskania odpowiedniej stałej czasowej wystarczy stosunkowo mała wartość C33. Pozwala to na zastosowanie kondensatora foliowego, co jest preferowane, gdyż elektrolityki mają zwykle duże prądy upływu i szybciej się starzeją. Przy 1 µF dla C33, opóźnienie wynosi około 3,5 sekundy.

Przekaźnik typu G2R-1-E DC48 ma napięcie robocze 48 V, a jego styki mają obciążalność do 16 A. Według karty katalogowej może przełączać około 5 A przy 40 V DC. Przekaźnik załącza się przy 70% nominalnego napięcia cewki. Oznacza to, że do aktywacji przekaźnika wystarczy 34 V. W każdym razie, dostępne 40 V jest więcej niż wystarczające. Jeśli używany jest inny przekaźnik o niższym napięciu cewki (np. 24 V), rezystor 0 Ω R68 (lub zworę) należy zastąpić rezystorem o odpowiedniej wartości. Na przykład przekaźnik 24 V G2R-1-E DC24 ma rezystancję cewki 1,1 kΩ. Wartość rezystora można wtedy obliczyć w następujący sposób:

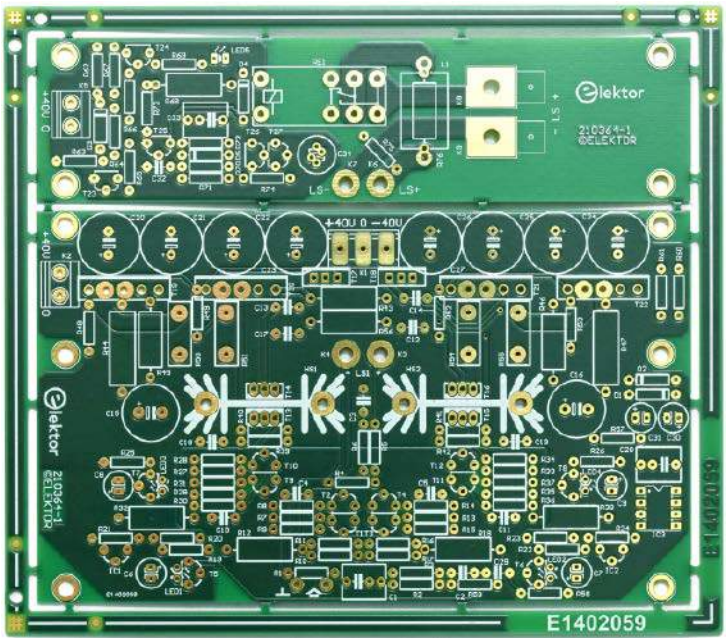
$$R68 = (40\ V - 24\ V) / 24\ V * 1{,}1\ k\Omega = 733\ \Omega$$

Odpowiednia byłaby kolejna niższa lub kolejna wyższa wartość z serii rezystorów E12. Przy 680 Ω napięcie na cewce wynosiłoby 24,7 V, a przy 820 Ω – około 23 V. Spadek napięcia na T23 i T24 można tu pominąć. Rozpraszanie mocy przez R68 wynosi około 350 mW przy rezystorze 680 Ω, a projekt płytki pozwala na zamontowanie rezystora 1 W.

Budowa

Montaż tranzystorów mocy T17 – T22 oraz montaż płytki drukowanej zostały zaprojektowane w sposób ułatwiający budowę. Niezbędne prace mechaniczne polegają na wywierceniu na tylnej części radiatora dwunastu otworów o średnicy 3 mm do montażu tranzystorów i płytek drukowanych (**rysunek 6**). Pomiędzy żeberkami radiatora SK53-100-SA firmy Fischer Elektronik jest wystarczająco dużo miejsca na łby śrub 3 mm. Płytka wzmacniacza jest mocowana do radiatora za pomocą sześciu metalowych kołków rozporowych 10 mm z gwintem M3. Aby uzyskać niską rezystancję termiczną, tranzystory zostały zaizolowane podkładkami ceramicznymi (korund). W ostatnim etapie budowy należy nałożyć bardzo cienką warstwę pasty termicznej na tylną część tranzystorów oraz na spody podkładek, które spoczywają na radiatorze. Należy unikać dostania się tej pasty termicznej na skórę, gdyż wiele z nich jest toksycznych.

Obwód ochronny pokazany na rysunku 5 znajduje się na drugiej, mniejszej płytce (górna część rysunku 6), która jest zamontowana nad płytką wzmacniacza na dodatkowych sześciu 30 mm kółkach



Rysunek 6. Dwustronna, przelotowa płytka drukowana prototypu. Projekty PCB dwóch oddzielnych płytek są dostępne do pobrania [3]

dystansowych. Pady K3 i K4 na płytce wzmacniacza łączą wyjście wzmacniacza z padami K6 i K7 na płytce zabezpieczającej poprzez dwa z tych dystansów. Stąd K7 jest podłączony bezpośrednio do K9 lub do zacisku wyjściowego LS–. Natomiast K6 jest podłączony poprzez L1 do styków przekaźnika, a stamtąd do K8 lub do zacisku wyjściowego LS+. W tym przypadku ścieżki są poprowadzone po obu stronach płytki w celu uzyskania niskiej rezystancji. Złącza K8 i K9 zapewniają niską rezystancję połączenia z kablem głośnikowym i wspierają wysoki rzeczywisty współczynnik tłumienia.

Podstawki mają gwint wewnętrzny na jednym końcu i gwintowany trzpień na drugim. Gwint wewnętrzny jest skierowany do radiatora, a gwintowane kołki przechodzą przez otwory w płytce ochronnej. Wreszcie, wszystkie łby śrub powinny znajdować się z tyłu radiatora. Czarne śruby są stosunkowo niepozorne z tyłu radiatora (patrz **rysunek 7**). Do montażu płytki w prototypie użyto sześciu śrub krzyżowych M3×12. W przypadku tranzystorów sterujących w obudowach TO-220 wystarczyły również śruby 12 mm, ale w tym czasie czarne śruby były dostępne tylko jako śruby z łbem sześciokątnym M3×16 firmy Conrad. Na pewno są też inne źródła.

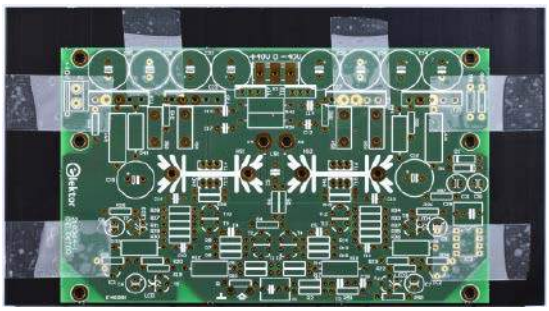
Radiator

Najpierw należy położyć płytkę na radiatorze w sposób pokazany na **rysunku 8** i przytwierdzić ją taśmą klejącą. Dolna krawędź płytki

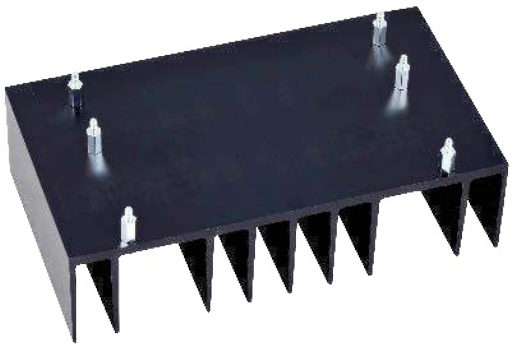


Rysunek 7. Tylna strona dużego radiatora. 12 czarnych łbów śrub jest ledwo zauważalnych

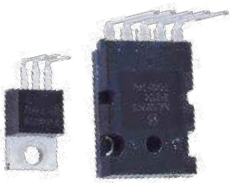
eprasa.pl b57b883d17



Rysunek 8. Płytka drukowana wzmacniacza przytwierdzona taśmą klejącą służy jako szablon do zaznaczenia otworów do wywiercenia



Rysunek 9. Duży radiator z sześcioma 10-milimetrowymi kołkami dystansowymi do montażu płytki wzmacniacza



Rysunek 10: Wyprowadzenia tranzystorów mocy należy zagiąć, jak pokazano tutaj

(gdzie znajduje się C1) powinna być oddalona o 1 mm od krawędzi radiatora, a płytka wyśrodkowana w poziomie. Na zdjęciu widać płytkę tymczasowo przytwierdzoną taśmą klejącą, aby posłużyła jako szablon do zaznaczenia miejsc na otwory dla sześciu metalowych podstawek.

Wiertło 3,5 mm jest odpowiednie do zaznaczenia trzech otworów po każdej stronie (lewej i prawej). Przekręć je ręcznie, w kierunku *przeciwnym do ruchu wskazówek zegara,* w sześciu otworach, jednocześnie wywierając pewien nacisk. W ten sposób nie powinieneś uszkodzić płytki drukowanej. Zwróć jednak uwagę, że K3 i K4 nie są oznaczone. Płytka jest ułożona tak, aby otwory znajdowały się pomiędzy żeberkami radiatora z odpowiednim luzem. Następnie należy wywiercić otwory wiertłem 3,2 mm i zamocować mocno śrubami sześć 10 mm kołków dystansowych. Montaż powinien wyglądać jak na **rysunku 9**. Jeśli płytka bez problemu mieści się na sześciu gwintowanych kołkach, wszystko jest w porządku. Jeśli nie, możesz rozpiłować jeden lub więcej otworów, aby uwzględnić położenie kołków.

Przed montażem należy wygiąć wszystkie wyprowadzenia tranzystorów T17 – T22 ściśle prostopadle do przedniej strony tranzystorów (patrz **rysunek 10**). Aby uniknąć przykładania zbyt dużej siły do obudów dużych tranzystorów mocy T19 – T22 podczas zginania wyprowadzeń, należy zacisnąć je blisko obudowy w imadle z wiertłem 2 mm pomiędzy szczękami imadła. Przy pomocy odpowiedniego kawałka blachy można wtedy wygiąć wszystkie wyprowadzenia w kierunku przedniej strony tranzystora. Piny mniejszych tranzystorów T17 i T18 można wygiąć szczypcami, uważając, aby wygiąć je 1 mm od miejsca, w którym stają się szersze przy obudowie.

Aby zaznaczyć otwory dla sześciu tranzystorów, umieść je na ich podkładkach termicznych i włóż ich wyprowadzenia do otworów w płytce drukowanej. W tym celu płytka musi znajdować się na sześciu gwintowanych kołkach. Po lekkim dopasowaniu pozycji, montaż powinien



Rysunek 11. Zaznaczenie otworów dla tranzystorów mocy. Aby zwiększyć dokładność, tranzystory są umieszczone na podkładkach ceramicznych



Rysunek 12. Zaznaczone miejsca wywierconych otworów do montażu tranzystorów mocy



Rysunek 13. Gotowe otwory do montażu tranzystorów mocy

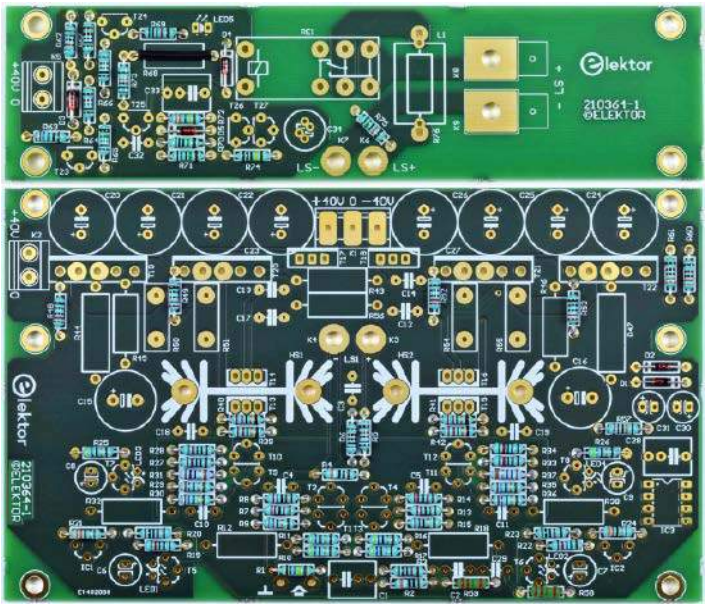
wyglądać jak na **rysunku 11**. Następnie należy zaznaczyć pozycje sześciu otworów jak poprzednio, używając wiertła 3 mm, również obróconego ręcznie w kierunku przeciwnym do ruchu wskazówek zegara. W przypadku prototypu cztery otwory dla T19 – T22 znajdowały się około 8,8 mm od krawędzi radiatora, a te dla T17 i T18 około 11,5 mm. Oczywiście zależy to od tego, jak precyzyjnie wygięte są wyprowadzenia tranzystorów, więc w Twoim przypadku może być inaczej. **Rysunek 12** pokazuje zaznaczone miejsca sześciu otworów montażowych tranzystorów, a **rysunek 13** pokazuje te otwory w całości wywiercone.

Następnie zabezpiecz śrubami tranzystory i podkładki ceramiczne. Nakrętki powinieneś nagwintować dość luźno. Następnie sprawdź, czy wyprowadzenia tranzystorów ładnie pasują do otworów w płytce drukowanej oraz czy płytka pasuje do sześciu gwintowanych kołków. W razie potrzeby wyreguluj nieco zagięcia wyprowadzeń.

Montaż płytek drukowanych

Po tych przygotowaniach można zamontować na płytce prawie wszystkie elementy. Jak zwykle, kolejność jest oparta na wysokości elementów. Zacznij od małych rezystorów i diod D1 – D5 (patrz **rysunek 14**). Następnie zamontuj rezystory mocy i gniazdo dla IC3.

eprasa.pl b57b883d17

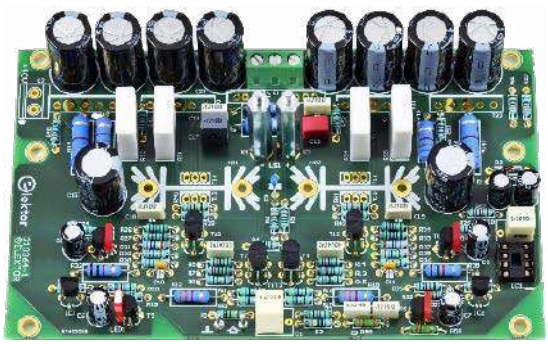


Rysunek 14. Elementy niskoprofilowe, takie jak małe rezystory i diody, są montowane na płytce jako pierwsze





Rysunek 15. W pełni zmontowany układ ochronny. Pozostało jeszcze tylko przylutować przekaźnik i miedzianą cewkę domowej roboty



Rysunek 16. Dwa kołki dystansowe prowadzące z K3 do K6 i z K4 do K7 znajdują się na środku płytki wzmacniacza, obok siebie



Rysunek 17. Aby uniknąć naprężeń wynikających z rozszerzalności cieplnej, końcówki tranzystorów sterownika są lekko wygięte. Można to zrobić bardzo łatwo za pomocą specjalnych szczypiec pokazanych tutaj, ale można to również zrobić za pomocą szczypiec okrągłych

W dalszej kolejności przychodzą mniejsze kondensatory, posortowane według wielkości: C3, C10, C11, C32, C4, C5, C12, C2, C13, C14, C18, C19, C29, C17, C33 i C28. Po zamontowaniu większych kondensatorów (C6 – C9, C30, C31 i C34), zamontuj K5, a na końcu C1.

Następnie należy zmontować płytkę układu zabezpieczającego, montując tranzystory T23 – T27, dwa zaciski ostrzowe, K8 i K9 (zabezpieczone śrubami M3x8 i nakrętkami z podkładkami), cewkę L1 (13 zwojów drutu miedzianego 1,5 mm o średnicy wewnętrznej 10 mm), a na koniec przekaźnik RE1. Wiertło 10 mm doskonale nadaje się jako forma uzwojenia dla L1. Przewody cewki powinny być na tyle długie, aby można było ją umieścić nad R76. Możesz użyć noża do dywanów lub podobnego narzędzia do zdrapania emalii na końcach przewodów. **Rysunek 15** pokazuje prawie całkowicie zmontowaną płytkę (przekaźnik, dioda LED i cewka nie są jeszcze zamontowane). Jeśli chcesz, możesz później zamontować diodę LED5 z przodu obudowy wzmacniacza i podłączyć ją za pomocą przewodu o małej średnicy.

Wracając do płytki wzmacniacza: Teraz czas na zamontowanie T5 – T8 oraz LED1 – LED4. Widoczne chipy w diodach powinny znajdować się w połowie wysokości obudów sąsiednich tranzystorów. Po przylutowaniu, a jeszcze lepiej w trakcie lutowania, należy wygiąć tranzystory i diody LED względem siebie, aby uzyskać dobre sprzężenie termiczne.

Po opisanym wcześniej dopasowaniu par tranzystorów T1/T2, T3/T4, T9/T10 i T11/T12 dla tych samych **UBE** i **hFE**, można je teraz zamontować na płytce. Podczas lutowania par tranzystorów, upewnij się, że płaskie strony dotykają się na całej powierzchni dla dobrego sprzężenia termicznego. Następnie zamontuj K1, rezystory mocy R50, R51, R54 i R55, potem kondensatory C15 i C16, a na koniec kondensatory C20 – C27.

Następnie przystępujemy do prac mechanicznych. Dwa kołki dystansowe łączące wyjścia obu płytek przy K3 i K4 przymocuj do górnej strony płytki wzmacniacza śrubami M3x8 włożonymi od dołu. Na **rysunku 16** pokazano rezultat.

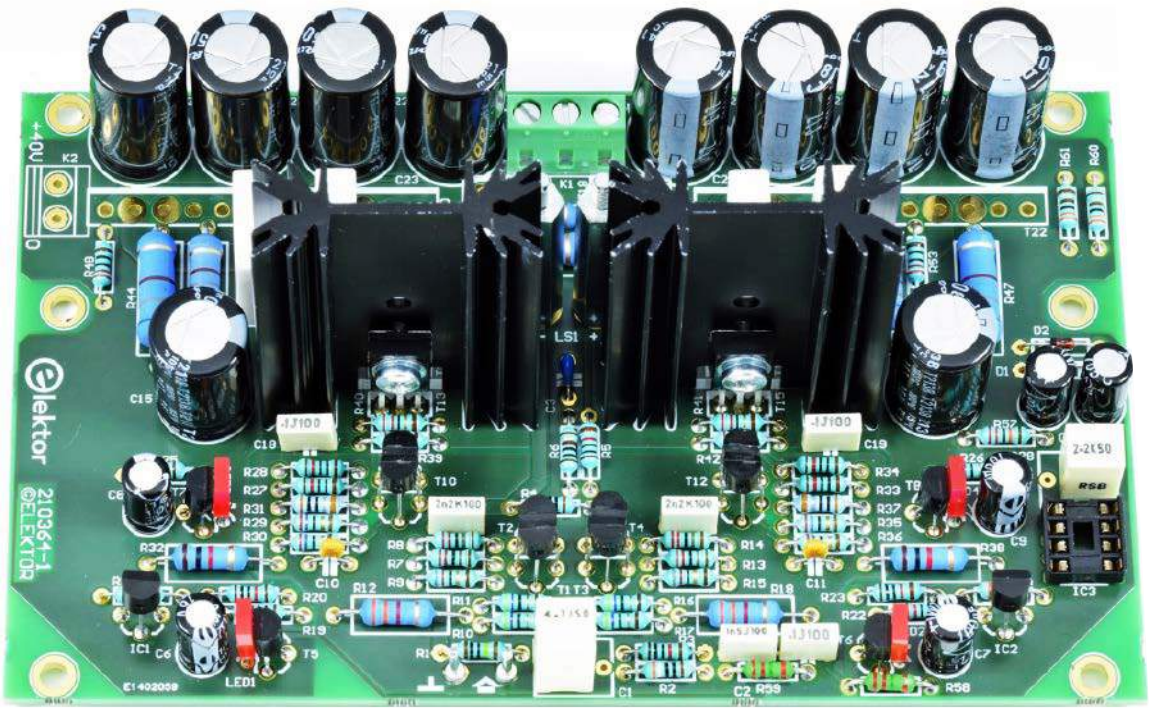
Montaż tranzystorów

Kolejnym krokiem jest montaż tranzystorów T13 – T16 na dwóch małych radiatorach, HS1 i HS2. Aby zmniejszyć naprężenia mechaniczne wynikające ze zmian temperatury, należy uformować wyprowadzenia tranzystorów z niewielkimi zagięciami. **Rysunek 17** pokazuje specjalny typ szczypiec i tranzystor z zagiętymi wyprowadzeniami, a **rysunek 18** pokazuje parę tranzystorów przykręconych do radiatora z odrobiną pasty termicznej. Zagięcia muszą być na tyle blisko obudowy, aby końcówki tranzystora mogły przejść przez płytkę drukowaną. Załóż podkładkę pod łeb śruby, aby chronić tranzystory. Nie dokręcaj jeszcze do końca nakrętek. Łeb śruby powinien znajdować się po stronie odpowiednio T13 lub T15, ponieważ w przeciwnym razie nie będzie można go później



Rysunek 18. Mały radiator z dwoma tranzystorami ustawionymi naprzeciwko siebie. Nie zapomnij o podkładkach

eprasa.pl b57b883d17



Rysunek 19. Dwa radiatory o symbolach T13||T14 i T15|T16 są przylutowane do płytki wzmacniacza

dosięgnąć śrubokrętem. Teraz zamontuj radiatory i tranzystory na płytce, najpierw lutując oba metalowe piny radiatorów. Następnie przy pomocy małych szczypiec płaskich przytrzymaj nakrętki M3 od tyłu (w stronę grubych kondensatorów) i dokręć śruby od przodu odpowiednim śrubokrętem. Na koniec przylutuj wyprowadzenia czterech tranzystorów. Teraz płytka powinna wyglądać jak na **rysunku 19**.

Rysunek 20 pokazuje tranzystory T17 – T22 tymczasowo przymocowane do radiatora za pomocą śrub i nakrętek, aby można je było przylutować w odpowiednich miejscach. W tym celu należy również tymczasowo zamontować płytkę na radiatorze za pomocą 10-milimetrowych kołków dystansowych, przy czym płytka jest przytrzymywana przez nakrętki (lub 30-milimetrowe kołki dystansowe, jak pokazano na rysunku). Oczywiście podkładki ceramiczne muszą znaleźć się również pod tranzystorami, aby później wszystko pasowało. W przypadku T17 i T18 zamontuj na śrubach małe tuleje izolacyjne, aby zapewnić precyzyjne pozycjonowanie.

Teraz przylutuj przynajmniej dwa zewnętrzne wyprowadzenia każdego tranzystora do górnej strony płytki. Uważaj przy tym, aby nie przypalić lutownicą pobliskich kondensatorów. Najlepiej od razu przylutować wszystkie wyprowadzenia na górnej stronie. Pomocna jest długa, cienka końcówka lutownicza.

Następnie wykręć wszystkie śruby z tranzystorów, a także nakrętki trzymające płytkę. Podczas zdejmowania płytki uważaj, aby nie wygiąć żadnych wyprowadzeń tranzystorów. Teraz odwróć płytkę i przylutuj wyprowadzenia tranzystorów również z tyłu. Dwukierunkowy zacisk śrubowy K2 nie został jeszcze zamontowany, aby umożliwić lepszy dostęp do wyprowadzeń T19. Teraz należy go zamontować.

Następnie nałóż bardzo cienką warstwę pasty termicznej na tył sześciu tranzystorów oraz na bok każdej podkładki ceramicznej, która będzie spoczywać na radiatorze. Następnie obróć radiator pionowo, tak aby otwory na tranzystory znajdowały się u góry. Włóż sześć śrub M3 dla tranzystorów do połowy w ich otwory od tyłu. W ten sposób można umieścić wszystkie sześć podkładek ceramicznych (powlekaną stroną do radiatora) po kolei na śrubach (patrz **rysunek 21**).

Teraz umieść ostrożnie płytkę na podstawkach, uważając, aby śruby przeszły przez otwory tranzystorów. Następnie zabezpiecz płytkę czterema 30-milimetrowymi podstawkami (w kierunku tranzystorów), nakręć nakrętki M3 na dwa pozostałe gwintowane

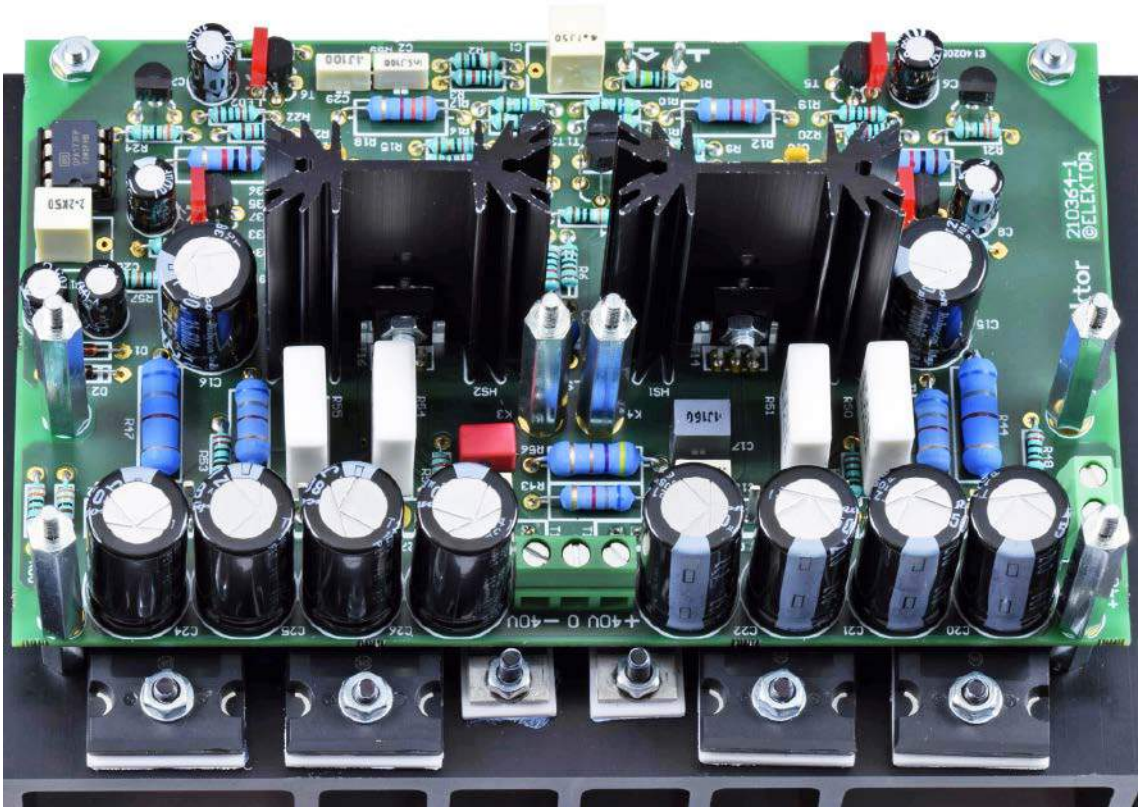


Rysunek 20. Tranzystory T17 – T22 tymczasowo zamontowane na radiatorze z podkładkami ceramicznymi. Po prowizorycznym zamontowaniu płytki, wyprowadzenia tranzystorów T17 – T22 zostały przylutowane do górnej strony płytki



Rysunek 21. Ceramiczne podkładki są pokryte z jednej strony cienką warstwą pasty termicznej i zamontowane nad częściowo włożonymi śrubami. W tym celu radiator musi być ustawiony pionowo

eprasa.pl b57b883d17

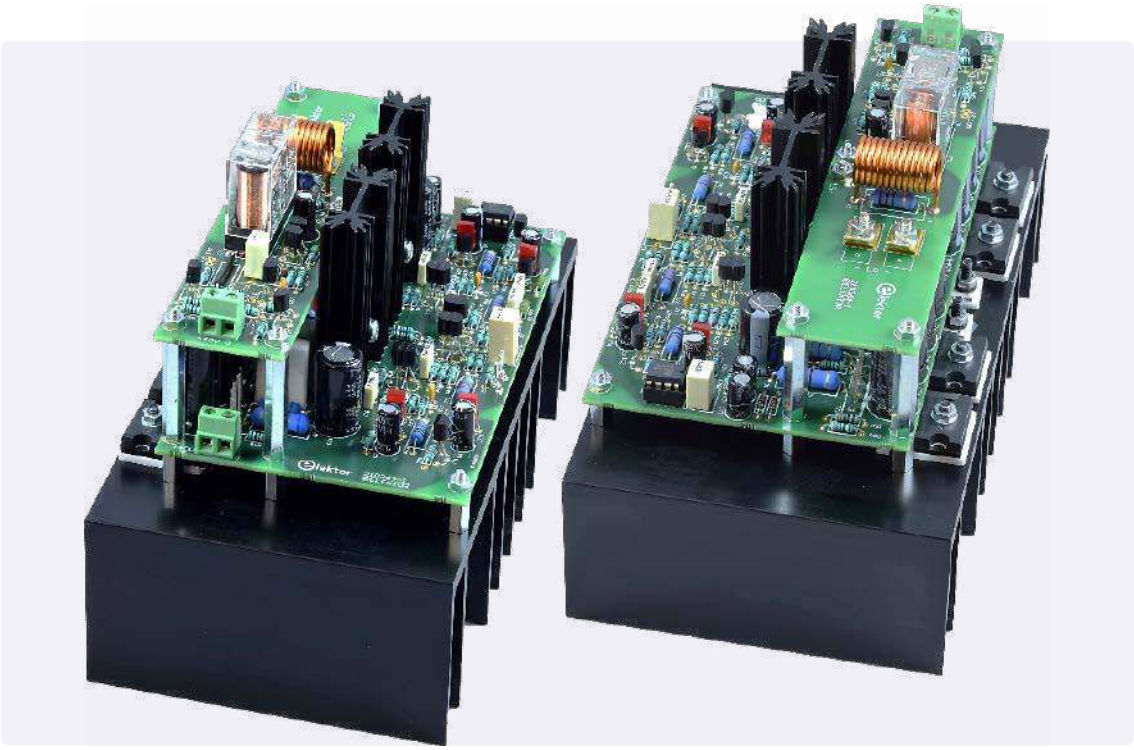


Rysunek 22. Teraz płytka z tranzystorami jest zamontowana na radiatorze i tranzystory są mocno przykręcone, jak pokazano tutaj

kołki i dokręć je. Na górnych stronach czterech tranzystorów mocy, T19 – T22, zamontuj podkładki M3, aby zabezpieczyć obudowy. Zamontuj również tuleje izolacyjne dla T17 i T18. Na koniec dokręcić wszystkie śruby. **Rysunek 22** pokazuje w pełni zmontowany stopień wyjściowy.

Montaż końcowy

Zamontować w pełni zmontowaną płytkę ochronną na sześciu 30-milimetrowych kołkach i zabezpieczyć ją sześcioma nakrętkami M3. **Rysunek 23** pokazuje lewy i prawy widok praktycznie kompletnego modułu wzmacniacza przed podłączeniem do zasilania. Nie



Rysunek 23. Po zamontowaniu płytki ochronnej na górze powstaje kompaktowy moduł – pokazany tutaj z obu stron

eprasa.pl b57b883d17

zapomnij o podłączeniu K2 i K5. W tym momencie dioda LED5 nie jest jeszcze podłączona do płytki zabezpieczającej. Możesz teraz przystąpić do testowania.

Pomiary

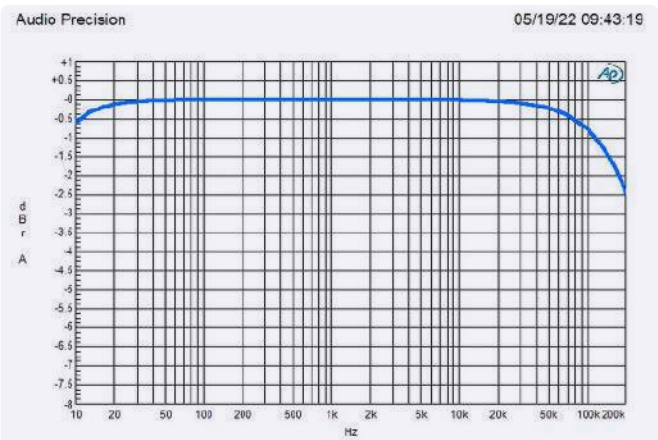
Poniżej opisano kilka istotnych wykresów opartych na pomiarach wykonanych dla prototypu.

Charakterystyka częstotliwościowa

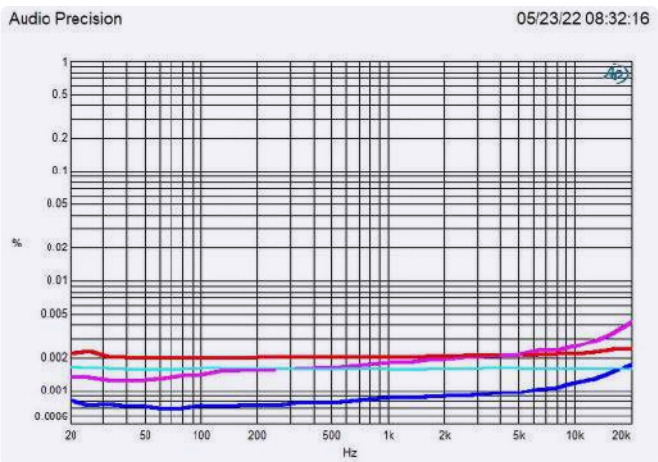
Rysunek 24 pokazuje odpowiedź częstotliwościową, która odnosi się do amplitudy w dB w funkcji częstotliwości. Pasmo przenoszenia Fortissimo –3 dB wynosi od 3,3 Hz do 237 kHz – jest to szerszy zakres niż ten, który może wytworzyć generator analizatora Audio Precision. Węższe pasmo –0,5 dB rozciąga się od 10,8 Hz do 78 kHz.

THD+N Vs w funkcji częstotliwości

Wykres na **rysunku 25** przedstawia THD plus szumy w zależności od częstotliwości przy obciążeniach 4 Ω i 8 Ω, w każdym przypadku przy mocy wyjściowej 1 W lub 50 W i paśmie 80 kHz. Krzywa dla 1 W przy 8 Ω (cyan) składa się głównie z szumu. Przy 1 W na 4 Ω (czerwona) napięcie wyjściowe jest niższe, a względny poziom szumów wyższy. Wpływ harmonicznych widać również przy wyższych częstotliwościach. Krzywa dla 50 W przy 8 Ω (niebieska) jest wyjątkowo niska poniżej 1 kHz, na poziomie ≤0,0008%. Nawet przy 20 kHz poziom ten wzrasta do zaledwie 0,0018%. Przy 4 Ω i tym samym napięciu wyjściowym (100 W, magenta), THD jest wyższe, ale wciąż doskonałe: 0,0023% przy 1 kHz i 0,0042% przy 20 kHz.



Rysunek 24. Zmierzona odpowiedź częstotliwościowa: Pasmo przenoszenia -0,5 dB rozciąga się od 10,8 Hz do 78 kHz



Rysunek 25. THD w funkcji częstotliwości przy obciążeniach 4 Ω i 8 Ω i różnych poziomach mocy: Cyan: 1 W na 8 Ω; Red: 1 W na 4 Ω; Blue: 50 W na 8 Ω; Magenta: 100 W na 4 Ω

Specyfikacje:

Pomiary wykonano przy użyciu zasilacza laboratoryjnego ±40 V. Napięcia zasilające były buforowane przez dwa kondensatory elektrolityczne 10 000 µF (napięcie znamionowe ≥50 V) w pobliżu zacisku K1.

Czułość wejściowa:
1,076 V dla 94 W przy 8 Ω przy 0,1% THD

Impedancja wejściowa:
10 kΩ

Moc ciągła (1 kHz):
94 W dla 8 Ω przy 0,1% THD
98 W dla 8 Ω przy 1% THD
181 W dla 4 Ω przy 0,1% THD
188 W dla 4 Ω przy 1% THD

Impedancja obciążenia:
≥3 Ω

Szerokość pasma:
3,3 Hz – 237 kHz; -3 dB przy 1 W dla 8 Ω
10,8 Hz – 78 kHz; -0,5 dB przy 50 W dla 8 Ω; impedancja generatora 20 Ω

Pasmo przenoszenia bez ujemnego sprzężenia zwrotnego:
≈ 20 kHz

Wzmocnienie w otwartej pętli:
≈ 140 000 dla 8 Ω

Zbocze narastania:
45 V/µs

Czas narastania:
1,5 µs

SNR:
103 dB przy B = 22 Hz – 22 kHz
106 dBA przy 1 W dla 8 Ω
THD+N:
0,0008% przy 1 kHz; 1 W dla 8 Ω; B = 22 kHz
0,0016% przy 1 kHz; 1 W dla 8 Ω, B = 80 kHz
0,0016% przy 20 kHz; 1 W dla 8 Ω, B = 80 kHz
0,0008% przy 1 kHz; 50 W dla 8 Ω; B = 22 kHz
0,0008% przy 1 kHz; 50 W dla 8 Ω; B = 80 kHz
0,0020% przy 20 kHz; 50 W dla 8 Ω; B = 80 kHz
0,0012% przy 1 kHz; 1 W dla 4 Ω; B = 22 kHz
0,0020% przy 1 kHz; 1 W dla 4 Ω; B = 80 kHz
0,0025% przy 20 kHz; 1 W dla 4 Ω, B = 80 kHz
0,0023% przy 1 kHz; 100 W dla 4 Ω; B = 22 kHz
0,0023% przy 1 kHz; 100 W dla 4 Ω; B = 80 kHz
0,0042% przy 20 kHz; 100 W dla 4 Ω, B = 80 kHz

Zniekształcenia intermodulacyjne (50 Hz:7 kHz, 4:1):
0,0012% przy 1 W dla 8 Ω
0,0015% przy 50 W dla 8 Ω
0,0024% przy 1 W dla 4 Ω
0,0041% przy 100 W dla 4 Ω

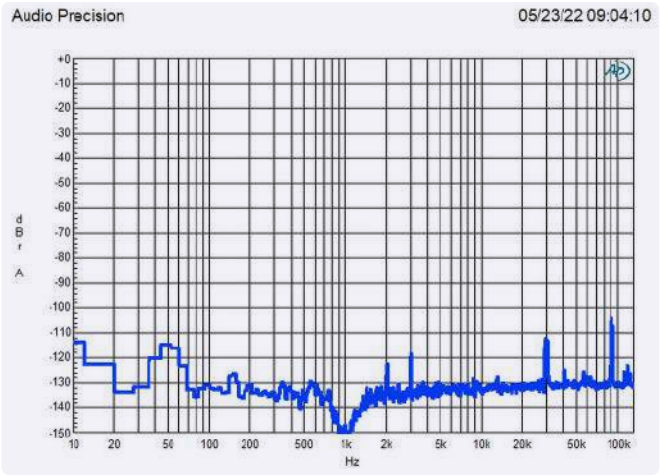
IMD dynamiczny (fala prostokątna 3,15 kHz z falą sinusoidalną 15 kHz):
0,0016% przy 1 W dla 8 Ω
0,0010% przy 50 W dla 8 Ω
0,0019% przy 1 W dla 4 Ω
0,0021% przy 100 W dla 4 Ω
Współczynnik tłumienia (przy K8/K9):
570 przy 1 kHz dla 8 Ω
315 przy 20 kHz dla 8 Ω

Wykrywanie napięcia zasilania (tylko szyna dodatnia):
≤36,5 V = wyłączone (nieznacznie zależne od temperatury)
≥36,7 V = włączone (nieznacznie zależne od temperatury)

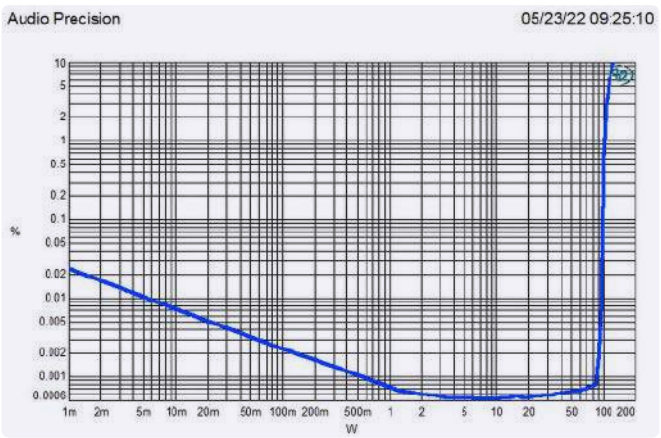
Ochrona przed prądem stałym:
+0,54 V i –0,89 V

Opóźnienie załączenia (przekaźnik):
3,5 s

eprasa.pl b57b883d17



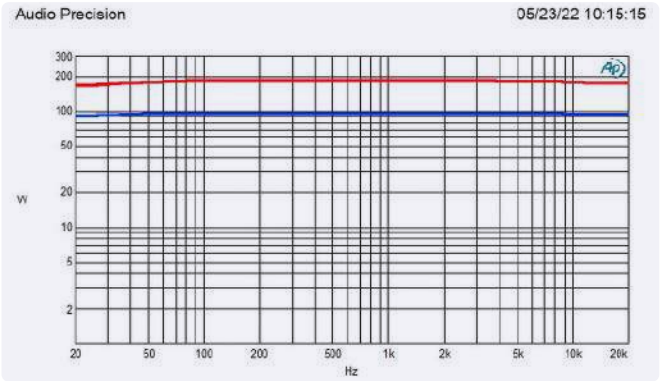
Rysunek 26. Widmo harmonicznych przy wzmacniaczu wysterowanym sinusoidą o częstotliwości 1 kHz z mocą 1 W dla 8 Ω. Teoretycznie słyszalne szczyty przy 2 kHz i 3 kHz są wyjątkowo małe



Rysunek 27. THD + szumy w zależności od poziomu wyjściowego przy wzmacniaczu wysterowanym sinusoidą o częstotliwości 1 kHz z obciążeniem 8 Ω i pasmem przenoszenia 22 kHz

Charakterystyka widmowa

Na **rysunku 26** pokazano widmo częstotliwościowe przy wzmacniaczu wysterowanym sygnałem sinusoidalnym o częstotliwości 1 kHz i mocy 1 W dla 8 Ω. W zakresie słyszalnym widoczne są dwie harmoniczne, przy 2 kHz i 3 kHz. Pierwsza z nich ma poziom zaledwie –122,6 dB, a drugi szczyt osiąga –118,5 dB. Wynikowe THD wynosi więc tylko 0,00015% – niewiarygodne 1,5 ppm. Szczyty przy 30 kHz i 90 kHz pochodzą ze szczątkowych tętnień zastosowanego tu zasilacza laboratoryjnego, co wyjaśnia, dlaczego THD przy paśmie 22 kHz jest mniejsze niż przy paśmie 80 kHz. Przy wyższych poziomach wyjściowych artefakty z zasilacza nie mają już żadnego znaczenia.



Rysunek 28. Moc w zależności od częstotliwości przy THD 0,1%. Niebieska krzywa jest dla 8 Ω, a czerwona dla 4 Ω

THD+N w funkcji mocy

Krzywe na **rysunku 27** pokazują THD + szumy w stosunku do poziomu wyjściowego przy wzmacniaczu testowanym sinusoidą o częstotliwości 1 kHz z obciążeniem 8 Ω, mierzonym z pasmem 22 kHz. Przy mocy 10 W THD wynosi zaledwie 0,00052%. THD wynosi 0,0008% przy około 85 W i gwałtownie rośnie przy wyższej mocy.

Szerokość pasma mocy

Rysunek 28 pokazuje maksymalną moc wyjściową w zależności od częstotliwości przy 0,1% THD. Niebieska krzywa reprezentuje obciążenie 8 Ω, natomiast czerwona – 4 Ω. Przy obciążeniu 8 Ω moc wyjściowa przy różnych częstotliwościach wynosi: 20 Hz: 89,5 W; 1 kHz: 94 W; 20 kHz: 92,4 W. Z obciążeniem 4 Ω wartości te wynoszą: 20 Hz: 163 W; 1 kHz: 181 W; 20 kHz: 171 W. Dokładne wartości zależą od napięcia zasilania. Każdy spadek napięcia na przewodach od zasilacza do wzmacniacza jest zauważalny. Z tego powodu w pobliżu zacisku K1 w układzie testowym umieszczono dwa kondensatory elektrolityczne o pojemności 10 000 µF. Przy 181 W na 4 Ω, szczytowy prąd sygnału sinusoidalnego wynosi 9,5 A, więc dla uzyskania maksymalnej mocy na 4 Ω, zasilacz musi być w stanie dostarczyć co najmniej 10 A DC.

Będziesz zdumiony

Wzmacniacz Fortissimo w imponujący sposób pokazuje, że czas nie stoi w miejscu w dziedzinie analogowych wzmacniaczy audio. Dzięki zoptymalizowanemu układowi i (częściowo) lepszym elementom półprzewodnikowym, można poprawić jakość w porównaniu z oryginalnym wzmacniaczem AF średniej mocy, i to przy rozsądnych kosztach.

Budowa tego wzmacniacza może nie nadawać się dla początkujących, ale nasze poszczególne kroki zostały opisane na tyle szczegółowo, że praktycznie każdy elektronik-hobbysta z rozsądnym doświadczeniem powinien być w stanie odtworzyć je z powodzeniem. Kolejną zaletą jest to, że nie wymaga on absolutnie żadnej regulacji.

Wybór tranzystora

W celu doboru tranzystorów do różnicowych stopni wejściowych można zbudować na płytce testowej proste układy, takie jak na rysunku 4. Dwa tranzystory powinny być umieszczone blisko siebie i mocno zaciśnięte. Różnica pomiędzy rezystorami 3,3 kΩ powinna być jak najmniejsza. Rezystory 10 kΩ służą jako rezystory sensoryczne do pomiaru prądów bazy. Chociaż wartości hFE par NPN i PNP mogą się nieznacznie różnić, w idealnym przypadku powinny być równe. Tranzystory są niedrogie, więc powinieneś kupić więcej niż potrzebujesz i próbować różnych, aż znajdziesz tranzystory o najmniejszym przesunięciu między rezystancjami kolektora. Ten sposób wykonywania pomiarów tylko w niewielkim stopniu zależy od temperatury. W dwóch górnych obwodach pomiarowych prąd kolektora wynosi 2,16 mA na tranzystor przy rezystorze 6,8 kΩ w obwodzie emitera. Jeśli chcemy mierzyć dokładnie prądem 2,42 mA, jak w obwodzie z rysunku 3, wystarczy ustawić napięcie ujemnej szyny na –33,4 V.

Kilka rzeczy trzeba skorygować dla drugiego stopnia różnicowego. Należy zwiększyć prąd do około 9 mA na tranzystor. W tym celu należy użyć wartości rezystorów i napięć podanych w nawiasach.

Prostszą metodą jest zmierzenie UBE i hFE osobno dla każdego tranzystora i wykorzystanie otrzymanej listy wartości do określenia najlepszych dopasowań. Jednak brak sprzężenia termicznego sprawia, że metoda ta jest znacznie bardziej zależna od temperatury.

eprasa.pl b57b883d17

Wykaz elementów, kupuj w sklep.avt.pl (W-wa, ul. Leszczynowa 11, tel. +48222578451, e-mail: handlowy@avt.pl):

Rezystory: (domyślnie: metalizowane, 1%, 0,6 W)
R1, R74: 1 MΩ
R2, R4: 390 Ω
R3, R5, R20, R23, R64, R66, R69: 10 kΩ
R6, R67: 1 kΩ
R7, R8, R13, R14, R60, R61: 3,3 kΩ
R9, R15, R27, R28, R33, R34: 120 Ω
R10, R11, R16, R17: 68 Ω
R12, R18: 5,6 kΩ 5%, 1 W, folia metalowa lub tlenek metalu, maks. 5×12 mm
R19, R22, R48, R49, R52, R53: 220 Ω
R21, R24: 33 Ω
R25, R26: 56 Ω
R29, R30, R35, R36: 27 Ω
R31, R37: 1 Ω
R32, R38: 1,5 kΩ 5%, 1 W, folia metalowa lub tlenek metalu, maks. 5×12 mm
R39, R40, R41, R42: 22 Ω
R43: 6,8 kΩ 5%, 1 W, folia metalowa lub tlenek metalu, maks. 5×12 mm
R44, R47: 680 Ω 5%, 3 W, folia metalowa lub tlenek metalu, maks. 5,5×16 mm
R45, R46: 1 kΩ 5%, 2 W, folia metalowa lub tlenek metalu, maks. 5×12 mm
R50, R51, R54, R55: 0,22 Ω 5%, 5 W, folia metalowa, radialny, 9 mm, maks. 5×14 mm, Koa BPR58CR22J
R56: 4,7 Ω 5%, 2 W, folia metalowa lub tlenek metalu, maks. 5×12 mm
R57: 220 kΩ
R58, R59: 2.2 MΩ
R62: 1,2 kΩ
R63: 270 Ω
R65, R70, R71: 10 MΩ
R68: 0 Ω (zwora)
R72: 3,3 MΩ
R73: 100 kΩ
R75: 150 kΩ
R76: 10 Ω 5%, 2 W, folia metalowa lub tlenek metalu, maks. 5×12 mm

Kondensatory:
C1: 4,7 µF 50 V 5%, 5/7,5 mm, PET, maks. 7,6×9,7 mm
C2: 1,5 nF 100 V 5%, 5 mm, maks. 2,5×7,2 mm
C3: 10 pF ±0.5 pF 100 V, 5 mm, C0G/NP0 (TDK FG28C0G2A100DNT00)
C4, C5: 1 nF 63 V 5%, 5 mm, PET, maks. 2,5 x 7,2 mm
C6...C9: 100 µF 16 V 20%, śr. 6,3 mm, najlepiej 105°C
C10, C11: 220 pF 100 V 5%, 5 mm, C0G/NP0, maks. 2,5×7,2 mm
C12: 100 pF 100 V 5%, 5 mm, PP, maks. 4,5×7,2 mm
C13, C14, C18, C19, C29: 100 nF 100 V 5%, 5 mm, PET, maks. 2,5×7,2 mm
C15...C16: 680 µF 35 V 20%, śr. 12,5 mm, 5 mm, 5000 h w 105°C (Rubycon 35ZL680MEFC12,5X20)
C17: 100 nF 160 VDC 5%, 5 mm, PP, maks. 5×7,2 mm (Kemet R79GC3100Z340J)
C20 – C27: 680 µF 50 V 20%, śr. 13,5 mm, 5 mm, 10 000 h w 105°C (Rubycon 50ZLJ680M12.5X25)
C28: 2,2 µF 50 V 10%, 5/7,5 mm, PET, maks. 7,6×9,7 mm
C30, C31: 10 µF 63 V 20%, śr. 6,3 mm, 2,5 mm, najlepiej 105°C
C32: 10 nF 50 V 10%, 5 mm, X7R, maks. 2,5×7,2 mm
C33: 1 µF 63 V 5%, skok 5/7,5 mm, PET, maks. 7,6 x 9,7 mm
C34: 22 µF 35 V 20%, bipolarny, śr. 8 mm, 2,5/3,5 mm

Induktory:
L1: 1,5 mm emaliowany drut miedziany, ok. 60 cm, 13 zwojów, ID 10 mm

Półprzewodniki:
D1, D2: dioda Zenera 20 V 5%, 0,4 W, DO-35 (Nexperia BZX79-C20,113)
D3: dioda Zenera 33 V 5%, 1,3 W, DO-41 (Nexperia BZV85-C33,113)
D4, D5: 1N4148, DO-35
LED1 – LED4: dioda LED, czerwona, prostokątna 2×5 mm (Multicomp Pro MCL453MD)
LED5: dioda LED, zielona, 5 mm
T1, T2, T6, T7, T9, T10, T23, T26, T27: BC546B, TO-92
T3...T5, T8, T11, T12, T24: BC556B, TO-92
T13, T14: KSA1381, TO-126
T15, T16: KSC3503, TO-126
T17: MJE15032, TO-220
T18: MJE15033, TO-220
T19, T20: NJL3281D, TO-264, 5-lead
T21, T22: NJL1302D, TO-264, 5-lead
T25: BS170, TO-92
IC1, IC2: LM334Z, TO-92
IC3: OPA177FP, DIP-8

Inne:
K1: 3-drożny zacisk śrubowy, 0,2" (Phoenix Contact 1729131 lub MKDSN 1,5/3-5,08)
K2, K5: 2-drożny zacisk śrubowy, 0,2" (Phoenix Contact 1729128 lub MKDSN 1,5/2-5,08)
2×pin lutowniczy 1,3 mm do wejścia (Ettinger 13.14.419)
6×kołek dystansowy, 10 mm, M3 M/F
6×kołek dystansowy, 30 mm, M3 M/F
K8, K9: zacisk ostrzowy, montaż na płytce drukowanej, otwór 3,3 mm, ostrze 6,35×0,81 mm (Amp/TE Connectivity 42822-2 lub podobne)
RE1: przekaźnik 16 A/250 VAC/30 VDC (Omron G2R-1-E 48DC)
4x wkręt maszynowy M3×8 (dla elementów dystansowych przy K3/K4 i zacisków ostrzowych przy K8/K9)
8x Śruba maszynowa M3×12, czarna (do mocowania na płycie i T17/T18 na radiatorze, TR Fastenings M312 PRSTMCB100-)
4×śruba maszynowa M3×16, czarna (do T19/T20/T21/T22 na radiatorze, Toolcraft 839672)
18×M3 nakrętka
8×M3 podkładka zwykła, stalowa
HS1, HS2: radiator, 9 K/W, długość 50,8 mm (Fischer Elektronik SK 104 50,8 ST)
Radiator, 0,6 K/W, 100×180×48 mm (Fischer Elektronik SK53-100-SA)
4×ceramiczna podkładka termiczna dla T19...T22, 23×20×2 mm (Silfox SL-012-AL20)
2×ceramiczna podkładka pod interfejs termiczny dla T17/T18, 18×12×1,5 mm (Silfox SL-019-AL15)
2×tuleja izolacyjna dla T17/T18, TO-220 (Fischer Elektronik IB 6)
1×gniazdo IC, DIP-8, dla IC3
PCB 210364-1 v1.1

Tabela: Napięcia stałe

R7	7,90 V
R8	7,85 V
R13	7,90 V
R14	7,96 V
R19	1,06 V
R22	1,05 V
R27	1,20 V
R28	0,90 V
R33	1,20 V
R34	0,95 V
R25	1,006 V
R26	1,007 V
R39	0,28 V
R40	0,28 V
R41	0,28 V
R42	0,28 V
R55	18,7 mV (zimny) 28,3 mV (rozgrzany bez mocy wyjściowej)
Diody LED	1,675 V (średnia)

Jeśli nie masz pewności, możesz zabezpieczyć wzmacniacz podłączając do każdego przewodu zasilającego szeregowo lampę żarową o mocy 100 W, zakładając, że nadal możesz znaleźć lampy żarowe (halogenowe też się nadają). Takie lampy mają zimną rezystancję około 10 Ω. Jeśli stają się wyraźnie ciepłe lub lekko świecą w ciemności, to coś jest nie tak. Przed uruchomieniem wzmacniacza bez tego rodzaju rezystorów szeregowych, można sprawdzić napięcia stałe na różnych elementach, wymienionych w **tabeli „Napięcia stałe"**, aby przekonać się, czy nie ma błędów montażowych. Napięcia powinny być mniej więcej w granicach ±20% wartości zmierzonych na prototypie.

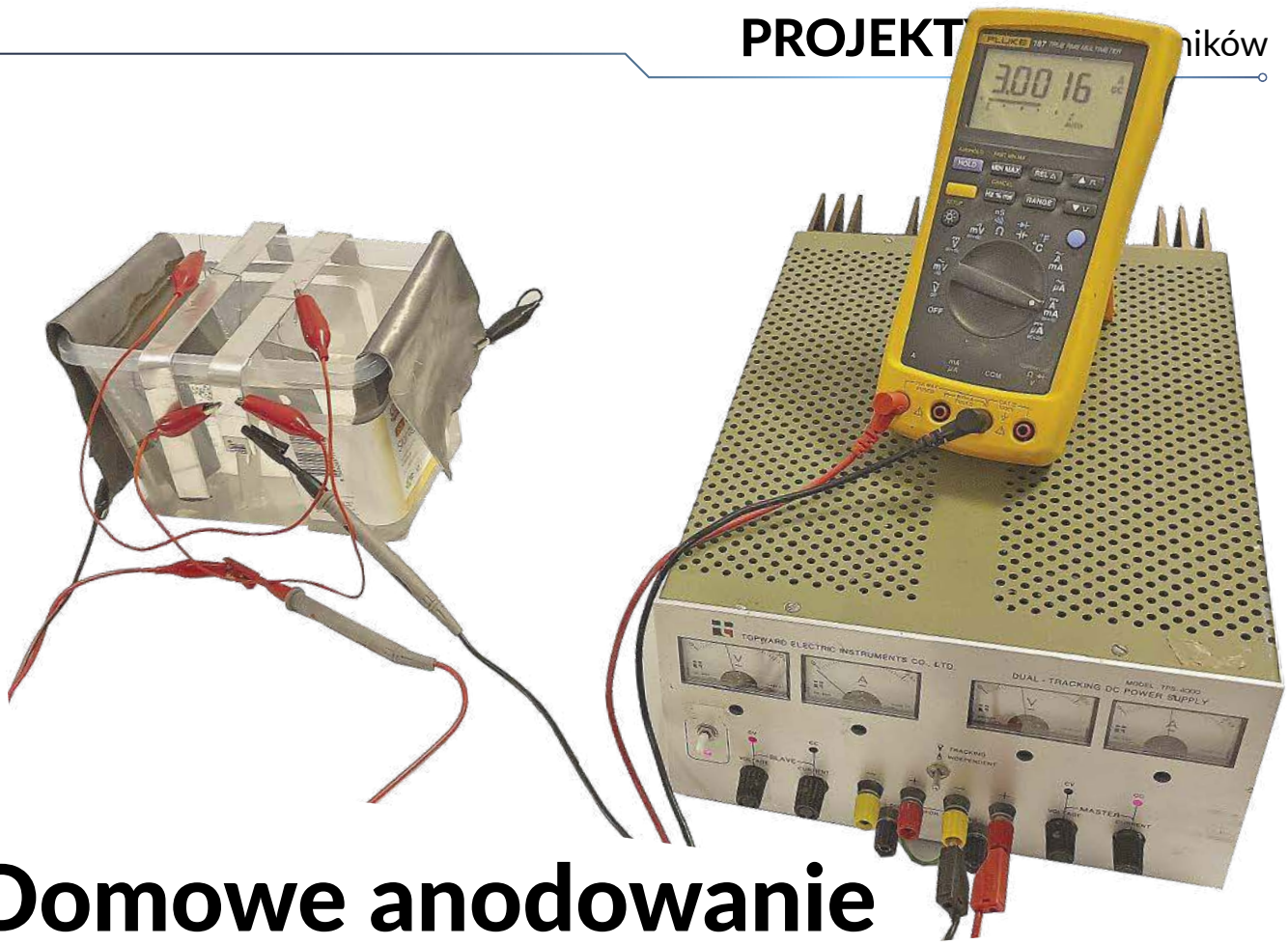
Jeśli wszystko się zgadza, mam nadzieję, że spodoba Ci się pierwszy test odsłuchowy. Na pewno będziecie zdumieni! ■

Ton Giesberts (Elektor)
210364-01

Pytania lub komentarze?
Masz jakieś pytania techniczne lub uwagi do tego artykułu? Skontaktuj się z redakcją Elektora pod adresem editor@elektor.com lub z redakcją EdW edw@elportal.pl

LINKI WEB
[1] T. Giffard, „Medium-Power AF Amplifier", Elektor 10/1990: https://bit.ly/3A83YOB
[2] Karta katalogowa NJL3281D/NJL1302D: https://bit.ly/3opKwKp
[3] Schemat płytki drukowanej pobierz: https://bit.ly/41EAdAv

eprasa.pl b57b883d17



Domowe anodowanie aluminium

Wiele produktów aluminiowych, takich jak radiatory, jest dostępnych jako wstępnie anodowane, z twardą powłoką tlenku glinu (często barwioną na czarno), która sprawia, że powierzchnia jest znacznie twardsza i trwalsza. Ale czasami części są dostarczane jako „surowe" aluminium. A co, jeśli chciałbyś je anodować? Jak się okazuje, przy zachowaniu należytej ostrożności (zwłaszcza, gdy używasz odczynników chemicznych), nie jest to wcale takie trudne do samodzielnego wykonania.

Wszyscy znamy aluminium. Jest to powszechnie używany metal, który występuje we wszystkich aspektach naszego życia, począwszy od konstrukcji, poprzez artykuły gospodarstwa domowego, takie jak puszki do napojów, i oczywiście w systemach elektronicznych.

W końcu glin jest najobficiej występującym pierwiastkiem metalicznym w skorupie ziemskiej.

Glin został wyodrębniony jako pierwiastek dopiero w 1824 roku i nie był produkowane przemysłowo aż do połowy XIX wieku. Podstawową trudnością było to, że efektywne wydzielenie glinu w postaci metalicznej z jego rud wymaga elektrolizy w bardzo wysokich temperaturach i zużywa dużą ilość energii elektrycznej, która nie była wtedy dostępna.

Dlatego też aluminium, przez co rozumiemy techniczny glin i jego stopy, zaczęto powszechnie stosować w przemyśle dopiero po 1900 roku. Jeśli jesteś zainteresowany, przeczytaj o procesie hutniczym Halla-Héroulta.

Dlaczego anodowanie?

Dla hobbystów aluminium jest materiałem, z którego chętnie korzystają ze względu na łatwą obrabialność, plastyczność, niską wagę i koszty.

Często nie jest jasne, jak wykończyć aluminium, którego używasz. Wiele produktów komercyjnych ma wykończenie anodowane, które łatwo rozpoznać po bardzo cienkim, bardzo twardym i często kolorowym wykończeniu.

Główną zaletą anodowania aluminium jest to, że znacznie zwiększa ono odporność na korozję metalu i wykonanych z niego wyrobów.

Podczas cięcia lub innej ekspozycji surowego aluminium, utlenia się ono bardzo szybko i tworzy na powierzchni warstwę tlenku glinu (Al_2O_3). Stanowi ona część powierzchni i jest skuteczną ochroną dla znajdującego się pod nią reaktywnego metalu.

Jest ona jednak bardzo cienka, łatwo ją uszkodzić i nie wystarcza do ochrony przedmiotu w środowisku korozyjnym lub przez długi czas.

W zastosowaniach przemysłowych ochrona powierzchni aluminium nie może być pozostawiona przypadkowi. Proces anodowania jest często wykorzystywany do sztucznego wytworzenia grubej warstwy tlenku glinu na powierzchni metalu.

Zapewnia to doskonałą odporność na korozję i stanowi niezwykle twardą warstwę ochronną.

Krystaliczna struktura tlenku glinu w warstwie anodowanej zapewnia również zdolność wiązania barwników, dzięki czemu wiele anodowanych powierzchni jest barwionych.

eprasa.pl b57b883d17

Zrób to sam

W tym artykule opiszę, jak można samodzielnie w domu anodować i barwić części, uzyskując znacznie trwalsze i atrakcyjniejsze wyroby.

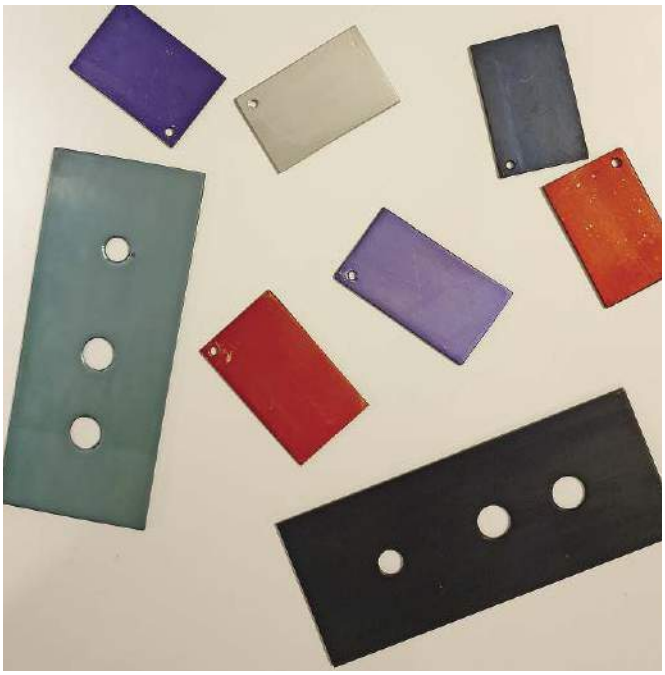
W przypadku charakterystycznych części i przedmiotów o niewielkich rozmiarach anodowanie w domu jest praktycznym rozwiązaniem. Bardzo atrakcyjne rezultaty można osiągnąć bez zbędnego wysiłku.

Niektóre specjalistyczne zastosowania wymagają „twardego anodowania", które tworzy grubą, twardą warstwę tlenku, mającą na celu zapewnienie odporności na zużycie.

Standardowe anodowanie tworzy warstwę tlenku o grubości do 30 mikrometrów, natomiast twarde anodowanie może stworzyć warstwę o grubości do 100 mikrometrów.

Wymaga to jednak chłodzenia i znacznie wyższych napięć; i choć prawdopodobnie można to zrobić w domu, nie jest to takie proste. Nie będę więc tego tutaj omawiał.

Celem tego artykułu jest opisanie zwykłego procesu anodowania, który zapewnia odporność na korozję i możliwość zastosowania dekoracyjnych wykończeń.



Co można anodować?

Nie tylko aluminium może być anodowane. Inne odpowiednie metale to magnez, tytan, tantal i cynk.

Oto, czego będziesz potrzebował:

Materiał, sprzęt	Źródło zakupu	Komentarz
Okulary ochronne	Dowolny sklep z narzędziami, supermarket	Kup parę szczelnych, bryzgoodpornych
Rękawice nitrylowe	Sklep z narzędziami, supermarket, sklepy ze sprzętem medycznym	Kup duże pudełko jednorazowych rękawic.
Zasilacz	Twój warsztat; zasilacz PC z przystawką do regulacji prądu	Idealnie 3–30 V przy 1–6 A (w zależności od wielkości elementów)
Zawieszki, złączki, przewody elektryczne	Twój warsztat	Kwas spowoduje korozję złączy i przewodów elektrycznych! Umyj je lub użyj starych przewodów.
Zbiornik do anodowania	Sklep z artykułami żelaznymi, gospodarstwa domowego lub supermarket	Zbiornik z tworzywa sztucznego (PEHD, PP, winidur) lub szklany, wystarczająco duży, aby pomieścić przedmioty – pojemniki na żywność lub plastikowe wiadra – unikaj okrągłych.
Blacha ołowiana	Sklep z artykułami metalowymi, sklepy wędkarskie, zakupy internetowe	Sprzedawana do obróbki blacharsko-dekarskiej. Jest to drogie, ale najlepsze rozwiązanie
Kwas siarkowy (H_2SO_4) (*)	Hurtownie chemiczne, warsztaty samochodowe, zakupy internetowe (jako kwas akumulatorowy), artykuły pszczelarskie	Kwasu nie ma na półce; trzeba porozmawiać z personelem. Spodziewaj się, że zapłacisz około 30 zł za 5 litrów kwasu 38%
Wodorosiarczan sodu ($NaHSO_4$)	Sklepy z akcesoriami do basenów, zakupy internetowe	40–110 zł za kg, w zależności od czystości; jako regulator pH w basenach
Pojemnik (PEHD, PP, winidur) bezpieczeństwa	Sklepy z art. domowymi, supermarket	Nieco większy niż butelka z kwasem, aby powstrzymać ewentualne wycieki.
Pojemnik do płukania (PEHD, PP, winidur)	Sklepy z art. domowymi, supermarket	Większy niż twoje części, najlepiej kilka oddzielnych do różnych czynności, pełen czystej wody do płukania po wytrawianiu, anodowaniu i barwieniu
Woda – najlepiej destylat lub demineralizowana	supermarket, sklepy ogrodnicze lub akwarystyczne	do uszczelniania powłok nie nadaje się woda z kranu
Barwniki	Lincraft, eBay, zakupy internetowe	Barwniki do tkanin lub barwniki do anodowania albo sole nieorganiczne
Wodorowęglan sodu ($NaHCO_3$) czyli „soda oczyszczona"	sklepy spożywcze, supermarket	Supermarketowe pojemniki 1 kg są tanie; kup kilka i trzymaj pod ręką na wypadek, gdybyś potrzebował go do neutralizacji rozlanego kwasu.
Aceton	Sklep z farbami, supermarket	Używany do czyszczenia części z tłuszczu przed wytrawianiem.
Benzyna ekstrakcyjna	j.w.	j.w.

(*) Zgodnie z Rozporządzeniem Parlamentu Europejskiego i Rady (UE) 2019/1148 z dnia 20 czerwca 2019 r. w sprawie wprowadzania do obrotu i stosowania prekursorów materiałów wybuchowych, zakup tego produktu (jako H_2SO_4 98%) możliwy jest wyłącznie w celach związanych z działalnością handlową, gospodarczą lub zawodową (w tym naukowo-badawczą). Rozporządzenie obowiązuje od dnia 01.02.2021 r. Przy zakupie produktu wymagane jest wypełnienie oświadczenia nabywcy.

eprasa.pl b57b883d17



Nigdy za wiele ostrożności! Musimy podkreślić bezwzględnie konieczność stosowania środków bezpieczeństwa i zachowania wszelkiej ostrożności. Niektóre z chemikaliów używanych do anodowania są dość niebezpieczne i mogą spowodować, jeśli nie będziesz ostrożny, uszkodzenia lub obrażenia. Należy również przechowywać chemikalia w drugim, dodatkowym pojemniku, który zabezpieczy przed jakimkolwiek rozlaniem chemikaliów, zanim będą miały szansę wyrządzić szkody (tzw. „bunding", jak widać po prawej).

My jednak skupimy się tutaj na aluminium, ponieważ jest ono powszechnie dostępne, łatwe w obróbce, a proces jego anodowania nie jest skomplikowany.

Jak zobaczysz w tym artykule, anodowanie mieści się gdzieś pomiędzy elektroniką DIY a chemią. Przeprowadzę Cię przez pięć poniższych kroków:

1. czyszczenie,
2. wytrawianie przed anodowaniem,
3. anodowanie,
4. barwienie,
5. uszczelnianie.

Prześledzimy również konfigurację wanny do wytrawiania, wanny do anodowania oraz przedstawimy wskazówki dotyczące tego, ile prądu należy użyć do anodowania przedmiotów i jak długo.

Bezpieczeństwo

Zanim zaczniemy, omówmy bezpieczeństwo. Anodowanie wymaga użycia zarówno mocnego kwasu, jak i silnej zasady. Niezbędne jest zrozumienie zagrożeń związanych z pracą z tymi chemikaliami oraz wiedza, jak zarządzać ryzykiem.

Do anodowania aluminium używa się dwóch powszechnie stosowanych, ale niemniej nieprzyjemnych substancji chemicznych: kwasu siarkowego i wodorotlenku sodu.

Kwas siarkowy jest niebezpieczną substancją chemiczną. W stężeniach, których potrzebujemy, jest żrący dla oczu, układu oddechowego i skóry. Szybko przeżera ubrania i niezabezpieczone powierzchnie. Możesz pobrać arkusz danych bezpieczeństwa materiału (MSDS) w formacie PDF z m.ciop.pl/CIOPPortalWAR/file/91621/20210122101216&Chempyl-zalecenia-kwas-siarkowyVI.pdf lub chempur.pl/pliki/karty_2023/kwas_siarkowy_VI_98.pdf.

Proces wytrawiania wykorzystuje 2% roztwór wodny wodorotlenku sodu, który jest żrącą zasadą (o czym mówi nawet dawna nazwa „soda żrąca"), dość szkodliwą dla skóry, a zwłaszcza oczu. Pobierz PDF jego MSDS z chempur.pl/pliki/karty_charakterystyk/sodu_wodorotlenek.pdf.

W tym artykule zalecam stosowanie podejścia „5 razy pomyśl, raz zrób" („take 5") przed każdą operacją z użyciem chemikaliów:



1. STOP przed rozpoczęciem każdej czynności. Rozważ wszystkie aspekty, w tym Twoją gotowość.
2. PRZEMYŚL to, co musisz osiągnąć i rozważ, co może pójść źle lub spowodować problem.
3. IDENTYFIKUJ potencjalne zagrożenia dla siebie, innych i środowiska wokół Ciebie. Jakie jest potencjalne ryzyko?
4. ZAPLANUJ, jak wykonać zadanie, minimalizując zagrożenia. Należy przewidzieć środki awaryjne na wypadek rozlania się substancji itp.
5. KONTYNUUJ

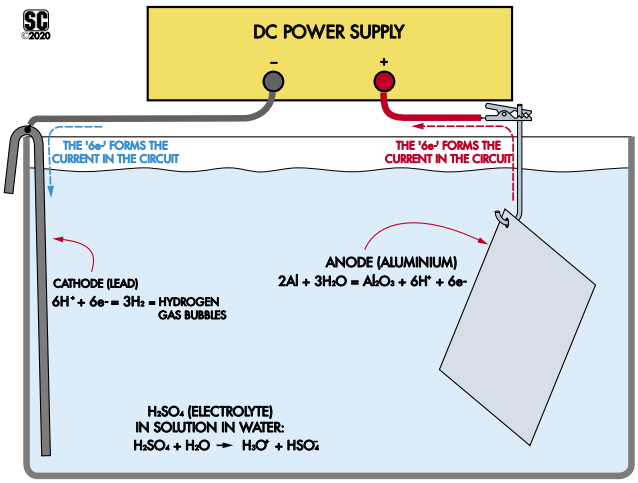
Dlaczego więc potrzebujemy kwasu?

Okazuje się, że kwas siarkowy jest niezwykle użytecznym odczynnikiem i substancją chemiczną, która występuje w wielu procesach przemysłowych i w życiu codziennym. Jest on produkowany i używany w dużych ilościach na całym świecie. Chociaż kwas siarkowy ma przede

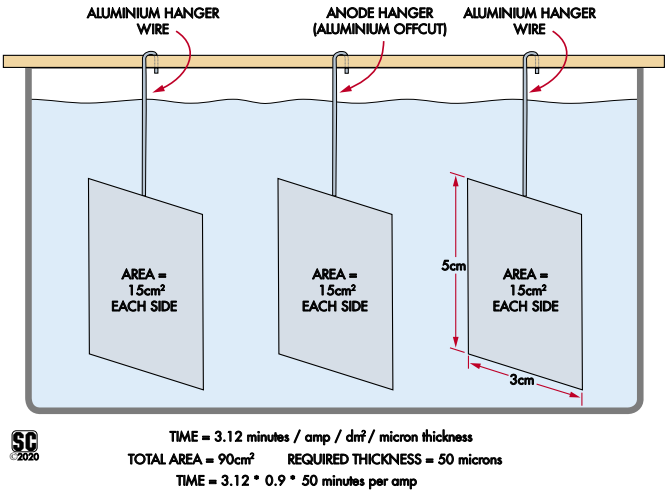


Wodorowęglan sodu (po prostu soda oczyszczona) jest łatwo dostępny w sklepach spożywczych i supermarketach, ponieważ jest szeroko stosowany w kuchni.

eprasa.pl b57b883d17



Rysunek 1. Podstawowy układ do anodowania aluminium. Część przeznaczoną do anodowania podłącza się do szyny „+”, natomiast ołowianą katodę podłącza się do szyny „–”



Rysunek 2. W ten sposób można anodować kilka sztuk jednocześnie (uwaga, rysunek uproszczony, nie pokazano 4-ch katod: pomiędzy elementami i na zewnątrz nich). Zsumuj całkowitą powierzchnię (uwzględnij obie strony!), aby obliczyć wymagany czas i prąd.

wszystkim zastosowanie przemysłowe, można go również znaleźć w produktach codziennego użytku w gospodarstwie domowym, takich jak środki do czyszczenia kanalizacji i nawozy.

Przed rozpoczęciem pracy należy uzyskać i zapoznać się z kartami charakterystyki (link powyżej) dla kwasu siarkowego, wodorotlenku sodu i, jeśli się go używa, wodorosiarczanu sodu (chempur.pl/pliki/karty_charakterystyk/sodu_wodorosiarczan_bezwodny.pdf). Bez dążenia do powielania kart charakterystyki, kluczowe wiadomości to:

- **kontakt ze skórą** – jeśli kwas siarkowy wejdzie w kontakt ze skórą, natychmiast nieprzerwanie przez co najmniej 30 minut delikatnie spłukuj polane miejsce letnią wodą. Natychmiast zasięgnij porady lekarza.
- **Kontakt z oczami** – jeśli kwas siarkowy dostanie się do oczu, natychmiast przez co najmniej 30 minut przepłukuj oko (oczy) wodą. Natychmiast zasięgnij porady lekarza.
- **Połknięcie** – w przypadku połknięcia kwasu siarkowego natychmiast wypłucz usta wodą. Nie wywołuj wymiotów. Stale płucz usta wodą i jak najszybciej zwróć się o pomoc lekarską.
- **Wdychanie** – w przypadku wdychania aerozoli kwasu siarkowego należy natychmiast szukać świeżego powietrza i pomocy medycznej.
- **Rozlanie** – w przypadku rozlania kwasu należy najpierw sprawdzić, czy nie dostał się na Ciebie lub inne osoby. Jeśli tak, najpierw należy się tym zająć. Małe ilości kwasu siarkowego można zneutralizować za pomocą wodorowęglanu sodu, który po zneutralizowaniu kwasu można usunąć.

Wymagane są środki ochrony osobistej. Zalecenia dotyczące pracy z tymi chemikaliami obejmują:

- okulary ochronne typu szczelnego, przeciwodpryskowego,
- rękawice nitrylowe, które należy zmieniać za każdym razem, gdy dotyka się naczyń zawierających kwas lub zasadę,
- kombinezony lub ubrania, w których nie przeszkadza kilka dziur oraz
- mycie rąk zawsze po opuszczeniu miejsca pracy.

Wskazówka dotycząca bezpieczeństwa:

Zawsze przechowuj kwas w dodatkowym szczelnym kwasoodpornym pojemniku (nie musi być zamknięty), więc jeśli dojdzie do awarii Twojego pojemnika z kwasem, rozlany płyn pozostanie zlokalizowany. W tym celu wystarczy umieścić pojemnik z kwasem w nieco większym naczyniu.

Mamy nadzieję, że w tym momencie nasi Czytelnicy dowiedzieli się o materiałach, z którymi pracujemy, i ustalili bezpieczne miejsce pracy. Przejdźmy teraz do samego procesu.

Co się dzieje podczas procesu anodowania?

Nie obawiaj się, to tylko tyle chemii, ile jest niezbędne. Ponieważ anodowanie aluminium jest procesem elektrochemicznym, musimy zastanowić się, co dzieje się podczas reakcji na anodzie (czyli przedmiocie w kąpieli) i na katodzie. **Rysunek 1** pokazuje ogólny schemat.

Na anodzie: $2\ Al + 3\ H_2O - 6\ e^- => Al_2O_3 + 6\ H^+$

Na katodzie: $6\ H^+ + 6\ e^- => 3\ H_2$

Sumarycznie: reakcja utleniania anodowego to:

$2\ Al + 3\ H_2O => Al_2O_3 + 3\ H_2$

Al_2O_3 jest produktem przekształcenia glinu znajdującego się na powierzchni przedmiotu. Na katodzie powstaje gazowy wodór (H_2), który może być widoczny w postaci pęcherzyków – dlatego zdecydowanie **nie wolno palić nigdzie w okolicy i należy zadbać o wyeliminowanie iskier elektrycznych**. Ponadto pęcherzyki wodoru powodują tworzenie się aerozolu roztworu kwasu siarkowego w pobliżu katody, więc zachowaj skrajną ostrożność w „przyglądaniu się” przebiegowi reakcji – **okulary, maska są niezbędne**.

Elektrolit, zazwyczaj kwas siarkowy, nie jest zużywany w reakcji anodowania. Dlatego też kąpiel kwasowa może być wielokrotnie używana.



Acetonu używamy do oczyszczenia przedmiotu z wszelkich tłustych śladów, jest on łatwo dostępny w sklepach z farbami lub supermarketach. Możesz również użyć benzyny ekstrakcyjnej, ale jest skrajnie łatwopalna.



Wodorosiarczan sodu, dość droga alternatywa dla kwasu siarkowego, jest również łatwo dostępny – dobrym źródłem zakupu jest lokalny sklep z akcesoriami do basenów, gdzie jest sprzedawany jako Regulator pH lub Zakwaszacz.

eprasa.pl b57b883d17

Anodowanie przekształca bardzo cienką część powierzchni przedmiotu w tlenek glinu. W procesie opisanym w tym artykule powstaje warstwa o grubości 25–50 mikrometrów, co zwykle prowadzi do nieznacznej zmiany wymiarów przedmiotu.

Tlenek glinu narasta na powierzchni utlenianej części, tworząc sześciokątną (heksagonalną), przypominającą plaster miodu, strukturę. Struktura ta jest drobnoziarnista, ale silnie porowata, z porami w kształcie kanalików, dlatego może łatwo adsorbować barwniki w procesie barwienia. Więcej informacji znajdziesz tu: alufinish.pl/pliki/dokumenty/kompendium_anodowanie_iii.pdf.

Tak więc po anodowaniu przedmiotu możemy wykorzystać tę strukturę i zastosować ją do zmagazynowania barwników.

Czas anodowania

Zobaczyliśmy właśnie, że anodowanie jest chemiczną przemianą na powierzchni przedmiotów aluminiowych, spowodowaną przez zewnętrzne źródło prądu. Jak duże jest więc zapotrzebowanie na prąd i jak długo trwa proces?

Natężenie prądu, wymagane do anodyzacji, ma wpływ na rodzaj uzyskanej powłoki. Jest to zmienna, z którą trzeba będzie poeksperymentować. Jako punkt wyjścia przedstawię kilka zasad i wyników moich doświadczeń:

- niższe temperatury i wyższe napięcia (aby osiągnąć wymagany prąd) mogą prowadzić do bardzo grubych powłok tlenkowych,
- rodzaj stopu aluminium i ewentualne zanieczyszczenia mają wpływ na rezultat,
- grubość warstwy tlenkowej jest w dużej mierze funkcją czasu trwania anodowania,
- jeśli używasz źródła napięcia zamiast źródła prądu, prąd będzie się zmieniał w trakcie procesu.

Pamiętaj, że anodowanie polega na reakcji elektrochemicznej, a prąd pobierany w procesie jest wynikiem reakcji, w której poruszają się jony. Tak więc znacznie lepsze jest monitorowanie prądu niż napięcia, ponieważ daje to pewien wpływ na proces chemiczny.

Jedną z często stosowanych zasad do określenia wymaganego prądu jest „zasada 720", gdzie:

czas anodowania w minutach = (pożądana grubość warstwy w milsach ×720) : (amperów/ft^2)

Przeliczając to na jednostki metryczne otrzymujemy regułę 3,12 (prawie **π**, ale nie całkiem!):

czas anodowania w minutach = (pożądana grubość warstwy w mikrometrach ×3,12) : (amperów/dm^2)

Tak, używamy decymetra kwadratowego (dm^2) jako jednostki powierzchni. Jeden decymetr kwadratowy to 100 cm^2, np. kwadrat 10×10 cm.

W jednym z moich testów użyłem trzech kawałków aluminium o powierzchni 30 cm^2 każdy (patrz rysunek 2).

Tak więc miałem łącznie 90 cm^2 lub 0,9 dm^2 powierzchni.

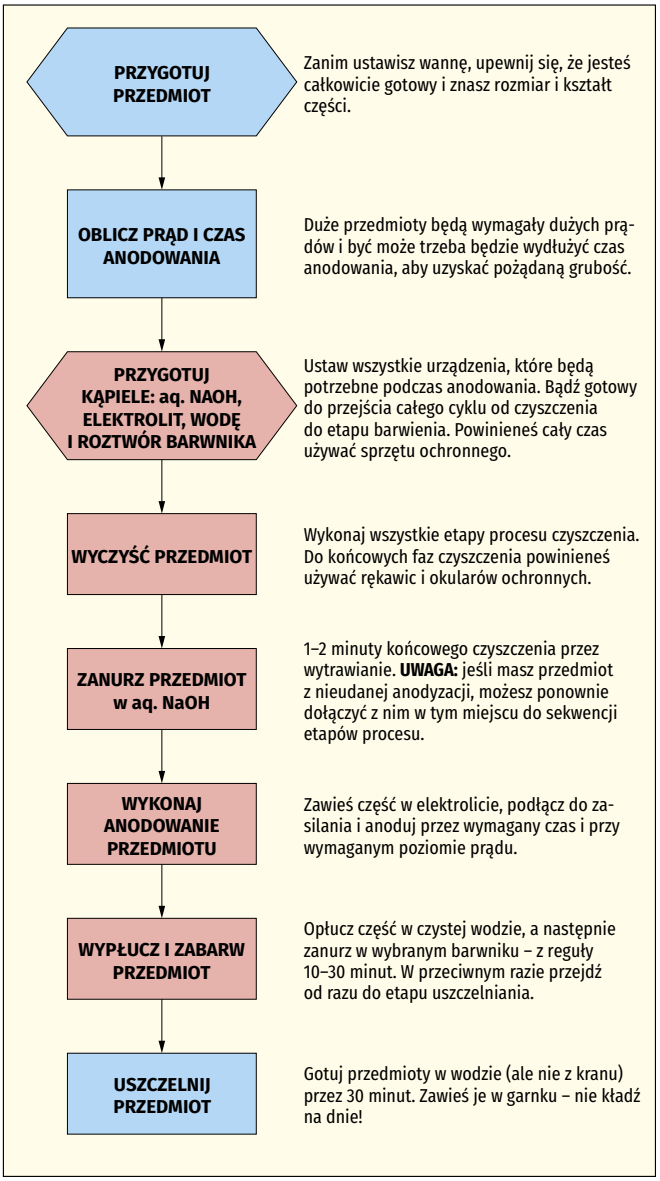
Chciałem uzyskać powłokę o grubości 50 mikrometrów, więc obliczenia były następujące:

$$Czas\left[min\right] = \frac{3{,}12 \cdot Powierzchnia\left[dm^2\right] \cdot Grubość\left[\mu m\right]}{Prąd\left[A\right]}$$

czas anodowania w minutach = 3,12 × 50 × 0,9 : [A]

Wychodzi zatem 140 minut (50 × 3,12 × 0,9) przy prądzie 1 ampera.

Staraj się utrzymać prąd anodowania w granicach 1–3 A na 100 cm^2 anody, choćby z tego powodu, że da Ci to rozsądny czas anodowania części do grubości powłoki tlenkowej około 20–50 mikrometrów.



UWAGA: Sprzęt ochronny wymagany na wszystkich etapach procesu oznaczonych na czerwono!

Rysunek 3. Schemat blokowy wyjaśniający wszystkie etapy niezbędne w procesie anodyzacji. Barwienie przedmiotów nie jest niezbędne, nie jest nawet bezwzględnie konieczne uszczelnianie – ale przedmioty będą miały twardszą powierzchnię, jeśli to zrobisz! Stosuj się do uwag związanych z wyposażeniem zapewniającym bezpieczeństwo – są one dla TWOJEJ ochrony!

Zauważ, że dla dużych części może to wymagać źródła prądu o bardzo wysokim natężeniu.

Nie próbowałem anodować całych obudów, ale jeśli zasilacz nie może dostarczyć wymaganego prądu, wystarczy anodować przy najwyższym dostępnym ustawieniu prądu i pozwolić mu działać tak długo, jak to konieczne.

Proces – kolejność operacji

Rysunek 3 pokazuje podstawowy przebieg procesu anodowania, wraz z niezbędnymi krokami. Poniżej opisane są one bardziej szczegółowo. Istnieje wiele zmiennych, zwłaszcza w przypadku przedmiotów, które mają być anodowane, i sprzętu, którym dysponujemy.

Kroki obejmują przygotowanie, wykonanie anodowania, barwienie i uszczelnianie. Sugeruję, abyś zaczął od małej skali i wykonał kilka próbnych elementów, zanim przejdziesz do dużych części.

eprasa.pl b57b883d17

Nie będziesz potrzebował całej rolki blachy ołowianej – jest dość droga, więc jeśli możesz ubłagać lub pożyczyć mniejszą ilość (może lokalny budowlaniec lub hydraulik?), będzie lepiej i taniej!





Drut aluminiowy jest powszechnie dostępny w lepszych sklepach z narzędziami – jest sprzedawany jako drut do spawania „TiG".

Pamiętaj, że duże części będą wymagały dużych wanien i mocnych zasilaczy, a także dużej ilości kwasu.

Elektrolit do kąpieli anodującej

Chociaż nie jest to powszechnie stosowane, możliwe jest anodowanie przy użyciu jako elektrolitu wodnego roztworu wodorosiarczanu sodu, zamiast kwasu siarkowego. Przeprowadziłem kilka testów z użyciem wodorosiarczanu sodu i otrzymałem identyczne wyniki.

W Internecie nie ma zbyt wielu dyskusji na temat tej alternatywy. Niektórzy komentatorzy sugerowali, że kąpiel chemiczna może wymagać regularnej wymiany, w przeciwieństwie do kwasu siarkowego, gdzie ta sama kąpiel może być przechowywana i używana wiele razy.

Podejrzewam, że mogą mieć słuszność, ale dla kilku testów, które przeprowadziłem, dało to doskonałe wyniki.

Jeśli masz problemy ze znalezieniem kwasu siarkowego i chcesz przeprowadzić tylko kilka eksperymentów, jest to realna opcja, ponieważ materiały są dostępne w lokalnym sklepie z akcesoriami lub sprzętem do basenów.

Wodorosiarczan sodu jest niedrogi, a jeśli nie planujesz założyć fabryki, to ewentualna krótka żywotność kąpieli elektrolitycznej nie jest dużym problemem.

Etapy przygotowania elektrolitu – kwas siarkowy

1. Kup standardowy kwas akumulatorowy. Ja kupiłem jakiś o masie właściwej 1,28 g/cm^3, czyli o stężeniu około 36%, i rozcieńczyłem go do stężenia 10–15%. Dodaj kwas do wody!
2. Wybierz pojemnik do kąpieli anodującej. Upewnij się, że jest on znacznie głębszy niż wymiary Twojego przedmiotu, może być łatwo przenoszony i łatwo opróżniany.
3. Wypełnij go wodą dejonizowaną/destylowaną do 2/3 głębokości kąpieli.
4. Następnie (i jest to ostatni raz, kiedy o tym wspominam) załóż sprzęt ochrony osobistej, dodaj kwas do wody, wypełniając wannę do ostatecznej głębokości. NIGDY nie należy dodawać wody do kwasu, ponieważ może to doprowadzić do zagotowania wody i rozprysków!

Przygotowanie elektrolitu – wodorosiarczan sodu

Kroki są takie same, jak powyżej, ale musisz dodać 20% wagowo kryształków wodorosiarczanu sodu do wody, aby uzyskać ostateczny roztwór. Jeśli więc chcesz uzyskać 5 litrów elektrolitu, dodaj 1 kg kryształów wodorosiarczanu sodu do 4 litrów wody. Zauważ jednak, że w ten sposób otrzymasz nieco mniej niż 5 litrów roztworu



Ja zrobiłem te „wieszaki" na katody ze skrawków aluminium. Pasują one do krawędzi wanny, a aluminiowe druty zwisają z nich w dół.

– szczerze mówiąc, uprościłem sobie pracę i dolałem dodatkowo trochę wody, aby uzupełnić kąpiel do 5 litrów.

Odkryliśmy, że kryształki rozpuszczały się dość wolno. W końcu jednak zniknęły.

Zauważyliśmy, że kąpiel z wodorosiarczanem sodu była mniej przezroczysta niż kąpiel z kwasem siarkowym. Podejrzewam, że przyczyną była kiepska czystość chemikaliów basenowych, podczas gdy kwas akumulatorowy ma zwykle bardzo wysoką czystość.

Kąpiel była nieco mętna, choć po kilku procesach anodowania nieco się wyklarowała. Twoje doświadczenie może być inne.

Zauważ, że kiedy używasz wodorosiarczanu sodu, prawdopodobnie na katodzie wytworzy się i osadzi siarczan sodu. Więc może być konieczne czyszczenie katody po kilku elektrolizach lub może się okazać, że trzeba stosować coraz wyższe napięcie, aby uzyskać wystarczające natężenie prądu.

Przygotowanie katody

Katody mogą być zarówno aluminiowe, jak i ołowiane. Aluminium nie będzie trwałe, ale ołów w małych kawałkach może być trudny do zdobycia. Kopiąc na tyłach starej szopy zwykle można znaleźć kilka arkuszy ołowiu, który jest powszechnie stosowany do obróbki blacharskiej na dachach wokół kominów. Możesz również być w stanie dostać w swoje ręce ołowiane ciężarki – przeciwwagi bez wydawania za dużo.

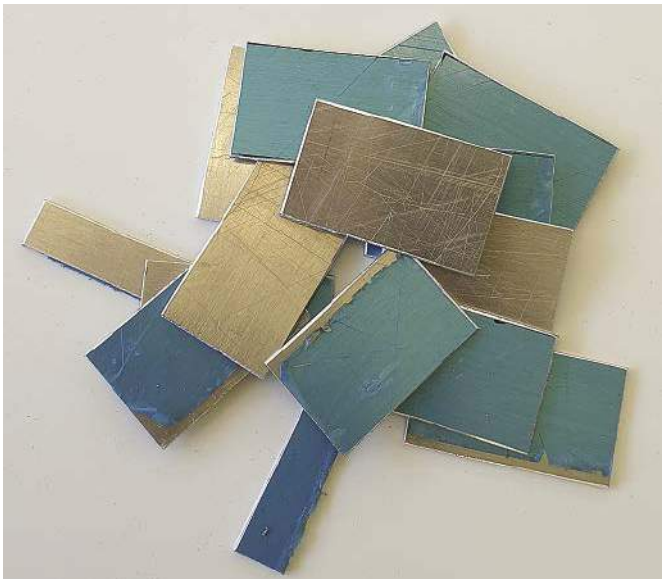


Wykończenie powierzchni twoich części przed anodowaniem zadecyduje, jak będą wyglądać na końcu. Po anodowaniu powierzchnia jest chroniona przez twardą warstwę tlenkową. Poświęć te dodatkowe pięć minut przed anodowaniem, aby uzyskać perfekcyjne wykończenie.

eprasa.pl b57b883d17



Ołów jest świetną katodą. Blacha ołowiana nie jest ładna, zwłaszcza po użyciu, ale to nie przeszkadza – możesz jej używać wielokrotnie.



Po prawej: to kilka kawałków złomu, które wykorzystałem do przetestowania moich procesów anodowania i stosowanej chemii. Zawsze warto wykonać wiele prób na ścinkach i skrawkach, aby uzyskać prawidłowy czas, skład kąpieli i jej temperaturę przed „prawdziwą pracą".

Łatwo poznasz ołów, kiedy go znajdziesz, po ciężarze, plastyczności i łatwości pobrudzenia się (nazwa ołówek skądś się wzięła!), zwłaszcza, jeśli jest stary. Jest dobrą praktyką, aby solidne wyszorować ołów szczotką, co sprawi, że będzie gotowy do użycia. Powierzchnia katody powinna być mniej więcej taka sama lub nieco większa, jak powierzchnia utlenianego przedmiotu, choć nie jest to krytyczne.

Jeśli chcesz kupić trochę ołowiu, jest on dostępny w sklepach z narzędziami i artykułami budowlanymi, ale możesz być zmuszony do kupienia więcej niż chcesz, a nie będzie to tani zakup.

Przyjazna rozmowa z lokalnym hydraulikiem lub dekarzem może być opłacalną alternatywą, zwłaszcza jeśli ułatwi ją sześciopak ulubionego napoju hydraulika.

Po prostu wyciąłem i wygiąłem arkusz ołowiu, aby dopasować go do mojego zbiornika. Upewnij się, że połączenie z katodą jest poza elektrolitem, w przeciwnym razie przewody bardzo szybko ulegną korozji i mogą zanieczyścić kąpiel kwasową.

Pomimo, że katoda się „brudzi", nie jest zużywana w tej reakcji, więc może być używana wielokrotnie.

Jak wspomniano powyżej, jeśli ołów jest zbyt dużym kłopotem, gruba, ciężka folia aluminiowa, taka jaką można znaleźć na pojemnikach z jedzeniem na wynos, również się sprawdza.

Bez problemu użyłem jej w moich pierwszych testach. Gdybyś przypadkiem miał zapas blachy tytanowej, byłoby to idealne rozwiązanie.

Niestety, mój osobisty odrzutowiec potrzebuje wszystkich swoich tytanowych części!

Jak zapewne się domyślasz, katoda będzie podłączona do ujemnego zacisku Twojego zasilacza DC.

Przygotowanie przedmiotów

Przygotowanie jest absolutnie najważniejszym krokiem, jeśli chodzi o wykończenie, jakie otrzymasz na swoich elementach. Anodowanie wytwarza kilkunasto-kilkudziesięcio mikrometrowej grubości warstwę tlenku glinu, która w żaden sposób nie ukryje rysy czy wgniecenia. Barwienie części po prostu zmienia kolor, i nie zrobi nic, aby ukryć wady lub skazy. Jeśli poświęcisz tylko pięć minut na przygotowanie części, będziesz mógł to bez trudu zauważyć na końcu!

Jeśli jednak odrestaurowujesz stary pojazd i chcesz poddać anodowaniu stare aluminiowe części, które zostały oczyszczone, zwykłe anodowanie z pewnością ochroni tę część przed otaczającym środowiskiem i zapewni trwałość całej Twojej ciężkiej pracy.

Istnieje kilka kroków, aby przygotować części do anodowania:

1. wykonaj elementy (jeśli nie zostały jeszcze wykonane),
2. przygotuj powierzchnię,
3. wyszoruj,
4. oczyść z oleju i smaru,
5. wytraw powierzchnię, aby usunąć resztki poprzedniego anodowania.

Przedstawimy te czynności w skrócie.

Wykonanie elementów

Jeśli wykonujesz części samodzielnie, dobrze jest upewnić się, że istnieje dogodnie zlokalizowany otwór, który może być użyty do zawieszenia części podczas procesu anodowania.

W przypadku części demonstracyjnych, po prostu wywierciłem mały otwór w rogu. Ale możesz nie mieć takiego luksusu w przypadku swojego przedmiotu!

Konieczne jest zapewnienie dobrego kontaktu elektrycznego pomiędzy drutem do zawieszania a detalem.

Jedną z opcji, którą zastosowaliśmy w przeszłości, jest wywiercenie otworu na wieszak w miejscu, które będzie ukryte przed wzrokiem w końcowym zastosowaniu, i zrobienie haczyków typu „spinacz do papieru" z drutu aluminiowego, które będą przechodzić przez ten otwór i pozwolą zawieszać przedmiot w wannie.

Przygotowanie powierzchni

Pierwszym etapem przygotowania jest zapewnienie, że powierzchnia jest wolna od zarysowań i wgnieceń. Zaczyna się to już podczas wykonania. Tak samo jak w przypadku malowania powierzchni, należy użyć materiału wolnego od rys i wgnieceń, uważać, aby usunąć ewentualne znaczniki i rysy pomiarowe, i nie pozostawiać śladów narzędzi na przedmiocie.

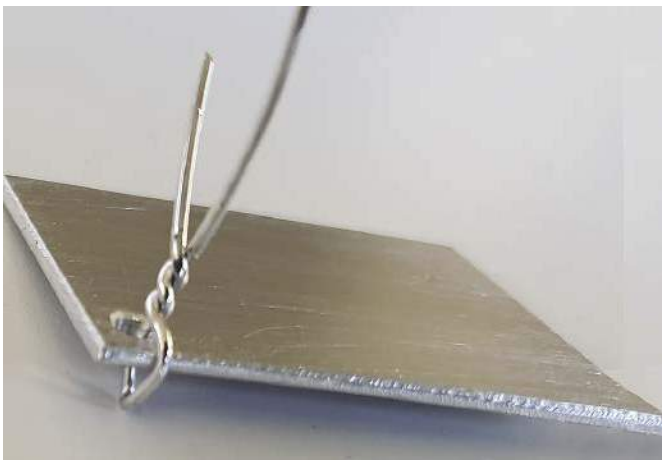
Wykończenie krawędzi wymaga albo czystych cięć (na przykład przy użyciu gilotyny lub lasera), albo trzeba spiłować i przeszlifować krawędzie na gładko.

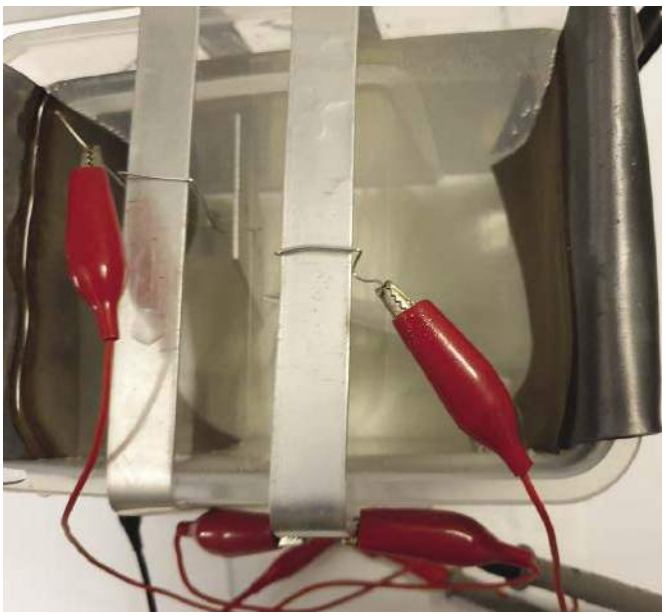
Podczas opiłowywania należy pamiętać, że trzeba używać początkowo grubego, a na końcu drobnego pilnika, a prawdopodobnie będzie trzeba zakończyć papierem ściernym, też o zmniejszającym się uziarnieniu, aby uzyskać gładką krawędź.

Szorowanie

Gdy części są już wykonane i w zadowalający sposób wykończone, należy je oczyścić z wszelkich zanieczyszczeń powierzchni.

eprasa.pl b57b883d17





Uzyskanie dobrego połączenia elektrycznego z przedmiotami jest bardzo ważne. Nie jest to jednak tak łatwe, jak mogłoby się wydawać. Naszą główną przyczyną problemów było słabe połączenie przy anodzie. Idealnym rozwiązaniem jest połączenie gwintowane przedmiotu z aluminiowym drutem wieszaka, ale nie zawsze może być stosowane.
Po prawej: zrobiliśmy te „wieszaki", aby podtrzymać małe części – chodzi o to, aby klipsy trzymać z dala od roztworu, aby nie uległy anodowaniu!

O ile powierzchnie nie są świeżo po obróbce (tzn. właśnie zdjąłeś część z tokarki lub frezarki), będziesz musiał bardzo dokładnie oczyścić powierzchnię, w tym usunąć wszelkie istniejące na powierzchni stare warstwy anodowania.

Zazwyczaj odbywa się to poprzez nałożenie na powierzchnię zielonej pasty ściernej, lub użycie drobnego papieru ściernego, i wyszorowanie wszelkich śladów anodyzacji, oleju lub innych zanieczyszczeń powierzchni. Musisz to zrobić energicznie, aby pozostał Ci nieskazitelny i błyszczący przedmiot.

Należy rozpocząć od papieru ściernego o granulacji 400 na sucho i mokro, a potem 800 lub nawet 1200. Powierzchnie, które wykończyłem papierem o granulacji 1200 wyszły bardzo gładkie i czyste. Trzeba uważać, aby szlifować w liniach prostych i nie zostawiać zacieków na powierzchni.

Używanie papieru ściernego pod bieżącą wodą pomaga w utrzymaniu czystości papieru.

Usuwanie oleju i tłustych odcisków palców

W tym momencie należy założyć rękawice. Tym razem chodzi o to, aby nie zanieczyścić części tłuszczem z Twoich palców.

Każdy tłuszcz osadzony na przedmiocie od tego momentu procesu będzie przeszkadzał w procesie anodowania. W jednym z moich testów dotknąłem palcem części i po zabarwieniu było widać, gdzie była dotykana.

Wyczyść część (części) najpierw wodą z mydłem, a następnie acetonem, zwilżając chusteczkę acetonem i przecierając część.

Używaj acetonu w dobrze wentylowanym miejscu, a chusteczki usuwaj ostrożnie, ponieważ jest on łatwopalny. Po wyczyszczeniu, podłącz aluminiowy drut do zawieszenia w kąpieli.

Jak wspomniano powyżej, posiadanie sprytnie umieszczonego otworu, w który można wcisnąć (lub wkręcić) drut, bardzo pomaga. Zrób to w rękawiczkach i upewnij się, że połączenie jest solidne.

Wykonanie połączenia anodowego

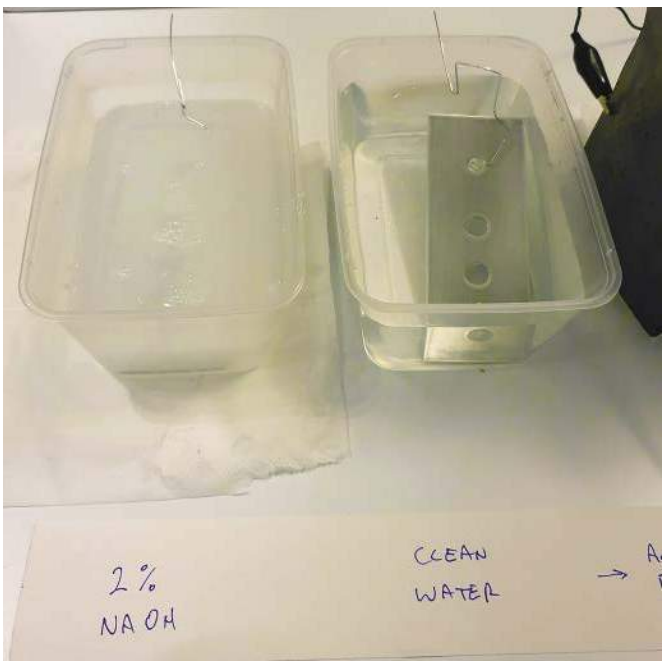
Aby Twoja część stała się anodą, musisz dołączyć kawałek drutu aluminiowego. Dlaczego trzeba użyć drutu aluminiowego? Jeśli włożysz do kąpieli stal lub miedź, proces elektrolityczny rozpuści je bardzo szybko, a w trakcie procesu zanieczyszczenie to prawdopodobnie spowoduje, że anodowanie nie powiedzie się.

Dzięki zastosowaniu drutu aluminiowego można tego uniknąć, a jedynym efektem jest to, że drut wieszaka jest też anodowany w trakcie procesu.

Drut aluminiowy jest dostępny jako drut spawalniczy TiG w sklepie z narzędziami (ja patronowałem mojemu lokalnemu Bunningsowi). Prawdopodobnie będzie on ukryty w dziale narzędzi. Alternatywnie, jeśli masz jakieś ciężkie kable linii energetycznej leżące wokół, mogą one zawierać wewnątrz drut aluminiowy, więc może to być tanie źródło jego zdobycia.

Idealnie, otwór w twojej części powinien mieć odpowiednią średnicę, aby wbić w niego drut TiG, z ciasnym dopasowaniem. Ja użyłem w tym celu wiertła 0,8 mm (do wiercenia w PCB) i zgniotłem drut TiG tak, że był ciasno wciśnięty w ten otwór.

Profesjonalne systemy anodowania używają aluminiowych lub tytanowych wieszaków z klipsami, które mocno trzymają przedmiot.

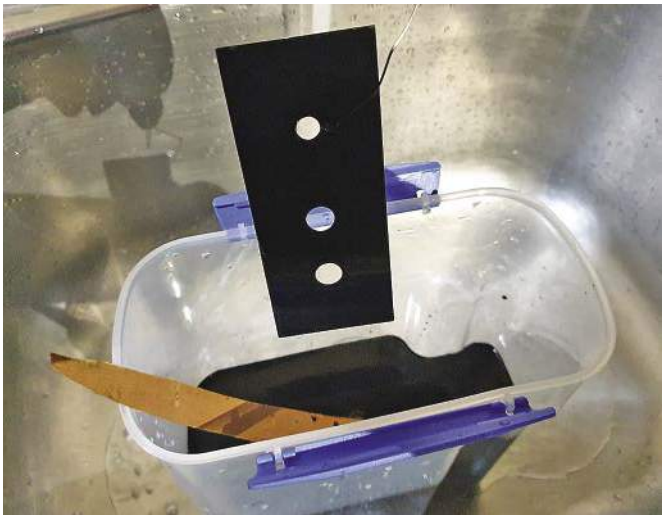


Organizacja miejsca pracy jest bardzo ważna. Tu pokazaliśmy, jak ustawiliśmy wanny do wytrawiania i płukania, aby ułatwić pracę.

eprasa.pl b57b883d17



Ta wanna z zielonym barwnikiem działa szczególnie dobrze. Wygląd przedmiotu – po bardzo krótkim zanurzeniu – pokazuje, że nie wymieszaliśmy prawidłowo proszku barwnika z wodą. Przygotowanie jest ważne.



Do barwienia na czarno użyto specjalistycznego barwnika do anodowania, który sprawdził się znakomicie – znacznie lepiej niż niektóre barwniki do tkanin RIT (patrz tabela poniżej).

Wytrawianie powierzchni elementu

Umieść przedmiot w wodnej kąpieli wodorotlenku sodu na 1–2 minuty, aby usunąć resztki warstwy tlenku. Aby otrzymać tę kąpiel, przygotuj 2% roztwór wodorotlenku sodu w czystej wodzie. To jest około dwóch łyżek czystego NaOH na 500 ml wody.

Podczas tego procesu należy mieć założone rękawiczki i okulary.

Trzymaj swoją część za dołączony drut anodowy; nie wkładaj palców do roztworu nawet w rękawiczkach. Po minucie części powinny już bąbelkować na całej powierzchni, a po dwóch minutach można je wyjąć i przenieść do czystej kąpieli wodnej.

Ta kąpiel wodna usuwa wszelkie pozostałości wodorotlenku sodu, zanim przedmiot trafi do kąpieli anodowej.

Anodowanie

Teraz jesteś gotowy do anodowania swoich detali. Powinieneś mieć przygotowaną wannę do anodowania, z płytą katodową włożoną i podłączoną do zasilania oraz wieszak, który pozwoli Ci zawiesić części w wannie. Wanna powinna zawierać już elektrolit.

Wyjmij części z czystej kąpieli wodnej i wygnij drut wieszaka, aby umożliwić zawieszenie w kąpieli anodowej bez dotykania katody lub innych części nawzajem.

Podczas wieszania części użyj wszystkich środków ochronnych. **Nie wkładaj rąk do elektrolitu, nawet jeśli masz założone rękawice.**

Jeśli upuścisz część, użyj pęsety drewnianej lub podobnej, aby ją wyłowić, a następnie wyczyść ją w wodzie i zacznij od nowa.

Użyj klipsów zaciskowych, aby upewnić się, że istnieje połączenie elektryczne od dodatniego bieguna zasilania do połączenia anodowego na utleniane detale. To może uratować cię przed używaniem później zwykle cenzurowanego języka!

Podłącz zasilanie i ustaw natężenie prądu na żądanym poziomie.

Aby sprawdzić, czy wszystkie części są dobrze podłączone, zdejmij po kolei z każdej z nich przewód zaciskowy i sprawdź, czy zmienia się napięcie zasilania (lub prąd, jeśli używasz zasilacza o stałym napięciu).

Proces anodowania zajmie sporo czasu. W moim przypadku testowym zajęło to dwie godziny. Większość praktycznych elektroliz powinna mieścić się w przedziale 1-2 godzin, ewentualnie więcej, jeśli twoje części mają spore wymiary.

Sprawdzaj od czasu do czasu czy wszystko wygląda OK. **Pamiętaj o założeniu okularów i rękawic za każdym razem, gdy zbliżasz się do kąpieli.** Bądź przygotowany na pozbycie się kilku par rękawic.

Gdy minie czas procesu, wyłów części pęsetą albo wyciągnij za drut, i umieść je w czystej kąpieli wodnej. Części będą miały subtelnie szare wykończenie. Jest to surowa warstwa tlenkowa. Przedmioty są następnie gotowe do barwienia i uszczelniania.

Barwienie

Aby zabarwić części, należy je zawiesić w kąpieli z bejcą. Wymagany czas zależy od tego, jak ciemny ma być kolor, i od samego barwnika. Podczas przygotowywania tego artykułu wypróbowałem wiele różnych barwników z różnym skutkiem. Najbardziej zadowalające wyniki uzyskałem z barwnikami sprzedawanymi specjalnie do barwienia powierzchni anodowanych.

REKLAMA

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

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



REGULATORY DO KOTŁÓW Z PODAJNIKIEM
REGULATORY POGODOWE
- Prosta obsługa, bogate możliwości programowania
- Możliwość dopasowania do każdego kotła i rodzaju paliwa
- Wysoka jakość
- Gwarancja 24 miesiące

www.pwkey.pl

eprasa.pl b57b883d17

Barwnik	Wynik
Klasyczny zielony (eBay)	Bardzo skuteczny (specjalistyczny barwnik po anodowaniu)
Classic Plating Black (eBay)	Bardzo skuteczny (specjalistyczny czarny barwnik do anodowania)
Proszek RIT Tangerine	Sprawdził się znakomicie
RIT Denim Blue w proszku	Bardzo niespójny i niejednolity wynik, choć był to barwnik w proszku; może lepiej działać jako płyn.
RIT Royal Blue płyn	Zadziałało OK
RIT Scarlet Red płyn	Dobrze się sprawdził
DYLON Velvet Black (Coles)	Całkowita porażka
Barwienie solami metali szczawian amonu-żelaza(III) – żółta (złota) dichromian(VI) potasu – żółta lub pomarańczowa nadmanganian(VII) potasu – ciemnobrązowa nadmanganian(VII) potasu + azotan(V) miedzi(II) – czarna siarczan(VI) miedzi(II) – jasnoniebieska siarczan(VI) niklu(II) – jasnozielona siarczan(VI) manganu(II) – jasnoczerwona	Przy jasnym odcieniu stężenie roztworu to 10 g/l wody, czas kąpieli około 15–60 s. W przypadku intensywnego koloru stężenie 50 g/l wody, czas kąpieli około 3–5 minut. Proces przebiega w temperaturze 45–60 stopni, jest to jednak wartość orientacyjna. Obok kilka nieorganicznych substancji barwiących
Niektóre barwniki dają lepsze rezultaty niż inne – a niektóre są całkiem beznadziejne! To naprawdę kwestia prób i błędów (więcej błędów niż prób?).	

Miałem również niezłe wyniki z niektórymi (ale nie wszystkimi) barwnikami, które są sprzedawane do barwienia tkanin.

Spójrzcie na zdjęcia, aby zobaczyć kilka moich próbnych pokryć.

Ogólnie rzecz biorąc, 5–20 minut jest wystarczające do zabarwienia części. Zwróć uwagę, że proces uszczelniania obniża trochę intensywność koloru.

Jeśli w procesie anodowania coś poszło nie tak (najprawdopodobniej z powodu problemu z podłączeniem zasilania), część ta nie przyjmie żadnego koloru w procesie barwienia. Dzieje się tak, ponieważ wadliwa mikrostruktura tlenku glinu (lub jej brak) nie jest w stanie zatrzymać barwnika.

Uszczelnianie przedmiotów

Polega to po prostu na zanurzeniu ich we wrzącej wodzie na 30 minut. To zamyka górną część kanalików komórek porowatego tlenku glinu i zatrzymuje barwnik na miejscu. Jeśli nie farbujesz części, nadal musisz uszczelnić górną część komórek.

Użyj starego garnka z pokrywką. Ja kupiłem swój w lokalnym sklepie za kilka dolarów. Podczas tego procesu uwalnia się trochę barwnika i najlepiej nie plamić drogich naczyń kuchennych.

Wyniki i wnioski

Przeprowadziłem kilka prób na małych kawałkach aluminium, aby przetestować proces i szereg barwników. Stwierdziłem, że proces przebiega dobrze zarówno z kwasem siarkowym jak i z wodorosiarczanem sodu jako elektrolitem.

Wiele z testowanych barwników dało doskonałe kolory. Jest oczywiste, że anodowanie i barwienie może skutkować zarówno rezultatami ochronnymi jak i dekoracyjnymi.

Przy odpowiednim przygotowaniu i zachowaniu ostrożności, proces jest bezpieczny i prosty.

W tabelce po prawej stronie znajduje się moja ocena gamy testowanych barwników, które są dostępne na eBay-u i w lokalnym sklepie.

Załączyłem kilka zdjęć wyników naszych testów, aby pokazać Ci gamę kolorów, które możesz osiągnąć. Zobaczysz na nich kilka rys – to dlatego, że wciąż uczyłem się niektórych sztuczek, które teraz przekazałam Tobie! ■

Phil Prosser

Adaptacja do wydania polskiego – Andrzej Nowicki

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

QUIZ

Transoptory

Transoptor służy do izolacji galwanicznej dwóch układów i jest również nazywany:
☐ optoizolatorem
☐ tranzytronem
☐ fotoizolatorem

W transoptorze wykorzystuje się światło:
☐ niebieskie
☐ czerwone
☐ podczerwone

Zdolność izolacyjna transoptora jest ograniczona przez:
☐ przewodnictwo jonowe
☐ pojemność sprzęgającą
☐ indukcyjność sprzęgającą

Współczynnik przenoszenia prądu CTR określa:
☐ prąd upływu między wyjściem a wejściem
☐ stosunek prądu wejściowego do wyjściowego
☐ stosunek prądu wyjściowego do wejściowego

W miarę wzrostu prądu diody LED współczynnik CTR:
☐ rośnie
☐ maleje
☐ nie zmienia się

W zakresie od 0 do 50°C współczynnik CTR w miarę wzrostu temperatury:
☐ maleje
☐ rośnie
☐ pozostaje mniej więcej stały

Transoptory z fototranzystorem jako detektorem mają czasy przełączania:
☐ ok. 300 ns
☐ ok. 3 µs
☐ ok. 3 ms

Aby skompensować proces degradacji parametrów diod LED w funkcji czasu stosuje się:
☐ transoptor liniowy
☐ transoptor z wbudowanym przedwzmacniaczem
☐ transoptor z tranzystorem Darlingtona

W transoptorze liniowym jako fotodetektor stosuje się:
☐ triak
☐ tranzystor
☐ dwie fotodiody

Transoptory z detekcją przejścia przez zero stosuje się w celu:
☐ zapobiegania powstawaniu dużych prądów rozruchowych
☐ zwiększenia szybkości przełączania
☐ uniknięcia przebicia izolacji galwanicznej

Rozwiązanie znajdziesz na www.elportal.pl/quizy od dnia 05.05.2023.

eprasa.pl b57b883d17



Materiały dodatkowe dostępne są na stronie Silicon Chip: http://bit.ly/3YBLTSQ
Materiały dodatkowe są również dostępne na stronie edw.elportal.pl: https://bit.ly/3J9ogeB

DIY **piec do lutowania rozpływowego** z regulacją PID

Ten tani i łatwy w budowie piec rozpływowy umożliwia lutowanie płytek drukowanych z mnóstwem elementów do montażu powierzchniowego. Jego budowa nie kosztuje dużo, za to pozwala zastosować do płytek PCB precyzyjny profil temperaturowy, podobnie jak profesjonalne urządzenia do lutowania rozpływowego kosztujące tysiące dolarów! Może być również używany do „starzenia", sezonowania, wygrzewania bądź suszenia komponentów, utwardzania kleju, żywicy lub farby albo innych zadań, w których trzeba utrzymać coś w stabilnej, podwyższonej temperaturze przez określony czas.

Jest kilka powodów, dla których komponenty SMD są stosowane tak powszechne, do tego stopnia, że bardzo trudno jest uniknąć ich wykorzystania.

Wynika to z potrzeby tworzenia coraz mniejszych wyrobów, oraz niższych kosztów masowej produkcji tych części i płytek, które je wykorzystują. W wyniku tych i innych czynników, większość producentów podzespołów elektronicznych nie wypuszcza nowych produktów inaczej, jak w obudowach do montażu powierzchniowego.

Jeśli masz młode oczy, mikroskop warsztatowy lub dobre szkło powiększające i trochę cierpliwości, teoretycznie nie jest to dla Ciebie taki problem. Tak więc, chociaż jesteśmy świadomi, że elementy do montażu powierzchniowego (SMD) stanowią dla niektórych wyzwanie, używamy ich tam, gdzie jest to konieczne.

Ale niektóre z mniejszych pakietów stanowią prawdziwy problem, zwłaszcza te z polami lutowniczymi na spodzie, oraz zestawy bezołowiowe, aby wymienić tylko kilka bardziej irytujących! Te nie mogą być lutowane zwykłą lutownicą.

Jeśli budujesz, lub zamierzasz budować podzespoły z częściami SMD, a zwłaszcza tymi kłopotliwymi w montażu, które nie nadają się do ręcznego lutowania, to ten projekt jest dla Ciebie.

Alternatywnie, jeśli szukasz prostego sposobu na monitorowanie temperatury w elektrycznie ogrzewanym piekarniku, jest to również bardzo przydatne urządzenie do tego zadania.

Cechy

- Oddzielny, samodzielny kontroler przekształca piec tostowy w piec do lutowania rozpływowego
- Profil temperatury ściśle odpowiada standardowym profilom lutowania rozpływowego
- Zamknięta pętla PID (proporcjonalno-całkująco-różniczkująca) sterowania temperaturą przy użyciu termopary i przekaźnika półprzewodnikowego
- Możliwość utrzymania temperatury pieca w dowolnym punkcie z zakresu 20–230°C (np. do „wygrzewania" elementów lub utwardzania farby/kleju/odlewów z żywic termoutwardzalnych)

eprasa.pl b57b883d17

Praca z SMD

Czasami używaliśmy opalarki i gorącego powietrza, aby podgrzać podzespoły i płytkę PCB, aż lut pod IC nie roztopił się i nie wypłynął.

To generalnie działa, ale jest to metoda: uda się albo nie („hit-and--miss"), wymaga sporo umiejętności i może niestety doprowadzić do zniszczenia drogich układów!

Nie tylko to, ale opalarka w oczywisty sposób próbuje zmienić położenie podzespołów SMD na PCB!

W produkcji komercyjnej, płytki te są zazwyczaj lutowane „rozpływowo" w takim czy innym rodzaju pieca.

Ten projekt przedstawia bardziej kontrolowaną alternatywę dla naszych metod brutalnej siły. Podąża śladami innych, którzy użyli piekarnika do tostów jako pieca do lutowania rozpływowego SMD (np. jak opisano w naszym artykule z marca 2008 „Jak lutować elementy do montażu powierzchniowego"; (siliconchip.com.au/Article/1767).

Co to jest lutowanie rozpływowe?

Lutowanie rozpływowe to proces, w którym pasta lutownicza jest nakładana na pola stykowe na płytce PCB, komponenty SMD są umieszczane wyprowadzeniami na tej paście, a następnie cała płytka PCB jest umieszczana w piecu.

W ten sposób płyta jest poddawana profilowi temperaturowemu, w którym następuje podgrzewanie komponentów, a następnie na krótko podnosi się temperaturę, aby stopić mikrokulki lutu w paście, połączyć je ze sobą i utworzyć homogenną spoinę lutowniczą pomiędzy PCB a montowanymi podzespołami.

Cały proces w wykonaniu komercyjnym jest zautomatyzowany, z robotami ładującymi komponenty i piecem rozpływowym posiadającym zaawansowane sterowanie termiczne i zdolność do podnoszenia i obniżania temperatury do (lutowanie) i od (chłodzenie) punktu rozpływu bardzo szybko.

Chociaż byłoby to miłe, nie potrzebujesz mieć aż tak skomplikowanego urządzenia, aby uzyskać dobry efekt. Ten projekt wykorzystuje zwykły piec do tostów, aby umożliwić zlutowanie jednej lub kilku płytek.

Używamy lutu cynowo/ołowiowego i zalecamy, abyście używali go również ze względu na niższe wymagania temperaturowe. Prawdopodobnie możliwe byłoby użycie takiego urządzenia do pracy z lutem bezołowiowym, ale nie wypróbowaliśmy tego.

Nasz piecyk umożliwia przylutowanie praktycznie każdego elementu SMD do płytki PCB, a także obsługę tych kłopotliwych elementów z lutowanymi radiatorami i obudów LCC (*Leadless Chip Carrier, czyli obudów bez wyprowadzeń)*. Możesz równie dobrze lutować zwykłe rezystory, kondensatory czy półprzewodniki. Wspaniałą rzeczą jest to, że można lutować wiele elementów jednocześnie; cała płytka (lub nawet kilka) może być gotowa od razu, w zależności od projektu.

Powinniśmy zaznaczyć w tym miejscu, że niektóre projekty płytek mogą nie nadawać się do lutowania rozpływowego.

Ogólnie rzecz biorąc, aby użyć tej techniki, najlepiej jest mieć miedziane ścieżki rozprowadzone równomiernie na całej płytce PCB. Płytka z dużą płaszczyzną masy po jednej stronie i pojedynczymi, oddalonymi od siebie ścieżkami po przeciwnej nie będzie się nagrzewać równomiernie, więc możesz otrzymać moduł z nie roztopioną pastą lutowniczą na jednym końcu, lub w najgorszym przypadku, nawet spaloną płytką PCB z drugiej strony!

Mimo to, bardzo wiele płytek wypełnionych elementami SMD może być lutowanych w piecu rozpływowym. Jest to więc bardzo przydatne narzędzie.

Prosta metoda

Ze stoperem w ręce, termoparą typu K i odrobiną praktyki, możliwe jest opracowanie arkusza czasowego „grzanie/chłodzenie", który

W tym projekcie wykorzystano sprzęt, który był wcześniej używany w zwrotnicy DSP Crossover (maj-lipiec 2019: www.siliconchip.com.au/Series/335). Jednak oprogramowanie mikroprocesora PIC32 jest, naturalnie, zupełnie inne. Wstępnie zaprogramowane układy wraz z wymaganymi płytkami drukowanymi są dostępne w Silicon Chip online shop (www.siliconchip.com.au/Shop).
Większość pozostałych komponentów powinna być łatwo dostępna u Twojego dostawcy podzespołów, chociaż jest kilka specjalistycznych komponentów, których źródła zakupu są podane na liście części.

Co to jest PID?

Istnieje wiele sposobów regulowania temperatury. Najprostszym jest włączenie grzałki, jeśli temperatura jest poniżej wartości zadanej, w przeciwnym razie wyłączenie jej. Jest to czasami nazywane sterowaniem „albo-albo"; czyli albo włączone, albo wyłączone.

Działa to, ale występuje wiele błędów i wiele przesterowań, ponieważ ten sposób nie uwzględnia, jak daleko od wartości zadanej jest aktualna temperatura, ani jak szybko temperatura zbliża się do wartości zadanej.

Regulator proporcjonalno/całkująco/różniczkujący (PID) eliminuje te niedociągnięcia. Posiada on logikę sterowania temperaturą dla:

- Regulacji proporcjonalnej, czyli liniowo powiązanej z różnicą temperatury aktualnej i zadanej.
- Regulacji różniczkującej, tj. jak szybko zmienia się temperatura; wpływa to na to, jak sterujemy mocą grzania; człon różniczkujący kompensuje przewidywane błędy w przyszłości. Wykorzystuje więc szybkość zmiany temperatury, aby zminimalizować przegrzanie.
- Regulacji całkującej, tzn. sprawdzającej, jak bardzo odczytana temperatura nie osiągnęła celu. Człon całkujący sumuje zaszłe błędy temperatury i wprowadza poprawki do algorytmu, aby minimalizować błąd w dłuższej perspektywie.

Wydaje się to skomplikowane, ale nie martw się. Dostarczone oprogramowanie zajmuje się wszystkimi szczegółami i posiada dobry początkowy zestaw parametrów, które dają przyzwoity punkt wyjścia do ewentualnych Twoich eksperymentów i zmian

Głównym powodem, dla którego używamy algorytmu PID, jest minimalizacja przekroczenia zadanej temperatury. Piekarnik tostowy ma dużą masę oraz bezwładność termiczną, podobnie jak system grzewczy, więc reaguje powoli.

Gdy element jest włączony, przez jakiś czas po jego wyłączeniu temperatura jeszcze rośnie, nawet dość długo. To sprawia, że regulator typu „albo-albo" (dwustanowy) jest bardzo podatny na przegrzanie. Człon różniczkujący w regulatorze PID pomaga nam to zminimalizować.

Pomimo tego, jest prawdopodobne, że twój piekarnik nadal będzie wykazywał pewne przegrzanie. Może się to zdarzyć z kilku powodów; być może użyte parametry PID nie są idealne, ale faktem jest, że parametry mogą być naprawdę dobrane prawidłowo tylko dla jednej zadanej temperatury.

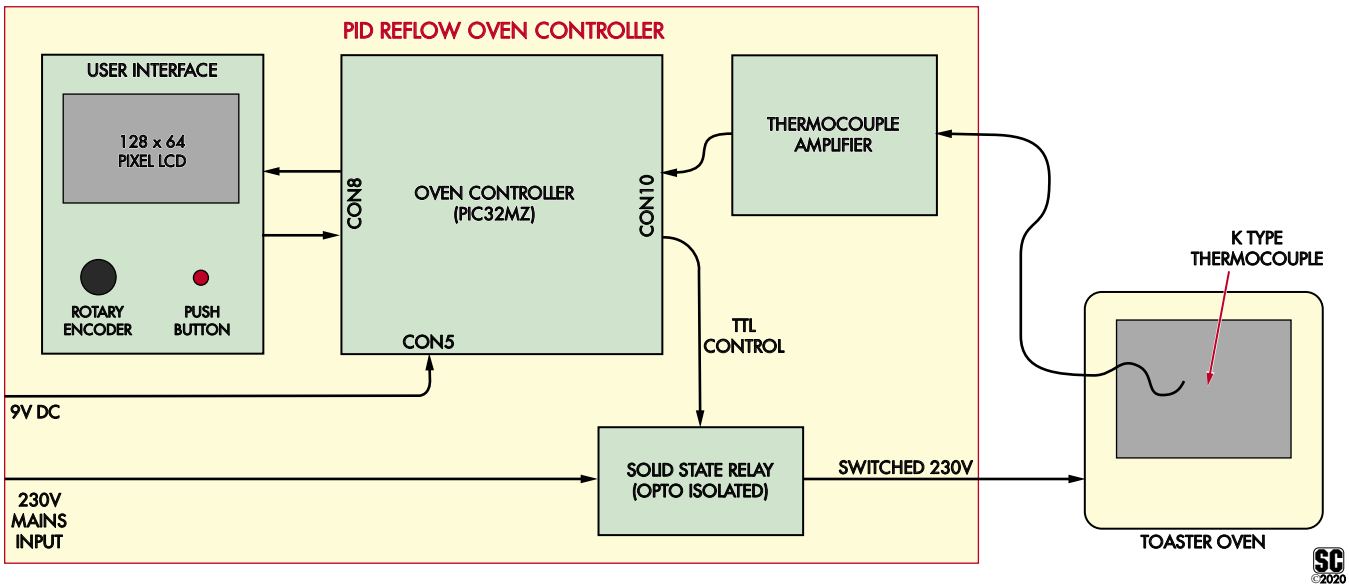
Biorąc pod uwagę, że kluczowe jest unikanie przegrzania w wyższych temperaturach, jest bardziej prawdopodobne, że doświadczysz go przy niższych wartościach zadanych temperatur.

Interfejs użytkownika sterownika pozwala na dobranie zmiennych PID w celu wyregulowania sterownika w przypadku różnych pieców. Wewnątrz naszego oprogramowania sterownika umieściliśmy możliwość modyfikacji w ustawieniach algorytmu PID, które zmniejszają szybkość nagrzewania i zwiększają tłumienie błędów dla temperatur poniżej 100°C, zapobiegając wspomnianym wyżej problemom przekroczenia zadanej temperatury przy niskich jej wartościach.

Wyłączyliśmy również kontrolę PID dla ostatniego etapu – „ekspresowego rozpływu", aby osiągnąć ten etap jak najszybciej (tak szybko, jak to możliwe).

W rezultacie błędy są stosunkowo małe; z pewnością o wiele mniejsze niż te, które produkowałby regulator dwustanowy typu „albo-albo".

eprasa.pl b57b883d17



Rysunek 1. Schemat blokowy przedstawiający podstawowe działanie samodzielnie budowanego pieca do lutowania rozpływowego. Temperatura w piecu jest mierzona przez termoparę umieszczoną wewnątrz i jest przekazywana poprzez wzmacniacz termopary do płyty sterującej zbudowanej z użyciem mikroprocesora PIC. Następnie steruje on temperaturą poprzez włączanie lub wyłączanie zasilania sieciowego grzania pieca za pomocą przekaźnika półprzewodnikowego (SSR).

można wykorzystać do ręcznego lutowania SMD metodą rozpływową. Ale jest to mimo wszystko robione na chybił-trafił, i jeśli przez chwilę nie uważasz, płytka (i często drogie elementy) ląduje w koszu.

Ten projekt wyklucza przypadkowość poprzez użycie do lutowania elektrycznego piekarnika, a komputer sterujący na pewno się nie zagapi!

Co to jest?

Zaprojektowałem sterownik proporcjonalno-całkująco-różniczkujący (PID), który nadzoruje nagrzewanie pieca, ze zdefiniowanymi przez użytkownika temperaturami wygrzewania i rozpływu lutu. Określiłem współczynniki PID, które działają dla mojego pieca testowego, ale są one „przestrajalne" do użycia z Twoim piecem (może się też okazać, że moje wartości działają bez zarzutu). Podstawowa konfiguracja urządzenia jest pokazana na **rysunku 1** schematu blokowego.

Blok sterowania po lewej stronie jest zbudowany przy użyciu płytki wykorzystującej mikroprocesor PIC32MZ, którą stosowaliśmy już w dwóch projektach (więcej o tym później). Mikroprocesor mierzy temperaturę w piekarniku za pomocą termopary typu K i wbudowanego modułu wzmacniacza termoparowego. Półprzewodnikowy przekaźnik sieciowy steruje elementami grzejnymi piekarnika, a całości dopełnia wyświetlacz LCD, dzięki któremu można zobaczyć przebieg procesu; oraz zasilacz wtyczkowy.

Podczas projektowania rozebrałem kilka piekarników, zamierzając zintegrować sterownik z samym piekarnikiem. Jest to oczywiście możliwe, a doświadczeni konstruktorzy mogą przyjąć takie założenie projektowe.

Jednak w przypadku tej konstrukcji zdecydowaliśmy się na rozwiązanie z oddzielnym, samodzielnym sterownikiem z kilku powodów.

Po pierwsze, gdy już dotrzesz do wnętrza pieca, masz do czynienia z wieloma odsłoniętymi elementami pod napięciem, do tego każdy piec będzie inny, więc trudno byłoby nam opisać, jak bezpiecznie to zrobić.

Po drugie, zazwyczaj nie ma izolacji termicznej pomiędzy komorą piekarnika a przestrzenią sprzętową na elementy sterujące. Typowe okablowanie PCW jest przystosowane do temperatury maksymalnie 70°C.

Chociaż niektóre rodzaje przewodów mogą pracować w wyższych temperaturach, nadal nie są w stanie wytrzymać temperatur, w których pracuje piekarnik.

Trzeba byłoby więc starannie wybrać miejsce montażu sterownika i dokładnie zaizolować go od ciepła.

Należy pamiętać, że producenci piekarników stosują wyłącznie przewody w izolacji z włókna szklanego i połączenia zaciskane/zgrzewane. Jest to dobre rozwiązanie w piekarniku, ale nie sprzyja ono modyfikacjom typu „zrób to sam". Postanowiliśmy więc pozostawić piekarnik całkowicie bez zmian.

Jedną z miłych cech tego sterownika, oprócz możliwości śledzenia profilu lutowania rozpływowego, jest możliwość precyzyjnego doprowadzenia pieca do nastawionej temperatury i utrzymania jej wewnątrz. Teraz, gdy mam tę funkcję, często używam jej do utwardzania farb i klejów w temperaturze 60°C.

Jeśli pamiętacie lekcje chemii, to na każde 10°C (lub 10 K) wzrostu temperatury, reakcje chemiczne zazwyczaj zwiększają swoją szybkość dwukrotnie. Jestem niecierpliwy, więc używanie piekarnika do szybkiego utwardzania farb i klejów jest czymś wspaniałym!

Zauważ, że wiele SMD wymaga także, abyś przed lutowaniem wygrzał je w określonej temperaturze przez podany czas, jeśli ich opakowania były otwarte przez więcej niż kilka godzin/dni/tygodni wcześniej. Jest to zwykle wydrukowane na opakowaniu.

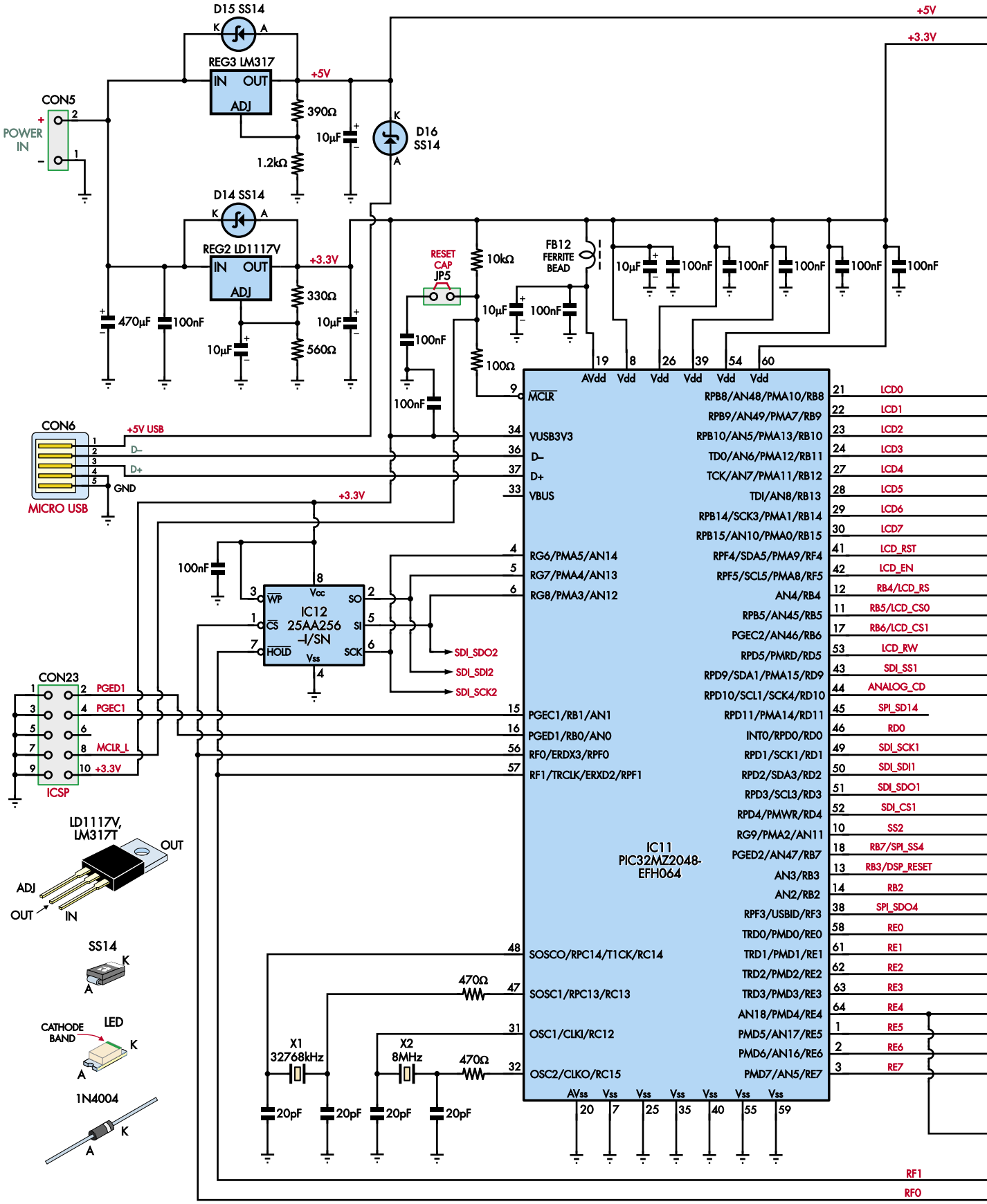
Więc ten piec jest idealny również do tego celu.

Ograniczenia

Jest jedno lub dwa ograniczenia, które uwzględniliśmy w tym projekcie:

- Wybór piekarnika ogranicza szybkość narastania temperatury. Wybraliśmy piekarnik o mocy 1500 W i działa on dobrze. Zalecamy użycie piekarnika o podobnej lub większej mocy i niewielkich gabarytach, ok. 20 litrów pojemności wnętrza.
- Piece z grzaniem obiegowym (wentylatorem) są nieco droższe. Wypróbowaliśmy oba rodzaje i stwierdziliśmy, że piece obiegowe są lepszym wyborem, ale nie na tyle, aby polecić wydanie dodatkowej gotówki. Jednym z ograniczeń pieca obiegowego jest to, że o ile nie zmodyfikujesz pieca, kiedy wyłączymy zasilanie, wentylator obiegowy (konwekcyjny) również się wyłączy.
- Nie zbudowaliśmy „otwieracza drzwi". Po zakończeniu cyklu lutowania, profesjonalne piece w miarę szybko chłodzą płytkę.

eprasa.pl b57b883d17

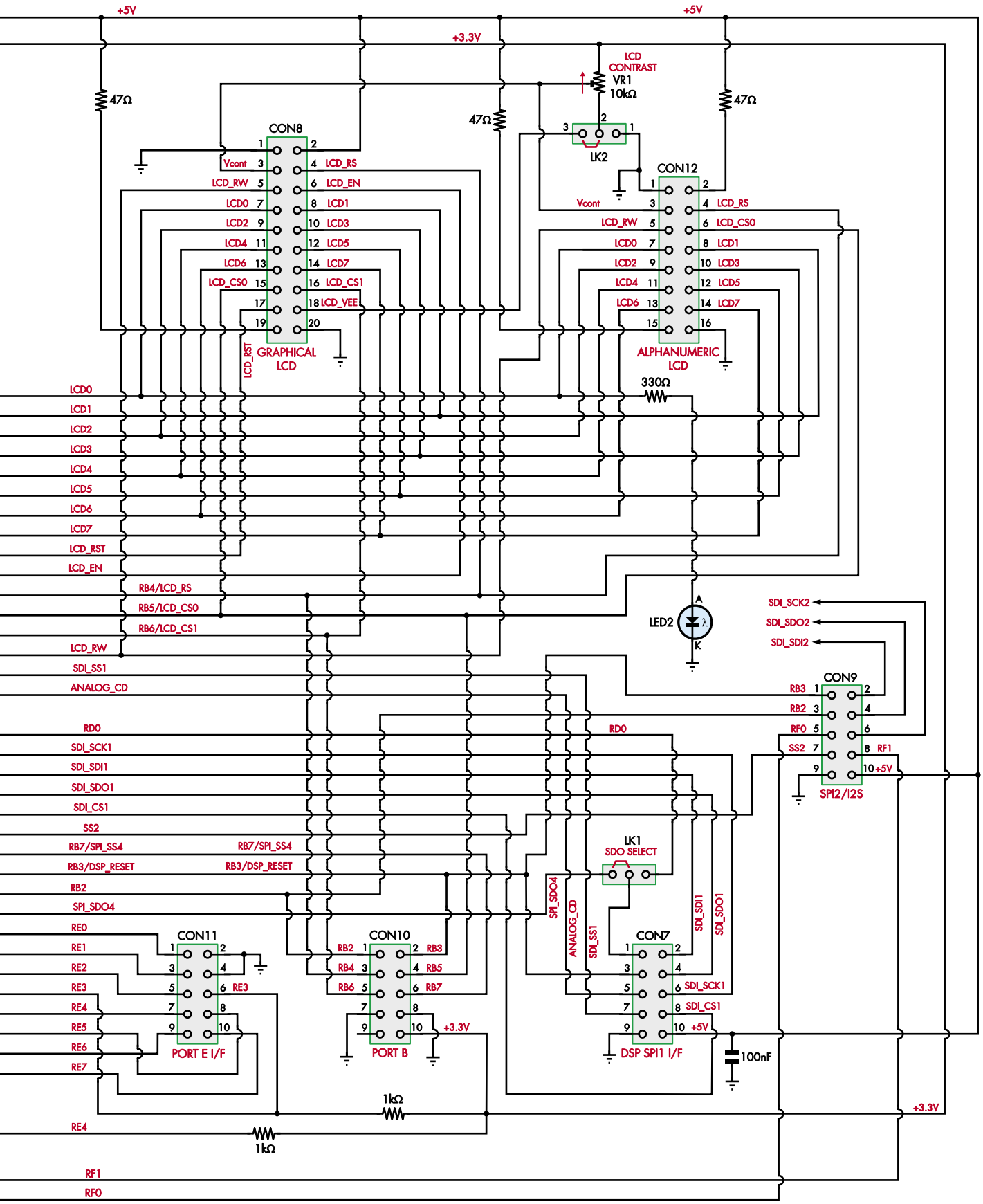


Schemat ideowy płyty mikroprocesora do pieca lutowniczego

Rysunek 2. Obwód płytki sterującej. 32-bitowy mikroprocesor IC11 jest taktowany zegarem 8 MHz na rezonatorze kwarcowym X2 i posiada liczne kondensatory przeciwzakłóceniowe bocznikujące zasilanie. Stabilizowane zasilanie 3,3 V dostarczane jest przez regulowany stabilizator „low-dropout" REG2. Pamięć

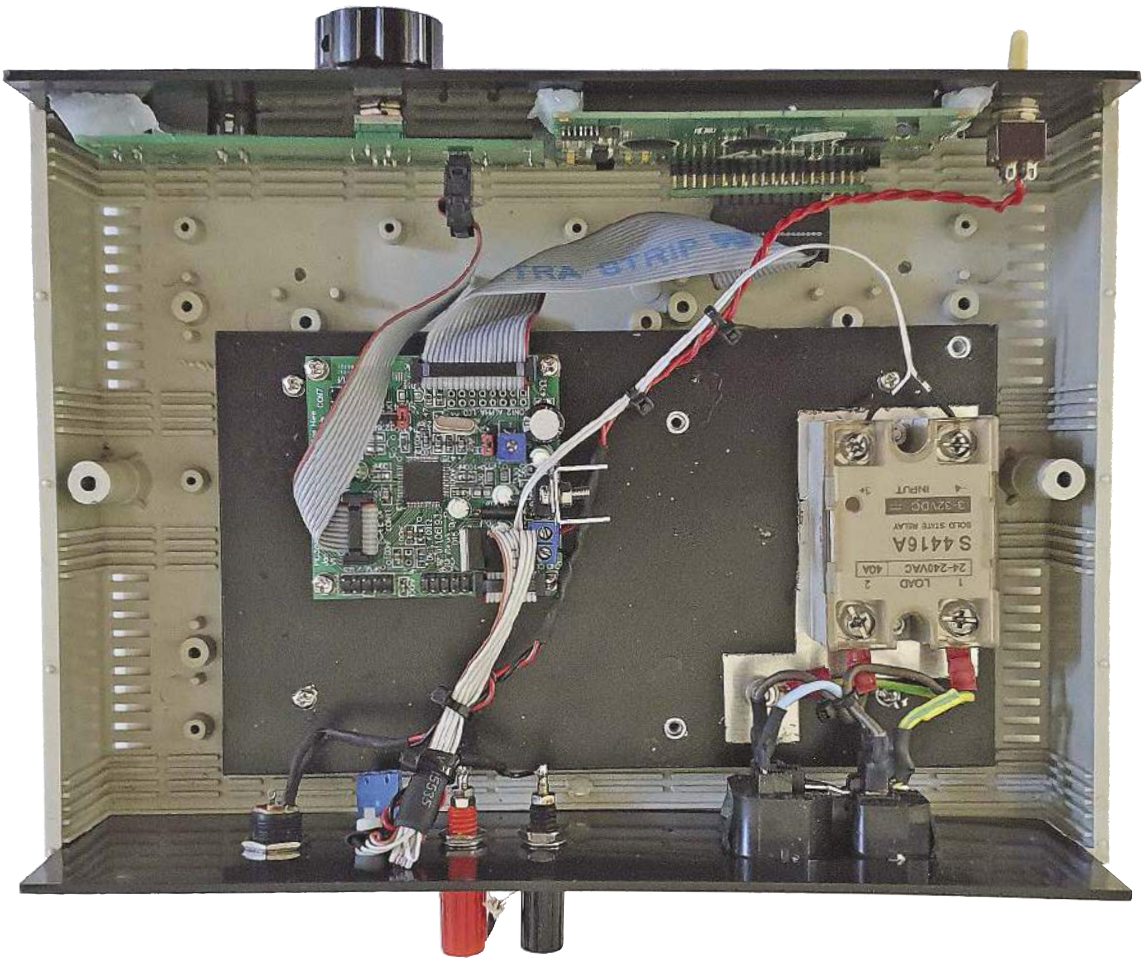
eprasa.pl b57b883d17

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



EEPROM IC12 służy do przechowywania nastaw (parametrów PID, nastaw temperatur itp.). Graficzny wyświetlacz LCD jest podłączony przez złącze CON8, elementy sterujące na panelu przednim przez złącze CON11, a wzmacniacz termopary i SSR przez wspólne złącze CON10.

eprasa.pl b57b883d17



Ta fotografia ma na celu zaostrzenie Twojego apetytu na wykonanie prac w przyszłym miesiącu (kiedy to będziemy składać różne elementy w obudowie). Zauważ, że to zdjęcie zostało zrobione PRZED zamontowaniem preszpanowej osłony bezpieczeństwa. Musi być ona założona, dla Waszego bezpieczeństwa!

W tym projekcie trzeba samemu otworzyć drzwiczki piekarnika na niewielką szerokość. W ten sposób uzyskuje się chłodzenie, które jest wyjątkowo bliskie zalecanemu profilowi temperaturowemu.

Jedną z zalet, którą zauważyliśmy przy używaniu pieców konwekcyjnych (które są w zasadzie tosterami z wentylatorem) jest to, że mają one mniejsze „przegrzewanie" przy niskich nastawach temperatury. Nie jest to duży problem w naszej dedykowanej pracy, ale robi zaskakującą różnicę, jeśli piec pracuje w niższych temperaturach, takich jak 60°C, do szybszego suszenia farby lub utwardzania kleju.

Jednak, aby uzyskać tę korzyść, należy zmodyfikować piec tak, aby miał oddzielne zasilanie sieciowe dla wentylatora, w celu umożliwienia jego pracy przez cały czas, a nie tylko wtedy, gdy element grzewczy jest włączony.

Ze względu na konsekwencje dla bezpieczeństwa, sugerujemy, aby tylko doświadczeni konstruktorzy z dużą praktyką w zakresie okablowania sieciowego podejmowali się tego zadania.

Przekroczenie temperatury w przypadku pieca bez obiegu powietrza, nagrzewanego od 20°C do 60°C, wynosi około 10°C, podczas gdy w przypadku pieca konwekcyjnego z wentylatorem o ciągłej pracy, jest bliższe 3°C. Ustawienie parametrów PID w celu uniknięcia tego zjawiska w przypadku pieca bez wymuszonego obiegu powietrza skutkowałoby bardzo długimi czasami nagrzewania.

Bezpieczeństwo

Ten projekt został opracowany tak, aby zminimalizować ilość okablowania sieciowego, które trzeba wykonać we własnym zakresie. Jedyne przewody sieciowe, jakie musimy poprowadzić, to podłączyć w urządzeniu przekaźnik półprzewodnikowy do podwójnego gniazda sieciowego IEC.

Wszystkie inne części tego projektu działają zasilane napięciem 9 V z zasilacza wtyczkowego, więc większość prac montażowych jest łatwa i bezpieczna.

Wybór piekarnika

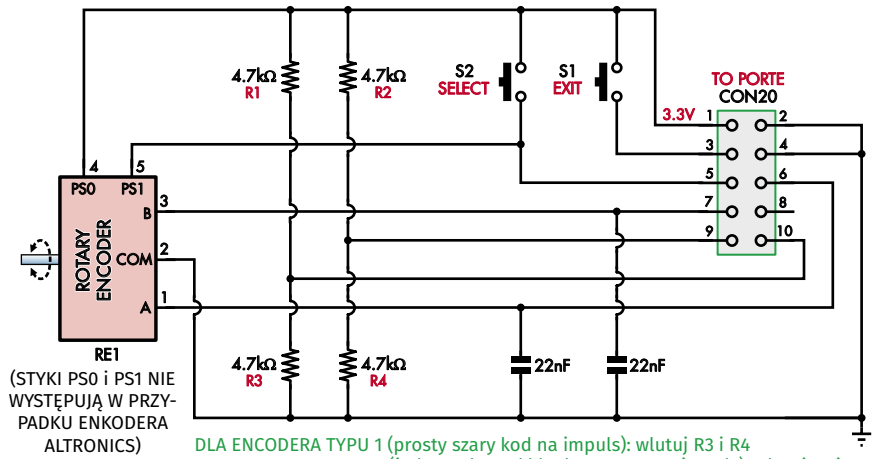
Przedstawiony tutaj piekarnik z tosterem kupiliśmy w K-Marcie. Potrzebujesz piekarnika z ręcznym sterowaniem mocą grzejną, mechanicznym minutnikiem, podwójnym elementem grzejnym (górnym i dolnym), minimalną mocą 1500 W, bez LCD lub innych elektronicznych elementów sterujących.

Jeśli możesz dostać piekarnik konwekcyjny, który odpowiada tym wymaganiom, nie wydając dużo więcej pieniędzy, zrób to. Nasz piec kosztował 59 dolarów. Jeśli czujesz pokusę wydania znacznie więcej niż 100 dolarów, przemyśl to, bo być może kupujesz coś ponad potrzeby.

Termopara

Termopary są to elementy do pomiaru temperatury działające na zasadzie efektu termoelektrycznego na styku dwóch różnych metali. Termopara typu K ma druty wykonane z chromelu (niklu/chromu) i alumelu (niklu/aluminium). Są one standardowe i wymienne. Pracują do temperatury znacznie przekraczającej 1000°C, co jest aż nadto wystarczające dla naszego zastosowania.

eprasa.pl b57b883d17



(STYKI PS0 i PS1 NIE WYSTĘPUJĄ W PRZYPADKU ENKODERA ALTRONICS)

DLA ENCODERA TYPU 1 (prosty szary kod na impuls): wlutuj R3 i R4
DLA ENCODERA TYPU 2 (jeden pełny cykl kodu szarego na impuls): wlutuj R1 i R4
DLA ENCODERA TYPU 3 (trzy zmiany fazy na impuls): wlutuj R2 i R3

Piec do lutowania rozpływowego OBWÓD PANELU PRZEDNIEGO

Rysunek 3. Pokazane tu komponenty montuje się na płytce czołowej, która umożliwia sterowanie urządzeniem. Enkoder obrotowy RE1 i przycisk S1 łączą się z modułem sterowania poprzez złącze CON20. Przycisk S2 jest wymagany tylko w przypadku zastosowania enkodera obrotowego bez wewnętrznego przełącznika. Kondensatory zapobiegają zbyt szybkiemu przesyłaniu sygnałów z enkodera.



Kupiliśmy naszą termoparę typu K wraz z przewodami i wtyczką na eBay-u w cenie ok. 1 dolara wraz z przesyłką! Od tego czasu cena wzrosła ponad trzykrotnie!



Wzmacniacz termopary typu K zakupiliśmy na eBay-u; w prawie identycznej cenie jest on dostępny na polskim portalu aukcyjnym po wpisaniu hasła „EGT-K”.

Potrzebny jest również moduł interfejsu wzmacniacza termopary. Konwertuje on małe napięcia generowane przez termoparę na wyższe, standardowe napięcie, proporcjonalne do temperatury, które możemy zmierzyć za pomocą mikroprocesora PIC. Wykonuje on również kompensację „zimnego złącza”.

Tak jak termopara generuje napięcie na złączu różnych metali swojej końcówki pomiarowej, tak samo generuje napięcie w miejscu, gdzie druty z chromelu i alumelu łączą się z zaciskami naszego sterownika. Wzmacniacz termopary ma wbudowaną kompensację tego efektu (który zależy od temperatury wzmacniacza).

Oznaczało to, że jeśli potrzebujesz najwyższej precyzji, będziesz musiał podłączyć przewody termopary wprost do wzmacniacza termopary, a nie używać wtyczek, jak pokazano w naszym projekcie (Jaycar ma również termoparę bez wtyczek, Cat QM1823).

Uważamy jednak, że ten kompromis jest OK, gdyż błąd wynikający z zastosowania wtyczek i gniazd jest niewielki.

Nawiasem mówiąc, wzmacniacz termopary, którego używaliśmy, ma fioletową płytkę drukowaną. Jeśli poszukasz na eBay-u lub AliExpress „AD8495”, to powinieneś być w stanie znaleźć taki, który wygląda jak nasz.

Zauważ jednak, że niektóre z tych urządzeń są dostarczane z niewłaściwym napięciem odniesienia; wyjaśnimy później, jak to naprawić, jeśli tak się stanie.

Chcemy mieć płytkę, która używa napięcia odniesienia 1,25 V dla 0°C. Jeśli Twoje urządzenie ma to napięcie równe 2,5 V, nie będzie działać. Prostym rozwiązaniem tego problemu jest zwarcie końcówki odniesienia układu AD8495 (styk 2) do masy (styk 3), co sprawi, że napięcie odniesienia będzie równe 0 V.

Przekaźnik półprzewodnikowy SSR

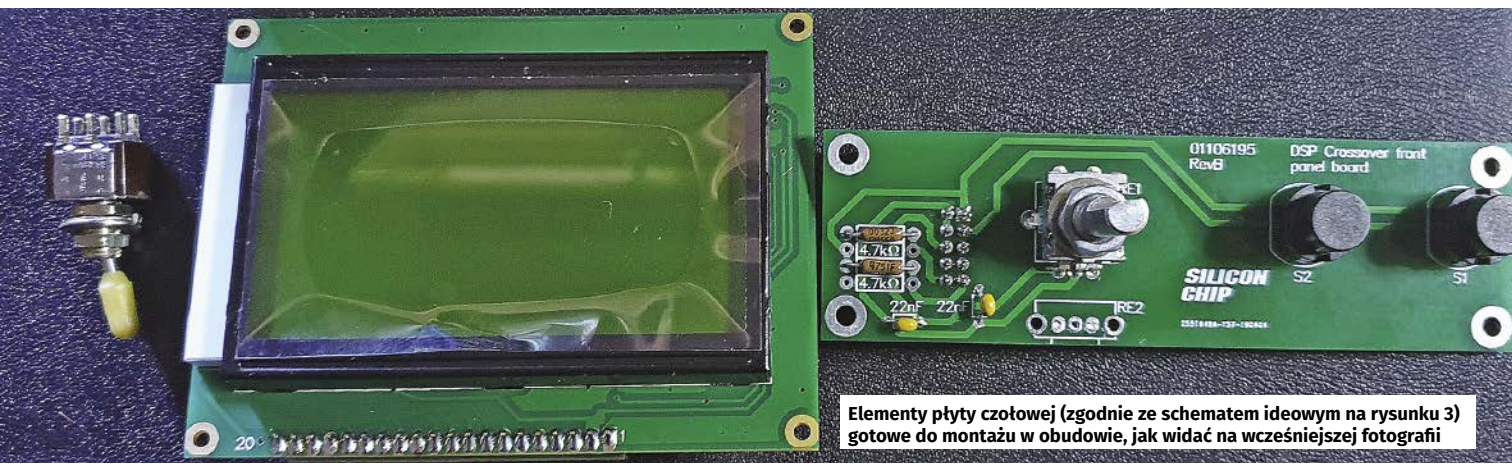
Zastosowaliśmy przekaźnik półprzewodnikowy Altronics S4416A, o obciążalności 40 A. Jest to idealne rozwiązanie, choć teoretycznie wystarczyłby przekaźnik o obciążeniu 20 A.

Inną rzeczą, którą należy sprawdzić, jest upewnienie się, że twój przekaźnik SSR (jak ten z Altronics) będzie pracował z napięciem sterującym 3,0–3,6 V. Aby go włączyć, nasz PIC będzie sterował nim nominalnym napięciem 3,3 V DC.

Sterownik

Sterownik wykorzystuje tę samą 32-bitową płytkę mikroprocesora PIC, wyświetlacz LCD i zestaw wskaźników, które wykorzystaliśmy wcześniej w kilku projektach.

Są to mianowicie: DSP Active Crossover and 8-channel Parametric Equaliser (zwrotnica aktywna i 8-kanałowy korektor graficzny dźwięku (maj–lipiec 2019; www.siliconchip.com.au/Series/335) oraz Low



Elementy płyty czołowej (zgodnie ze schematem ideowym na rysunku 3) gotowe do montażu w obudowie, jak widać na wcześniejszej fotografii

eprasa.pl b57b883d17

Distortion DDS Signal Generator (generator sygnałowy DDS o niskich zniekształceniach) (luty 2020; www.siliconchip.com.au/Article/12341).

Moduł sterownika jest o wiele potężniejszy niż potrzeba, ale korzysta z graficznego interfejsu użytkownika (GUI), który już stworzyłem dla powyższych projektów, wraz z innym kodem zapamiętującym i sterującym.

Zaoszczędziło mi to więc sporo czasu na opracowanie projektu, a Ty przynajmniej dostajesz ładny interfejs użytkownika.

Do tego dodałem wzmacniacz termopary typu K, który kupiłem na eBay-u za mniej niż 10$ z dostawą, wraz z przekaźnikiem półprzewodnikowym (SSR) 40 A. *Od Red. EdW: ceny obecnie czterokrotnie wyższe.*

Z tymi kilkoma dodatkami, mamy już podstawy całkiem sprawnego sterownika piekarnika.

Schemat ideowy płytki mikroprocesora pokazany jest na **rysunku 2**. Nie będziemy go opisywać bardziej szczegółowo, po części dlatego, że opisaliśmy go już w numerze czerwcowym 2019 SC (od strony 77), ale głównie dlatego, że wbrew pozorom jest on stosunkowo prosty.

Składa się przede wszystkim z mikroprocesora IC11, dwóch kryształów rezonatorów kwarcowych, układu EEPROM, prostego zasilacza i serii złączy do poprowadzenia sygnałów.

Główna zmiana dotyczy oprogramowania, które zostało zmodyfikowane w celu dołączenia pętli sterowania temperaturą oraz zapewnienia wyświetlania profilu temperatury w czasie rzeczywistym.

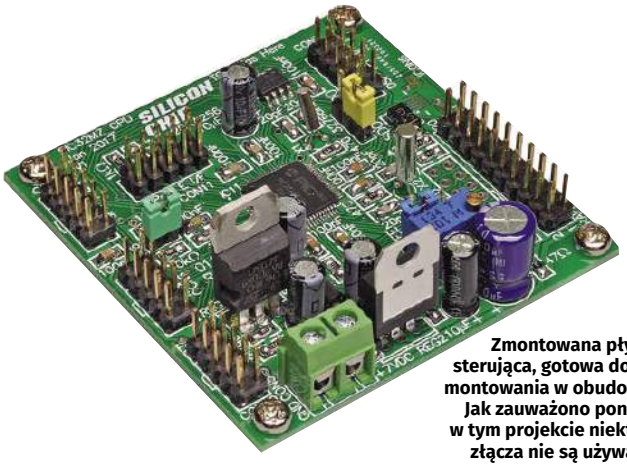
Ogólna zasada działania powstałego w ten sposób sterownika jest prosta. W trybie pracy mikroprocesor odczytuje temperaturę około 10 razy na sekundę i uśrednia odczyty przez pół sekundy.

Co pół sekundy następuje aktualizacja parametrów sterowania PID i sterownik decyduje o włączeniu lub wyłączeniu pieca.

Opis działania regulacji temperatury PID znajduje się w załączonym panelu.

W trybie „setup" można zapisać ustawienia, zmienić parametry PID, ustawić dane dla temperatury topnienia i rozpływu lutu, lub ustawić współczynnik przeliczenia temperatury termopary i temperaturę odniesienia.

Rysunek 3 pokazuje schemat ideowy płytki sterującej na przednim panelu, która łączy się z płytką µCPU za pomocą kabla taśmowego.



Zmontowana płytka sterująca, gotowa do zamontowania w obudowie. Jak zauważono poniżej, w tym projekcie niektóre złącza nie są używane.

Obrotowy enkoder RE1 (z wbudowanym przełącznikiem) i przycisk S1 umożliwiają użytkownikowi wybór pozycji menu, wybór opcji i zmianę wartości.

Przycisk S2 jest potrzebny tylko wtedy, gdy używany jest enkoder bez wewnętrznego przełącznika.

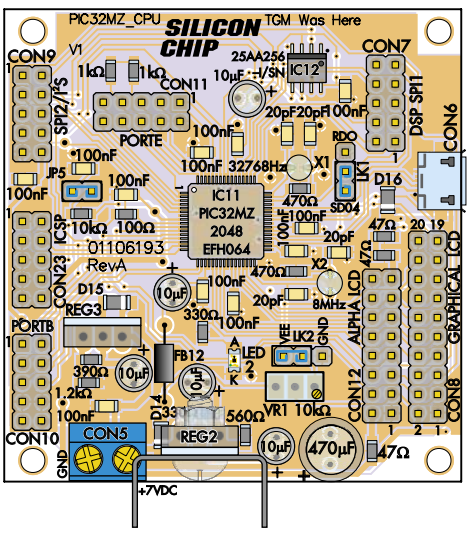
Kondensatory zabezpieczają przez zbyt szybkim wysyłaniem impulsów przez enkoder, podczas gdy rezystory, z których montuje się tylko dwa, informują µCPU, jaki typ enkodera został użyty.

Budowa

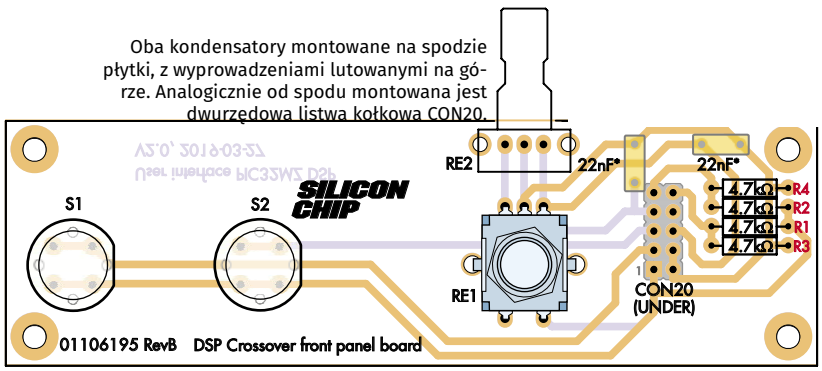
Pierwszym zadaniem jest zmontowanie płytki drukowanej mikroprocesora PIC32. Jej schemat montażowy przedstawiono na **rysunku 4**. Posłuż się nim jako wskazówką, które elementy gdzie się znajdują na płytce PCB o wymiarach 60,5×62,5 mm, oznaczonej kodem 01106193.

Zacznij od IC11, 64-stykowego mikroprocesora SMD (na tym etapie na pewno przydałby się piec rozpływowy, prawda?). Upewnij się, że jest on prawidłowo zorientowany przed przylutowaniem jego wyprowadzeń.

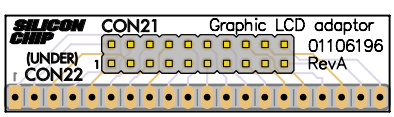
Możesz kupić ten mikroprocesor wstępnie zaprogramowany wsadem dla tego projektu (2910420A.HEX) w Silicon Chip ONLINE SHOP.



Rysunek 4. Schemat montażowy płytki sterującej z mikroprocesorem. Najłatwiej jest zamontować najpierw elementy SMD, zaczynając od układów scalonych. Zwróć uwagę na orientację układów scalonych, diod, kondensatorów elektrolitycznych i stabilizatorów. Niektóre elementy nie są wymagane w tej aplikacji, w tym listwy kołkowe CON6, CON7, CON9 i CON12



Rysunek 5. Płytka drukowana panelu przedniego. Należy zwrócić uwagę, że montuje się tylko jeden z impulsatorów (enkoderów): RE1 (Jaycar SR1230) lub RE2 (Altronics S3350), a w przypadku, gdy stosowany jest RE1, przycisk S2 jest zbędny i można go pominąć. Ponadto w przypadku RE1 należy zamontować rezystory R2 i R3, w przypadku RE2 należy zamontować rezystory R1 i R4.



Rysunek 6. Ta mała płytka-przejściówka zamienia jednorzędową listwę SIL na wyświetlaczu LCD na dwurzędową listwę kołkową DIL do podłączenia kabla taśmowego IDC. Jednorzędową listwę kołkową (single-in-line, SIL) CON22 umieszcza się od spodu i lutuje od góry, a dwurzędową listwę kołkową CON21 (dual-in–line, DIL) umieszcza się na górze i lutuje od spodu. Uwaga – wygodniej jest użyć na CON22 listwy kołkowej o dłuższych szpilkach, np. 18 mm. Upewnij się, że styki nr 1 na obu końcach połączenia taśmowego znajdują się w pokazanych miejscach

eprasa.pl b57b883d17

W przeciwnym razie wymagany plik HEX jest dostępny do pobrania z naszej strony internetowej.

W razie potrzeby możesz więc zaprogramować PIC-a za pomocą programatora PICKit 3 po zmontowaniu płytki (nieco nietypowe okablowanie, patrz **rysunek 10** w następnym numerze EdW).

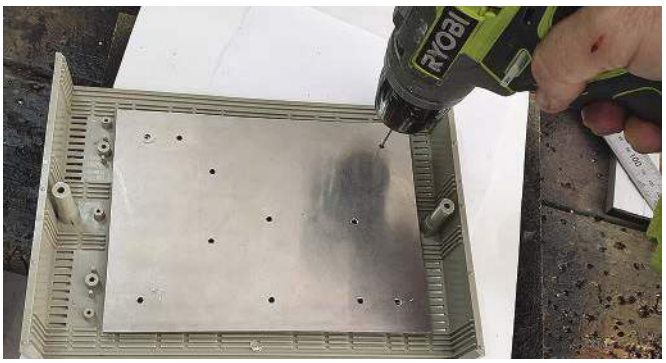
Przylutuj kilka styków i upewnij się, że wszystkie końcówki są prawidłowo umieszczone na swoich miejscach przed nałożeniem pasty topnikowej i przylutowaniem reszty. Mostki lutownicze są prawie nieuniknione przy lutowaniu ręcznym, ale można je wyczyścić nakładając więcej pasty z topnikiem i używając plecionki lutowniczej. Postępuj tak samo z innymi SMD, upewniając się, że IC12 i diody są prawidłowo zorientowane.

Nie musisz montować w tym projekcie złącza CON6.

Następnie zamontuj elementy przewlekane; nie pomyl REG2 z REG3 i zwróć uwagę, że REG2 ma teraz zamontowany mały U-kształtny radiator. Przy montażu kwarcu X2, jeśli istnieje jakiekolwiek prawdopodobieństwo zwarcia spodu jego metalowej obudowy z elementami znajdującymi się poniżej, należy podłożyć pod obudowę podkładkę izolacyjną. Listwę kołkową CON12 można pominąć.

Teraz można przejść do budowy płytki sterowania panelu przedniego. Jej schemat montażowy pokazany jest na **rysunku 5**. Płytka oznaczona jest kodem 01106195 i ma wymiary 107,5×32,5 mm. Nie ma na niej wiele do zmontowania; jeśli używasz zalecanego enkodera obrotowego Jaycar SR1230, to oprócz tego elementu, potrzebujesz tylko





Schematy wymiarowe do wiercenia tej płytki, panelu przedniego i tylnego oraz wiercenia/wycinania preszpanowej osłony bezpieczeństwa można pobrać ze strony www.siliconchip.com.au

Wykaz elementów, kupuj w sklep.avt.pl (W-wa, ul. Leszczynowa 11, tel. +48222578451, e-mail: handlowy@avt.pl):

Konwersja tostera na piec do lutowania rozpływowego
1 plastikowa obudowa aparatury 260×190×80 mm [Altronics H0482].
1 arkusz blachy aluminiowej 200×115 mm i grubości 1,5 mm
1 arkusz preszpanu 205×185 mm lub podobnego materiału izolacyjnego, np. laminatu szklano-epoksydowego [Jaycar HG9985]
1 termopara typu K z wtykami bananowymi [Jaycar QM1284]
1 wzmacniacz termopary typu K z układem AD8495 z fioletową płytką PCB [eBay/AliExpress], patrz tekst
1 zmontowana płytka z mikroprocesorem PIC32MZ – patrz poniżej
1 płytka sterująca panelu przedniego – patrz poniżej
1 graficzny wyświetlacz LCD 128×64 pikseli ze złączem 20-stykowym SIL [np. ekran graficzny LCD 128×64 PG-128064D-FHW K/W-E6 ze Sklepu AVT]
1 podwójne (męskie/żeńskie) złącze zasilania IEC 10 A [Altronics P8330A].
1 wtyczkowy zasilacz sieciowy 9 V DC 2/3 A z wtyczką 5,5/2,1 mm [Altronics M8923]
1 gniazdo zasilania do montażu na PCB 5,5/2,1 mm [Altronics P0628]
1 czerwone zakręcane gniazdo do wtyków bananowych [Altronics P9252, Jaycar PT0453]
1 czarne zakręcane gniazdo do wtyków bananowych [Altronics P9252, Jaycar PT0453]
1 dwustronna płytka drukowana 51×13 mm, o kodzie 01106196,
1 przekaźnik półprzewodnikowy 40 A 24–240 VAC (SSR1) [Altronics S4416A]
1 włącznik typu SPST, SPDT lub DPDT 12 V DC, 1A (główny wyłącznik zasilania)
1 przejściówka IEC C14 wtyk męski na gniazdo sieciowe żeńskie 3-kontaktowe [Jaycar PS4100] – w Polsce nieprzydatna, należy zastosować w przejściówce gniazdo żeńskie wg norm europejskich
1 kabel sieciowy do zasilania IEC, np. od komputera stacjonarnego [Jaycar PS4106]
1 odcinek dwurzędowej listwy kołkowej 15×2
1 odcinek jednorzędowej listwy kołkowej 20×1 ze szpilkami o długości 18 mm
2 gniazda Z-FC20 zaciskane na przewodzie płaskim 20-żyłowym
3 gniazda Z-FC10 zaciskane na przewodzie płaskim 10-żyłowym
1 tubka uszczelniacza silikonowego neutralnie utwardzanego
1 mała tubka pasty termoprzewodzącej

Kable i sprzęt
4 nylonowe kołki dystansowe 15 mm z gwintem M3
8 nylonowych kołków dystansowych 10 mm z gwintem M3
25 śrub M3×15
25 śrub M3×6
25 podkładek gwiazdkowych M3
10 nakrętek sześciokątnych M3
8 oczkowych złączek zaciskowych 5 mm z czerwoną oprawką [Altronics H2041A]
1 odcinek długości 20 cm trójżyłowego elastycznego przewodu sieciowego 10 A
1 odcinek długości 50 cm lekkiego przewodu przyłączeniowego w czerwonej izolacji,
1 odcinek długości 30 cm czarnego przewodu przyłączeniowego do oświetlenia
1 odcinek długości 30 cm zielonego przewodu zasilającego do stałego oświetlenia
1 odcinek długości 25 cm 20-żyłowego przewodu taśmowego (płaskiego)
2 odcinki długości 25 cm 10-żyłowego przewodu taśmowego (płaskiego)
1 odcinek długości 6 cm przezroczystej rurki termokurczliwej o średnicy 40-50 mm
1 odcinek długości 50 cm bezbarwnej rurki termokurczliwej o średnicy 10 mm
1 odcinek długości 30 cm przezroczystej rurki termokurczliwej o średnicy 8 mm
Opaski kablowe wg potrzeb

Części płytki mikroprocesora PIC32MZ
1 dwustronna płytka drukowana 60,5×62,5 mm o kodzie 01106193
1 dwustykowe złącze śrubowe, raster 5,08 mm (CON5)
5 odcinków dwurzędowej listwy kołkowej 5×2 (CON7, CON9-CON11, CON23)
1 odcinek dwurzędowej listwy kołkowej 10×2 (CON8)
2 odcinki jednorzędowej listwy kołkowej 3-szpilkowe (LK1,LK2)
1 odcinek jednorzędowej listwy kołkowej 2-szpilkowy (JP5)
3 zworki (LK1, LK2, JP5)
1 koralik ferrytowy (FB12)
1 kwarc zegarkowy 32768 Hz (X1)
1 miniaturowy kwarc 8 MHz (X2) lub
1 standardowy kwarc 8 MHz z podkładką izolacyjną (X2)
1 potencjometr montażowy pionowy 10 kΩ (VR1)
1 radiator U-kształtny do obudowy TO-220 (dla REG2) [Altronics H0630].

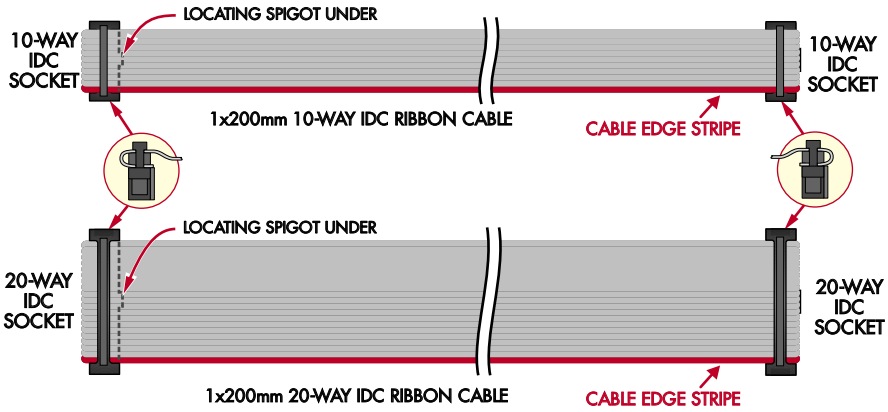
Półprzewodniki:
1 32-bitowy mikroprocesor PIC32MZ2048EFH064-250I/PT zaprogramowany wsadem 2910420A.HEX, w obudowie TQFP-64 (IC11)
1 EEPROM 25AA256-I/SN 32 KB I²C, w obudowie SOIC-8 (IC12)
1 regulowany stabilizator LD1117V LDO 800 mA, w obudowie TO-220 (REG2)
1 regulowany stabilizator LM317T 1 A, w obudowie TO-220 (REG3)
1 niebieska dioda LED SMD, SMA lub SMB (LED2)
3 diody Schottky'ego LL5819 SMD 1A 40, MELF (MLB) (D14-D16)

Kondensatory:
1 kondensator elektrolityczny 470 µF 10 V
5 kondensatorów elektrolitycznych 10 µF 50 V
11 kondensatorów ceramicznych 100 nF SMD (0805) 50 V X7R
4 kondensatory ceramiczne 20 pF SMD (0805) 50 V C0G/NP0

Rezystory: wszystkie SMD (0805) 1%
1 szt. 10 kΩ 1 szt. 1,2 kΩ 2 szt. 1 kΩ 2 szt. 470 Ω 1 szt. 560 Ω
1 szt. 390 Ω 2 szt. 330 Ω 1 szt. 100 Ω 3 szt. 47 Ω

Elementy płytki sterującej panelu przedniego
1 dwustronna płytka drukowana 107,5×32,5 mm o kodzie 01106195,
1 odcinek dwurzędowej listwy kołkowej 5×2 (CON20)
2 rezystory 4,7 kΩ 1/4 W przewlekane
2 kondensatory ceramiczne 22 nF przewlekane
2 przyciski chwilowe (S1, S2)* [Jaycar SP0721, Altronics S1096].
1 3-wyprowadzeniowy enkoder obrotowy (impulsator) (RE1/RE2) [np. Altronics S3350 lub Jaycar SR1230 z wbudowanym przyciskiem]
1 pokrętło (pasujące do RE1/RE2)
* wymagany tylko jeden, jeśli używany jest enkoder Jaycar SR1230

eprasa.pl b57b883d17



Rysunek 7. Potrzebujesz wykonać dwa przewody taśmowe: jeden do połączenia panelu przedniego z płytką mikroprocesora, a drugi do podłączenia ekranu LCD, plus przewód płaski 10-żyłowy z zaciśniętym z jednej strony gniazdem Z-FC10 do podłączenia wzmacniacza termopary i SSR. Zwróć uwagę na orientację wypustek-kluczy gniazd Z-FCxx na obu końcach taśmy, tak aby styk 1 znajdował się po stronie czerwonego paska taśmy. Upewnij się, że ostrza gniazd Z-FCxx są wciśnięte na tyle mocno, aby przebić izolację i zapewnić dobry kontakt, ale nie tak mocno, aby złamać plastik! ***Od Red. EdW: Zalecamy podłączenie obu gniazd gotowej taśmy do odpowiednich kawałków dwurzędowej listwy kołkowej i sprawdzenie omomierzem cyfrowym kontaktu elektrycznego i braku zwarć pomiędzy odpowiednimi szpilkami listew na obu końcach.***

jednego przycisku (S1), dwóch kondensatorów, dwóch rezystorów (R2 i R3) oraz złącza CON20. Kondensatory i listwę kołkową CON20 montuje się od spodu, lutowane od góry.

Teraz jest też dobry moment, aby przylutować dwie listwy kołkowe do małej płytki oznaczonej kodem 01106196, o wymiarach 51×13 mm, pokazanej na **rysunku 6**. Pojedynczą listwę kołkową (single-in-line, SIL) CON22 umieszcza się od spodu i lutuje od góry, a podwójną listwę kołkową CON21 (dual in –line, DIL) umieszcza się na górze i lutuje od spodu. Następnie przylutuj CON22 (SIL) do modułu LCD, z tą płytką umieszczoną z tyłu wyświetlacza (obróconą o 180 stopni lewo-prawo w stosunku do widoku na rysunku 6). Uwaga – wygodniej jest użyć na CON22 listwy kołkowej o dłuższych szpilkach.

Następnie przygotuj trzy przewody taśmowe. Jeden ma 20 żył, a dwa po 10 żył. Są one tej samej długości, szczegóły pokazano na **rysunku 7**. Utnij każdy odcinek kabla taśmowego na odpowiednią długość, pozostawiając po około 2,5 cm nadmiaru z każdej strony do zaciśnięcia w złączach.

Możesz wydzielić te przewody z kabli taśmowych z większą ilością żył, wykonując małe nacięcie pomiędzy dwoma przewodami, a następnie rozdzielając odcinki poprzez ich rozciągnięcie.

Do zaciśnięcia gniazd Z-FC na taśmach najlepiej użyć dedykowanej zaciskarki IDC, takiej jak Altronics T1540. Można użyć imadła, ale trzeba uważać, aby nie zgnieść i nie połamać plastikowych zacisków i blokad.

Każde gniazdo Z-FC składa się z trzech części: dolnej, w której znajdują się metalowe ostrza wcinające się w przewód taśmowy; środkowej, która zaciska przewód na tych ostrzach; oraz listwy blokującej na górze, która trzyma całość po zaciśnięciu.

Należy zwrócić uwagę na to, że jak pokazano na rysunku 7, kabel przechodzi pomiędzy listwą blokującą a zaciskiem, po czym zagina się na jego zewnętrznej krawędzi i jest zaciskany między gniazdem a zaciskiem.

W związku z tym należy lekko rozsunąć te trzy części, ale nie rozbierać ich, i przełożyć kabel taśmowy w sposób pokazany na rysunku.

Upewnij się, że jest wystarczająco dużo taśmy, aby ostrza metalowe mogły ją przeciąć, a następnie umieść je w zaciskarce lub imadle, nie pozwalając na wypadnięcie kabla.

Zaciśnij trzy części razem, najpierw delikatnie, potem mocniej. Sztuką jest zacisnąć je wystarczająco mocno, aby zapewnić, że ostrza przebiją się w pełni przez izolację i dobrze zetkną z miedzianymi przewodami, bez naciskania tak mocno, że złamiesz plastik.

Jeśli używasz imadła, najlepiej jest umieścić kawałek kartonu lub drewna pomiędzy każdą stroną gniazda, a szczękami imadła, aby zapewnić trochę amortyzacji. *Od Red. EdW: Możesz też postępować wg naszego opisu w grudniowym numerze EdW z 2022 r., strona 23.*

Po zaciśnięciu gniazda na jednym końcu kabla, zrób to samo na drugim końcu, upewniając się, że gdy skończysz, obie końcówki będą skierowane wypustkami-kluczami w tym samym kierunku.

W drugiej i ostatniej części tego projektu, która ukaże się w następnym numerze, omówimy kroki związane z umieszczeniem sterownika w obudowie i bezpiecznym sprawdzeniem, czy wszystko działa poprawnie.

Będziemy mieć również listę sugestii rozwiązywania problemów, w tym nawet mało prawdopodobnego przypadku, że nie można sterować piecem przy użyciu... sterownika!

Ale w międzyczasie, można skompletować wszystkie elementy, PCB i resztę tego, czego potrzebujesz.

Nie zapomnij o piekarniku! ■

Phil Prosser

Adaptacja do wydania polskiego – Andrzej Nowicki

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



eprasa.pl b57b883d17



Materiały dodatkowe dostępne są na stronie Silicon Chip: http://bit.ly/3lbjJQQ
Materiały dodatkowe są również dostępne na stronie edw.elportal.pl: https://bit.ly/3Td0gvC

USB SuperCodec 192 kHz 24-bit – rewelacyjny konwerter ADC i DAC, część 1

Ten piękny moduł to szczyt możliwości w zakresie nagrywania i odtwarzania dźwięku o wysokiej wierności. Możesz wykorzystać SuperCodec do digitalizacji płyt LP, cyfrowego nagrywania własnej muzyki lub odtwarzania jej za pomocą bardzo wysokiej jakości wzmacniacza stereo z doskonałymi głośnikami. Możesz również zamienić Twój komputer w zaawansowany analizator audio, zdolny do pomiaru zniekształceń harmonicznych rzędu 0,0001% i stosunku sygnału do szumu wynoszącego 110 dB (lub nawet więcej, z odpowiednimi tłumikami).

Ten projekt powstał z inspiracji Czytelnika, który chciał przenieść do plików cyfrowych swoją kolekcję płyt LP i zapytał, czy dysponujemy analogowo-cyfrowym interfejsem dźwiękowym USB (ADC), który pozwoliłby mu nagrywać z bardzo wysoką wiernością.

Jeśli chcesz uzyskać lepszą jakość dźwięku ze swojego komputera, w tym możliwość nagrywania i odtwarzania z wysoką częstotliwością próbkowania i rozdzielczością bitową (do 192 kHz, 24-bit), ten tekst na pewno Cię zainteresuje.

Oprócz nagrywania i odtwarzania muzyki lub innego dźwięku, projekt ten pozwala Twojemu komputerowi PC stać się zaawansowanym analizatorem jakości dźwięku. Potrzebne jest tylko odpowiednie oprogramowanie; omówimy to później.

Z dodatkiem Silicon Chip Balanced Input Attenuator for Audio Analysers and Scopes z numeru majowego w 2015 roku (siliconchip.com.au/Article/8560), będziesz miał rzeczywiście potężne narzędzie pomiarowe.

Pozwala ono zmierzyć zawartość zniekształceń w najlepszych wzmacniaczach, przedwzmacniaczach, korektorach i innych urządzeniach audio.

Projektując ten moduł zaczęliśmy od szukania, jako rozwiązania problemu, prostego kodeka zintegrowanego w układzie scalonym. Istnieje kilka dostępnych chipów audio USB typu „wszystko w jednym", ale z kilku powodów nie spełniają one oczekiwań. Generalnie ograniczają się do korzystania z próbkowania dźwięku z maksymalną częstotliwością 48 kHz i rozdzielczością 16-bitów, ale co ważniejsze, mają dość wysokie zniekształcenia, około 0,1%, ze stosunkiem sygnał-szum sięgającym zaledwie 85 dB. Potrzebujemy więc czegoś lepszego.

Pierwszy prototyp tego projektu wykorzystał te same płytki przetwornika analogowo-cyfrowego (ADC) i cyfrowo-analogowego (DAC), co w projekcie DSP Active Crossover (maj-lipiec 2019; siliconchip.com.au/Series/335).

Płytki te zawierają odpowiednio układy Cirrus Logic: CS5381 i CS4398.

Choć mają one już kilka lat, ich jakość jest fenomenalna.

Przetwornik DAC CS4398 ma zakres dynamiki 120 dB i stosunek sygnału do szumu (SNR) 107 dB; przetwornik ADC CS5381 osiąga SNR 110 dB, czyli 0,0003%.

Zdecydowaliśmy się więc pozostawić te układy, ale oprócz nich umieścić jak

eprasa.pl b57b883d17

najwięcej elementów na jednej płytce, aby ułatwić budowę i uzyskać ładny, zwarty wygląd. Parametry, jakie zapewnia ta karta dźwiękowa USB, powinny odpowiadać pragnieniom nawet najbardziej zagorzałych entuzjastów Hi-Fi.

Wprowadziliśmy jednak kilka zmian i ulepszeń w stosunku do wspomnianego, wcześniejszego projektu. Przedstawione rozwiązanie maksymalnie żyłuje wydajność tych IC, w bezkompromisowym poszukiwaniu niskiego poziomu szumów i prawie niemierzalnych zniekształceń.

Dodatkowo zapewniliśmy działanie modułu w trybie „plug-and-play" dla komputerów z systemami Windows, Mac i Android. Testowaliśmy go w systemie Windows, ale ufamy zapewnieniom producenta o kompatybilności z komputerami Mac i Android.

Podczas projektowania podjęliśmy kilka kluczowych decyzji:

- Aby uzyskać najlepszą wydajność, musimy odizolować masę komputera od masy karty dźwiękowej USB. Komputery z reguły szumią, więc musimy przerwać pętlę masy.
- Karta musi być obsługiwana przez odpowiednie sterowniki w systemie Windows, a najlepiej we wszystkich innych popularnych systemach operacyjnych.
- Ważna jest możliwość obsługi różnych częstotliwości próbkowania, ale raz ustawiona, powinna na ogół pozostawać bez zmian.
- Układ PCB musi minimalizować szumy, a dodatkowo musimy mieć możliwość łączenia wejść i wyjść na różne sposoby.
- Umieszczenie transformatora w obudowie wprowadziłoby mierzalny szum związany z częstotliwością sieci 50 Hz, nawet jeśli podjęlibyśmy działania mające na celu jego minimalizację. Ponieważ nie chcemy skomplikowanego układu zasilania, wybraliśmy zasilacz wtyczkowy DC.
- Dla najelegantszego projektu wg konstruktorów Silicon Chip, wszystko powinno być na jednej płytce PCB.

Jak już zauważyliśmy w przeszłości, w projektach takich jak ten, nieuniknione jest użycie montażu powierzchniowego niektórych komponentów. Musimy użyć specyficznych części, aby uzyskać takie parametry, a w wielu przypadkach są one dostępne tylko w wersji SMD. W tym przypadku dotyczy to interfejsu USB oraz układów ADC i DAC.

Tam gdzie było to możliwe, użyliśmy komponentów przewlekanych. Spowodowało to, że płytka drukowana jest nieco większa niż byłaby w wersji all-SMD, ale znaleźliśmy bardzo ładną obudowę, która zgrabnie ją otula.

Cechy

- Stereofoniczne wejście i wyjście o bardzo niskim poziomie zniekształceń i szumów
- Podłączenie do komputera przez USB
- Wsparcie dla sterowników Windows, MacOS i Android
- Asynchroniczna konwersja częstotliwości próbkowania (całkowicie przezroczysta)
- Pełna izolacja galwaniczna pomiędzy komputerem a złączami audio
- Umieszczony w eleganckiej aluminiowej obudowie
- Zasilanie 12 V DC (np. z zasilacza wtyczkowego)
- Diody LED sygnalizacji zasilania i przesterowania

Zasada działania

Na **rysunku 1** przedstawiono schemat blokowy układu SuperCodec-a. Składa się on z interfejsu USB do I²S (szeregowy cyfrowy sygnał audio – proszę nie mylić z interfejsem I²C!) z galwaniczną izolacją od reszty układu, lokalnego generatora zegara dla ADC i DAC, z dwukierunkowej asynchronicznej konwersji częstotliwości próbkowania (ASRC), sekcji zasilania oraz wspomnianych sekcji ADC i DAC.

Dla uzyskania interfejsu USB wybraliśmy moduł MiniDSP MCHStreamer. Jest to gotowe urządzenie, które zintegrowaliśmy z naszym projektem.

Dzięki temu uniknęliśmy konieczności tworzenia sprzętu i oprogramowania sterownika USB dla komputera, co jest skomplikowane, kosztowne i musi być wykonane bezbłędnie, aby użytkownik otrzymał łatwy w użyciu produkt.

Istotne jest, aby wykonawcy mogli niezawodnie dla tego projektu zainstalować oprogramowanie sterownika dźwięku i aby działało ono przy minimalnej ingerencji w komputer PC. Inwestycja w ten komponent jest warta łatwości użytkowania, którą on zapewnia.

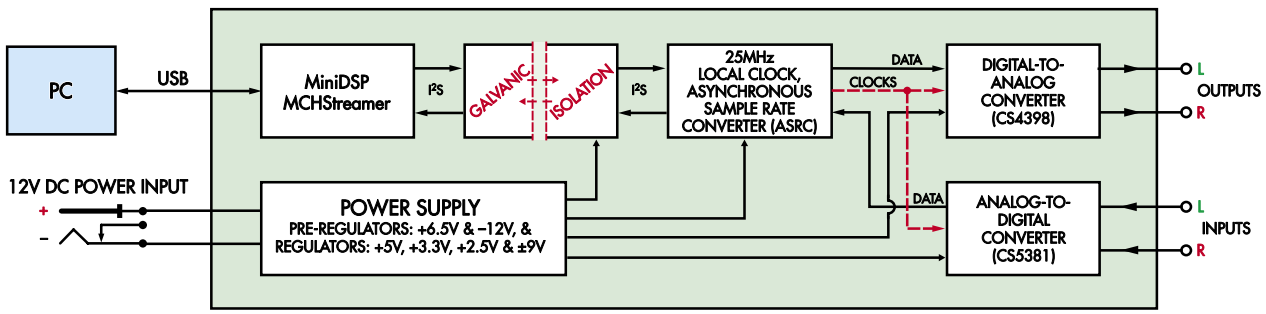
Ten moduł pojawia się w komputerze z systemem Windows jako „Kontroler dźwięku, wideo i gier", który wybierasz i którego używasz jak każdego innego – pokażemy to w ramce zatytułowanej „Konfiguracja MCHStreamera" w następnym numerze. Jest to więc w zasadzie zwykłe urządzenie audio, tyle że o bardzo wysokiej jakości.

MCHStreamer to bardzo sprytne urządzenie, które może dostarczyć 10 kanałów wejściowych i wyjściowych (pięć par stereo) z częstotliwością próbkowania 32–384 kHz przy rozdzielczości 24 bitów. Obsługuje I²S, a także TDM i inne formaty audio.

Używamy go jako dwukanałowego (stereo) interfejsu audio. Pozostawia to wiele kanałów niewykorzystanych, ale nie przeszkadza to w tym projekcie. Jeśli chcesz wykorzystać tę konstrukcję jako podstawę budowy wielokanałowego rejestratora, też bądź naszym gościem!

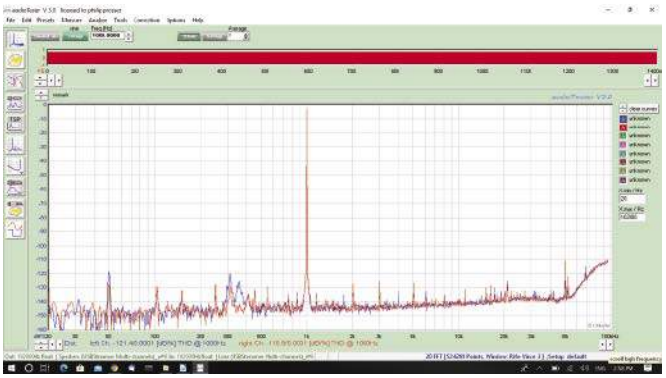
MCHStreamer jest zasilany z kabla USB i udostępnia potrzebny nam interfejs audio I²S na parze (nietypowych) dwurzędowych listew kołkowych.

Układ, którego używamy do izolacji galwanicznej, wymaga zasilania po obu stronach bariery. Na szczęście MCHStreamer ma dostępne na listwie kołkowej rozszerzeń wyjście napięcia 3,3 V, które możemy wykorzystać do zasilania strony komputerowej tego układu. Zasilanie strony audio, wraz z zasilaniem reszty układu, pochodzi z zasilacza wtyczkowego.



Rysunek 1. Koncepcja USB SuperCodec-a jest formalnie prosta, ponieważ duża część skomplikowanych detali ukryta jest w prefabrykowanym module MiniDSP MCHStreamer. Ten moduł interfejsu USB generuje szeregowy, cyfrowy strumień audio I²S, który przechodzi przez sekcję izolacji galwanicznej do ASRC (asynchronicznej konwersji częstotliwości próbkowania), a następnie do osobnych sekcji ADC i DAC. Wszystkie układy są zasilane z PC USB 5 V oraz z zasilacza wtyczkowego 12 V DC.

eprasa.pl b57b883d17



Rysunek 2. Analiza widmowa (duże okno szybkiej transformacji Fouriera) danych z ADC SuperCodec-a przy podaniu sygnału sinusoidalnego z generatora funkcyjnego Stamford Research Ultralow Distortion. Daje to znakomity wynik 0,0001% THD (–121,4 dB). Dzieje się tak pomimo obecności pętli uziemienia powodującej większy niż normalnie pik przy 50 Hz, co zostało naprawione dzięki dodatkowej izolacji w ostatecznej wersji karty dźwiękowej



Rysunek 3. Powiększenie fragmentu 980–1020 Hz analizy spektralnej, wskazujące na bardzo niski „jitter" („rozchwianie") zegara w systemie ADC. Wynika to z tego, że oscylator kwarcowy, izolatory cyfrowe i ASRC są urządzeniami o niskim poziomie „jittera". Duży „jitter" może zniekształcać sygnały, ponieważ częstotliwość próbkowania zmienia się wtedy efektywnie pomiędzy poszczególnymi pobieranymi próbkami

Specyfikacja

- Częstotliwość próbkowania: 32–192 kHz
- Rozdzielczość: 16–32 bity (rzeczywista – 24 bity)
- Całkowite zniekształcenia harmoniczne (THD): 0,0001% (-120 dB)
- DAC THD+N: 0,00050% (–106 dB)
- ADC THD+N: 0,00063% (–104 dB)
- THD+N, w pętli, bez tłumika: 0,00085% (–101,4 dB)
- THD+N, w pętli, tłumik rezystancyjny 8 dB: 0,00076% (–102,5 dB)
- Stosunek sygnału do szumu przy nagrywaniu (SNR): 110 dB
- SNR przy odtwarzaniu: 107 dB
- Zakres dynamiki: 120 dB
- Poziom sygnału wejściowego: do 1 V RMS
- Poziom sygnału wyjściowego: do 2,4 V RMS; 2,0–2,2 V RMS (–1,5 do –0,75 dB) dla najlepszej jakości

MCHStreamer można kupić na stronie www.minidsp.com/products/usb-audio-interface/mchstreamer.

Po zarejestrowaniu się i zamówieniu można pobrać oprogramowanie sterownika do komputera (Free Windows ASIO driver for XP/Vista/7/8/Win10).

Zaprojektowaliśmy naszą kartę dźwiękową tak, że moduł MCHStreamera podłącza się bezpośrednio na spodzie naszej płytki. Dzięki temu unikamy konieczności przesyłania szybkich sygnałów cyfrowych kablem taśmowym. Należy bardzo uważać przy zakupie złączy do tego celu, aby otrzymać od sprzedawcy listwę typu i o rastrze określonym w spisie części. Każda alternatywa musi mieć nietypowy raster 2,00 mm i minimalną wysokość 10 mm; w przeciwnym razie nie będzie można w pełni podłączyć MCHStreamera.

Pomiary wydajności

Użyliśmy trzech metod do zmierzenia wydajności USB SuperCodec-a, a pomiary te pomogły nam w udoskonalaniu go kilkoma modyfikacjami, aż do uzyskania ostatecznego projektu.

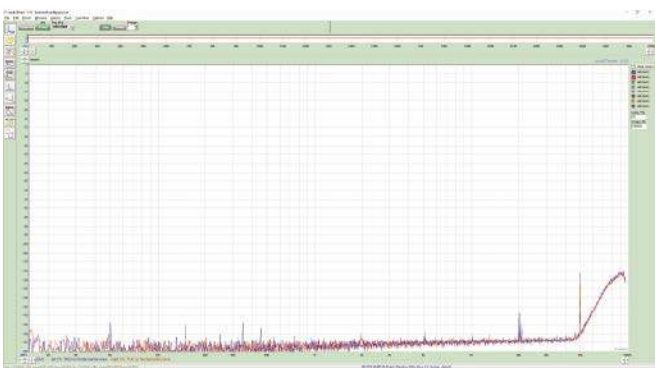
Pierwsza metoda polegała na podaniu na wejście przetwornika ADC sygnału sinusoidalnego o częstotliwości 1 kHz i bardzo niskich zniekształceniach z generatora funkcyjnego Stamford Research DS360 Ultralow Distortion. Bardzo duże zestawy próbek sygnałów na wyjściu zostały poddane analizie FFT (*Fast Fourier Transform czyli szybkiej transformacji Fouriera)*, abyśmy mogli sprawdzić związany z nimi szum fazowy.

Powodem takiego postępowania (zamiast zwykłego zapętlenia wyjścia z powrotem na wejście) jest to, że potrzebujemy niezależnych zegarów dla generatora sygnałowego i ADC, aby wychwycić wszelkie zniekształcenia spowodowane przez „jitter" (czyli niestabilność) zegara. Gdy oba urządzenia pracują z tym samym zegarem, efekty te mogą, przynajmniej częściowo, wzajemnie się znosić.

Wyniki tego pierwszego testu pokazane są na **rysunku 2**. Należy zauważyć, że podczas tego testu mieliśmy pętlę uziemienia (ze względu na sposób podłączenia aparatury), co doprowadziło do większego niż zwykle piku zakłóceń przy 50 Hz (zostało to później wyeliminowane); pomimo tego, odczyt jest

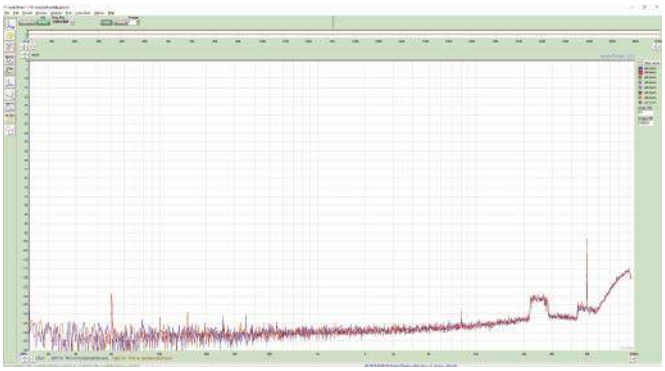


Rysunek 4. Pierwszy test zamkniętej pętli wyjście-wejście, mierzący jakość całego systemu DAC+ADC. Parametry są wciąż znakomite, z nieco tylko wyższymi zniekształceniami harmonicznymi niż w przypadku samego ADC, na poziomie –118 dB (w zaokrągleniu: 0,0001%)

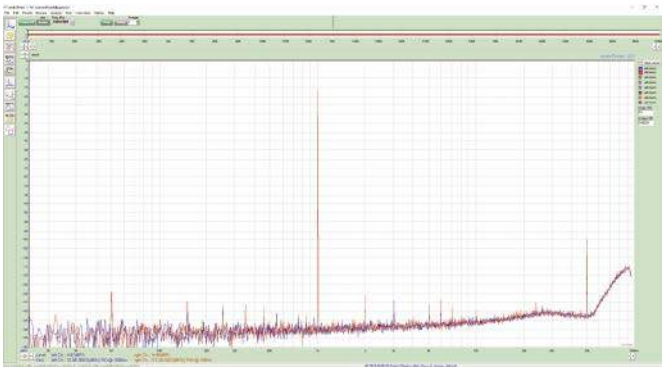


Rysunek 5. Poziom bazowy szumów ADC, mierzony przy zwartych wejściach. Największy pik w słyszalnym zakresie występuje przy 50 Hz, co jest skutkiem przenikania szumu sieciowego, ale nie stanowi to problemu, bo ma poziom poniżej –140 dB

eprasa.pl b57b883d17



Rysunek 6. Poziom bazowy szumów kompletnego układu DAC+ADC. Jest on wyższy niż w przypadku samego ADC (na rysunku 5), ale nadal bardzo niski i wynosi około –130 dB



Rysunek 7. Tutaj amplituda sygnału testowego 1 kHz została zredukowana o 20 dB; zmniejszona z około 1 V RMS do około 0,1 V (100 mV) RMS. Leży to poniżej poziomu większości normalnych sygnałów „linia", ale pomimo tego, poziom zniekształceń jest nadal znakomity, z THD mierzonym jako –112 dB/0,0002%.

niezwykle obiecujący, z wartością THD wynoszącą zaledwie 0,0001% (–121,4 dB) THD.

Aby zweryfikować, że „jitter" zegara nie jest problemem, „powiększyliśmy" następnie fragment widma w pobliżu częstotliwości 1 kHz, jak pokazano na **rysunku 3**. Ten wykres prezentuje dane spektralne w paśmie 1 kHz ±20 Hz. Demonstruje, że poziom THD jest o 120 dB niższy od poziomu sygnału podawanego na wejście przy częstotliwości pomiaru już około ±2 Hz różniącej się od wzorca. Jest to mniej więcej tak dobre tłumienie, jak można się było spodziewać; i sugeruje, że „jitter" zegara i ścieżki sygnału cyfrowego jest minimalny i ma niewielki wpływ na parametry.

Testowanie w zamkniętej pętli

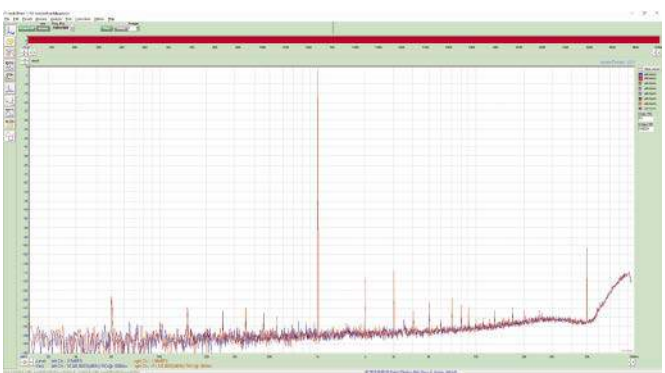
Drugą metodą testowania było podłączenie wyjść urządzenia do jego wejść za pomocą kabla stereo RCA-RCA. Pozwala to na przeprowadzenie testów typu „zamkniętej pętli" („loopback") przy użyciu oprogramowania do analizy dźwięku na PC. Wynik pierwszego takiego testu pokazany jest na **rysunku 4**. Widać, że rozwiązaliśmy problem z pętlą masy, ponieważ pik 50 Hz jest na poziomie –130 dB! Widać również pik 50 kHz pochodzący z obwodu przełączającego.

Co ważne, nie ma żadnego piku przy 25 kHz, 12,5 kHz lub pokrewnych częstotliwościach, co sugeruje, że regulacja próbkowania nie jest wrażliwa czy podatna na zakłócenia, tj. sygnał jest wolny od oscylacji subharmonicznych, które mogłyby wpływać na częstotliwości słyszalne.

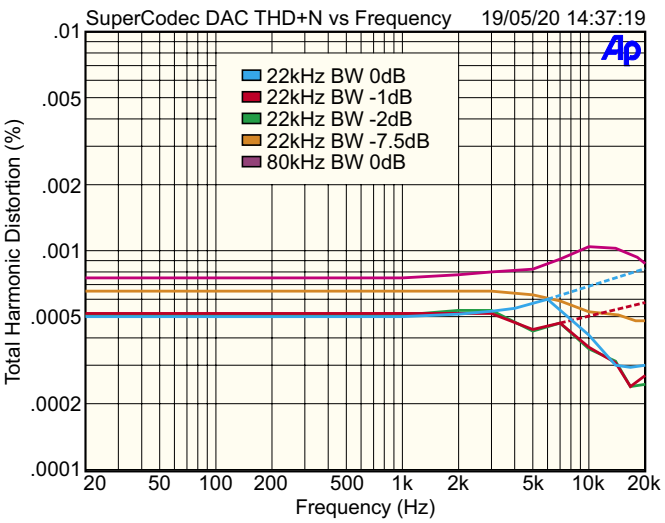
Harmoniczne bardzo lekko zniekształconego sygnału wzorcowego 1 kHz są widoczne przy 2 kHz, 3 kHz itd. aż do 8 kHz, następnie przy 11 kHz i 12 kHz. Największą harmoniczną jest 2 kHz (druga harmoniczna), przy około –118 dB. Wynikiem jest bardzo niski współczynnik THD wynoszący –118 dB/0,00013%. Pamiętajmy, że ten wynik zawiera teraz wszelkie zniekształcenia z układów: DAC-a plus ADC, więc jest wręcz imponujący. Pomiar ten nie uwzględnia jednak szumu.

Aby obliczyć wartość THD+N i stosunek sygnału do szumu, wejścia przetwornika ADC zostały zwarte, a zarejestrowane nowe widmo przedstawiono na **rysunku 5**. Pokazuje on poziom bazowy szumów ADC, mierzony przy zwartych wejściach. Największy pik w słyszalnym zakresie występuje przy 50 Hz, co jest skutkiem przenikania szumu sieciowego. Następnie ponownie podłączyliśmy kable zamkniętej pętli i zmierzyliśmy zawartość THD+N przy wyciszonym DAC-u (**rysunek 6**). To daje nam pojęcie o poziomie szumów, który wynosi około –104 dB dla samego ADC i –102 dB dla DAC+ADC. Obie wartości są limitowane przez przydźwięk sieciowy 50 Hz. Ponieważ poziomy te są znacznie wyższe od samego THD, oznacza to, że wartości THD+N dla naszej karty dźwiękowej są określane właśnie przez poziomy szumów.

Przy okazji, ponieważ DAC musi mieć ustawiony poziom wyjściowy nie wyższy niż –7,5 dB, aby uniknąć przeciążenia ADC w teście zamkniętej pętli, mogliśmy uzyskać lepsze wyniki wstawiając dzielnik rezystancyjny pomiędzy wyjściem i wejściem.



Rysunek 8. Poziom sygnału testowego 1 kHz został zwiększony aż do otrzymania maksymalnego poziomu wyjściowego DAC-a, czyli nieco ponad 2 V RMS. Widać, że w tym przypadku więcej niekoniecznie znaczy lepiej, ponieważ współczynnik THD jest nieco gorszy niż w przypadku testu 1 V, dając współczynnik THD na poziomie –111 dB/0,0003% (porównaj z rysunkiem 2). To jednak wciąż doskonały wynik!



Rysunek 9. Zawartość THD+N (a nie tylko THD) przy czterech różnych poziomach sygnału dla DAC-a SuperCodeca, zmierzona przez nasz Audio Precision System Two. Piąta krzywa ma szersze pasmo pomiarowe 20 Hz–80 kHz, aby uzyskać bardziej realistyczne wyobrażenie o poziomie zniekształceń przy wyższych częstotliwościach. Niestety, pomiary z pasmem 80 kHz mają również nierealistycznie wysoki poziom szumów.

eprasa.pl b57b883d17

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

Rzeczywiście, jeśli używasz tego urządzenia jako części systemu pomiarowego, potrzebujesz dzielników rezystancyjnych, zwłaszcza jeśli urządzenie, które mierzysz, ma wzmocnienie (np. przedwzmacniacz audio).

Tak więc w przypadku zastosowania karty jako systemu pomiarowego, można oczekiwać nieco lepszych parametrów niż sugerują podane tu liczby. Zasadniczo, THD+N w zamkniętej pętli (a więc i limit pomiarowy) zbliży się do wartości 0,00063% (–104 dB) podanej dla samego ADC.

Wykonaliśmy wiele innych pomiarów w pętli przy innych częstotliwościach testowych, od 20 Hz do 19 kHz, wszystkie z praktycznie identycznymi wynikami, więc wykresy nie są warte powielania. Przeprowadziliśmy



Z tyłu SuperCodec-a znajdują się wszystkie złącza wejściowe i wyjściowe (gniazda RCA) wraz ze złączem USB i gniazdem zasilania 12 V DC

Wykaz elementów, kupuj w sklep.avt.pl (W-wa, ul. Leszczynowa 11, tel. +48222578451, e-mail: handlowy@avt.pl):

SuperCodec USB

1 zmontowany zespół PCB – patrz poniżej
1 obudowa przyrządu Hammond 1455N2201BK z tłoczonego aluminium z czarnymi panelami [Altronics H9125, Mouser 546-1455N2201BK] [#]
1 interfejs MiniDSP MCHStreamer USB-to-I²S [www.minidsp.com/products/usb-audio-interface/mchstreamer]
1 zasilacz wtyczkowy 12 V DC, 1,5 A+ [Altronics M8936D, Jaycar MP3486]
2 białe (lub czarne) izolowane gniazda RCA do montażu panelowego (CON6a, CON7a) [Altronics P0220, Jaycar PS0496]
2 czerwone izolowane gniazda RCA do montażu panelowego (CON6b, CON7b) [Altronics P0218, Jaycar PS0495]
2 plastikowe tuleje izolacyjne do obudowy TO-220
2 śruby M3×6
1 wkręt M3×10
2 podkładki płaskie M3
3 podkładki ząbkowane M3
1 nakrętka sześciokątna M3
2 końcówki lutownicze o średnicy wewnętrznej 3 mm
2 podkładki fibrowe o średnicy wewnętrznej 3 mm
1 wysoka samoprzylepna stopka gumowa 8 mm [Altronics H0930, Jaycar HP0825]
4 okrągłe wąskie stopki gumowe samoprzylepne 12 mm [Altronics H0896]
1 wytrzymały ekranowany kabel audio o przekroju „8” długości 1 m [Altronics W2995, Jaycar WB1506]
1 czarna lub przezroczysta rurka termokurczliwa o średnicy 2,4–3 mm i długości 30 cm
1 czarna lub przezroczysta rurka termokurczliwa o średnicy 5 mm i długości 30 cm

Elementy do montażu PCB

1 dwustronna płytka drukowana o wymiarach 99,5×247,5 mm i kodzie 01106201
1 cewka toroidalna 150 µH 5 A (L1) [Altronics L6623]
2 cewki indukcyjne szpulowe 47 µH 0,5 A (L2,L4) [Altronics L6217]
1 cewka toroidalna 100 µH 5A (L3) [Altronics L6622, Jaycar LF1270]
13 ferrytowych koralików tłumiących 4–5 mm (FB1-FB13) [Altronics L5250A, Jaycar LF1250]
2 zaciski (para) bezpiecznika M20×5 (F1)
1 szybki bezpiecznik 5 A M20×5 (F1)
3 radiatory 16×22 mm do obudowy TO-220 i montażu na PCB (HS1-HS3) [Altronics H0650, Jaycar HH8516]
1 gniazdo zasilania DC montowane na PCB, 5,5/2,1 mm (lub do dopasowane do zasilacza wtyczkowego) (CON1) [Altronics P0620, Jaycar PS0519]
2 wysokie dwurzędowe gniazda żeńskie 6×2-styków, raster 2,00 mm! (CON2, CON3) [Samtec ESQT-106-03-F-D-360; dostępne w Mouser] [#]
2 wtyki 403-4 4-szpilkowe proste do druku z pasującymi gniazdami 402-4 i stykami, raster 2,54 mm (CON4, CON5) [Altronics P5494+P5474+P5471, Jaycar HM3414+HM3404]
3 mikowe lub silikonowe podkładki izolacyjne pod TO-220
3 plastikowe tuleje izolacyjne do obudowy TO-220
3 śruby M3×6
3 podkładki płaskie M3
3 podkładki ząbkowane M3
3 nakrętki sześciokątne M3
1 prostokątny kawałek 60×70 mm z preszpanu, laminatu szklano-epoksydowego lub podobnego materiału izolacyjnego

Półprzewodniki:

1 przetwornik ADC CS5381-KZ stereo 192 kHz, TSSOP-24 (IC1) [#]
7 podwójnych niskoszumnych wzmacniaczy OpAp, NE5532AP lub NE5532P DIP-8 (IC2-IC5, IC8, IC10, IC11)
2 konwertery częstotliwości próbkowania audio stereo CS8421-CZZ, TSSOP-20 (IC6, IC7) [#]
1 przetwornik DAC CS4398-CZZ stereo 192 kHz, TSSOP-28 (IC9) [#]
1 4-kanałowy szybki izolator cyfrowy MAX22345SAAP+, SSOP20 (IC12) [#]
1 sterownik zasilania DS1233A-10+ 3,3 V, TO-92 (IC13) [#]
1 optoizolator 4N28, DIP-6 (OPTO1) [Altronics Z1645]
1 moduł oscylatora zegara kwarcowego ACHL-25.000MHZ-EK 25 MHz (XO1) [#]
2 regulowane stabilizatory napięcia LM2575T-ADJG 1 A, TO-220-5 (REG1, REG2) [#]
3 regulowane stabilizatory napięcia dodatniego LM317T 1 A, TO-220 (REG3, REG6, REG8) [Altronics Z0545, Jaycar ZV1615]
1 regulowany stabilizator napięcia ujemnego LM337T 1 A, TO-220 (REG4) [Altronics Z0562, Jaycar ZV1620]
1 stabilizator LDO LP2950ACZ-3.3 100 mA 3,3 V, TO-92 (REG5) [Altronics Z1025]
1 regulowany stabilizator LDO AZ1117H-ADJ 1 A, SOT-223 (REG7) [Altronics Y1880]
1 tranzystor BC547 lub BC549 100 mA NPN (Q1)
2 diody LED 5 mm o wysokiej jasności (LED1, LED2)
9 diod 1N4004 400 V 1 A (D1, D22-D29)
2 diody Schottky'ego 1N5822 40 V 3 A (D2, D3)
12 diod Schottky'ego BAT85 30 V 200 mA (D5-D16) [Altronics Z0044]

Kondensatory:

1 kondensator elektrolityczny 2200 µF 25 V low-ESR [Altronics R6204, Jaycar RE6330]
1 kondensator elektrolityczny 2200 µF 10 V low-ESR [Altronics R6238, Jaycar RE6306]
4 kondensatory elektrolityczne 470 µF 25 V low-ESR [Altronics R6164, Jaycar RE6326]
1 kondensator elektrolityczny polimerowy 470 µF 6,3 V low-ESR [Panasonic 6SEPC470MW] [#]
1 kondensator elektrolityczny 220 µF 25 V low-ESR [Altronics R6144, Jaycar RE6324]
4 kondensatory elektrolityczne 100 µF 25 V low-ESR [Altronics R6124, Jaycar RE6322]
8 kondensatorów elektrolitycznych 47 µF 50 V low-ESR [Altronics R6107, Jaycar RE6344]
1 kondensator elektrolityczny 33 µF 25 V low-ESR Altronics R6084, Jaycar RE6095]
4 kondensatory elektrolityczne bipolarne MUSE BP 22 µF 50 V [Altronics R6570A, Jaycar RY6816]
14 kondensatorów elektrolitycznych 10 µF 50 V low-ESR [Altronics R6067, Jaycar RE6075]
1 kondensator elektrolityczny 1 µF 63 V [Altronics R4718, Jaycar RE6032]
2 kondensatory ceramiczne 1 µF 25 V X7R SMD, rozmiar 0805 [Vishay VJ0805Y105KXXTW1BC lub VJ0805Y105KXXTW1BC] [#]
1 kondensator MKT 220 nF 63 V
19 kondensatorów MKT 100 nF 63 V
17 kondensatorów ceramicznych 100 nF 25 V X7R SMD, rozmiar 0805 [Kemet C0805C104M3RACTU] [#]
4 kondensatory MKT 22 nF 63V
7 kondensatorów MKT 10 nF 63 V
9 kondensatorów ceramicznych 10 nF 50 V X7R SMD, rozmiar 0805 [Kemet C0805C103J-5RACTU] [#]
2 kondensatory ceramiczne 2,7 nF 100 V NP0/C0G SMD, rozmiar 0805 [TDK C2012C0G2A-272J125AA] [#]
4 kondensatory MKT 1,5 nF 63 V
8 kondensatorów ceramicznych 470 pF 50 V NP0/C0G [TDK FG28C0G1H471JNT00] [#]
1 kondensator ceramiczny 220 pF X7R SMD rozmiar 0805 [AVX 08052C221K4T2A] [#]
2 kondensatory ceramiczne 100 pF NP0/C0G/SL [Altronics R2822, Jaycar RC5324]
2 kondensatory ceramiczne 33 pF NP0/C0G [Altronics R2816, Jaycar RC5318]
Od Red. EdW: kondensatory ceramiczne NP0/C0G można zastąpić kondensatorami styrofleksowymi

Rezystory: (typ ¼ W 1% metalizowane)

5 szt. 47 kΩ	6 szt. 10 kΩ	2 5,6 szt. kΩ	4 szt. 2,4 kΩ	2 szt. 1,5 kΩ	14 szt. 1,2 kΩ
3 szt. 1 kΩ	4 szt. 750 Ω	4 szt. 680 Ω	1 szt. 560 Ω	2 szt. 330 Ω	2 szt. 270 Ω
4 szt. 240 Ω	2 szt. 220 Ω	4 szt. 91 Ω	4 szt. 10 Ω		

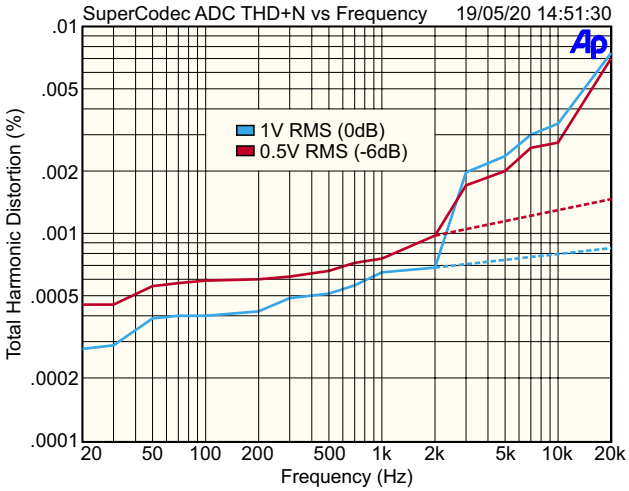
1 szt. zworka 0 Ω (lub drut miedziany ocynowany o średnicy 0,7 mm)

Rezystory: (typ 1/10 W 1% SMD, rozmiar 0805 [#]

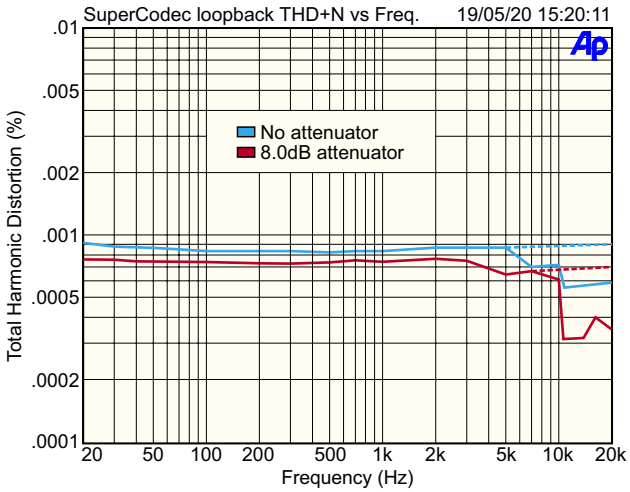
2 szt. 47 kΩ	5 szt. 2 kΩ	2 szt. 1 kΩ	1 szt. 220 Ω	1 szt. 22 Ω	1 szt. 10 Ω

[#] tak oznaczone elementy są dostępne w sklepie Mouser. Zamów części i podzespoły za minimum 200 zł, aby uzyskać bezpłatną dostawę.

eprasa.pl b57b883d17



Rysunek 10. THD+N (a nie tylko THD) przy dwóch różnych poziomach sygnału dla ADC SuperCodec-a, przy użyciu naszego Audio Precision System Two jako źródła sygnału. Wzrost zniekształceń wraz ze wzrostem częstotliwości wydaje się być artefaktem sposobu, w jaki oprogramowanie AudioTester oblicza THD+N. Nie sądzimy, aby był to efekt rzeczywisty. Prawdziwy poziom THD+N dla ADC jest znacznie poniżej 0,001% w całym zakresie częstotliwości



Rysunek 11. THD+N (a nie tylko THD) obliczone w trybie zapętlenia, tj. przy użyciu samego SuperCodec-a, którego wyjścia połączono z jego wejściami. Ponieważ nominalny poziom wyjściowy DAC-a to 2,4 V RMS, a maksymalny poziom wejściowy to 1 V RMS, jego parametry są najlepsze przy zastosowaniu tłumika rezystancyjnego o wartości 8 dB (1,5 kΩ /1 kΩ) pomiędzy wyjściami i wejściami. W przeciwnym razie SNR jest pogorszony o dodatkowe 7 dB lub więcej

również testy 1 kHz z niższymi i wyższymi poziomami sygnału.

Rysunek 7 pokazuje wyniki z poziomem sygnału testowego 1 kHz zmniejszonym o 20 dB. Zwiększa to tylko zawartość THD do –112 dB/0,0002%, co wskazuje, że pracując z kodekiem przy niższych poziomach sygnału, gdy jest to konieczne, nie pogarszamy za bardzo parametrów.

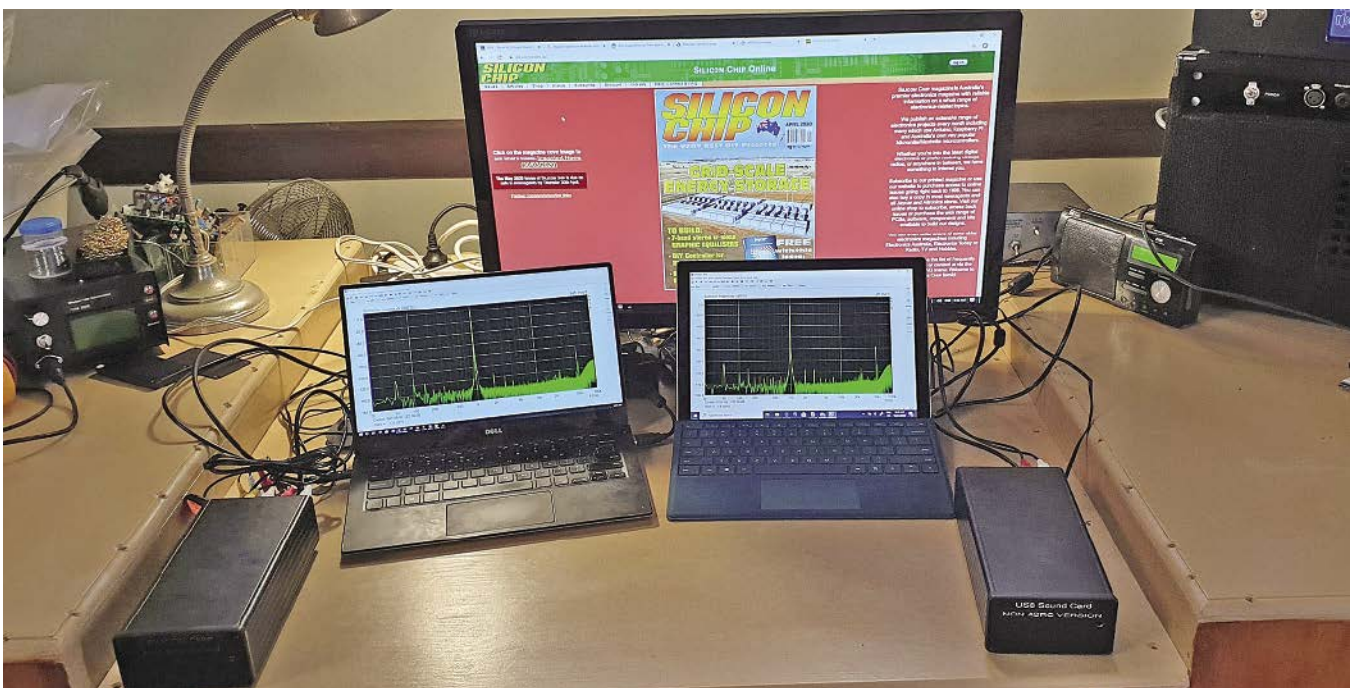
Rysunek 8 przedstawia pomiar przy maksymalnym poziomie sygnału wyjściowego, co zwiększa zawartość drugiej i trzeciej harmonicznej tak, że zawartość THD wynosi –111 dB/0,0003%. Wskazuje to, że optymalny poziom sygnału dla uzyskania niskich zniekształceń jest o kilka decybeli niższy od maksymalnego. Ale nadal uzyskasz przyzwoite rezultaty przy maksymalnym poziomie sygnału wyjściowego, jeśli akurat tego właśnie potrzebujesz.

Testy Audio Precision

Trzecią metodą pomiarową, którą zastosowaliśmy, było podpięcie SuperCodec-a do analizatora Audio Precision System Two. Miało to na celu głównie sprawdzenie, czy wszystkie powyższe wyniki są prawidłowe i czy nie oszukujemy się w jakiś sposób, używając karty dźwiękowej do pomiaru jej własnych parametrów (test barona Muenhausena; inne przykłady w „Fizyce dla dociekliwych" E. Rogersa jako test „Zanzibar").

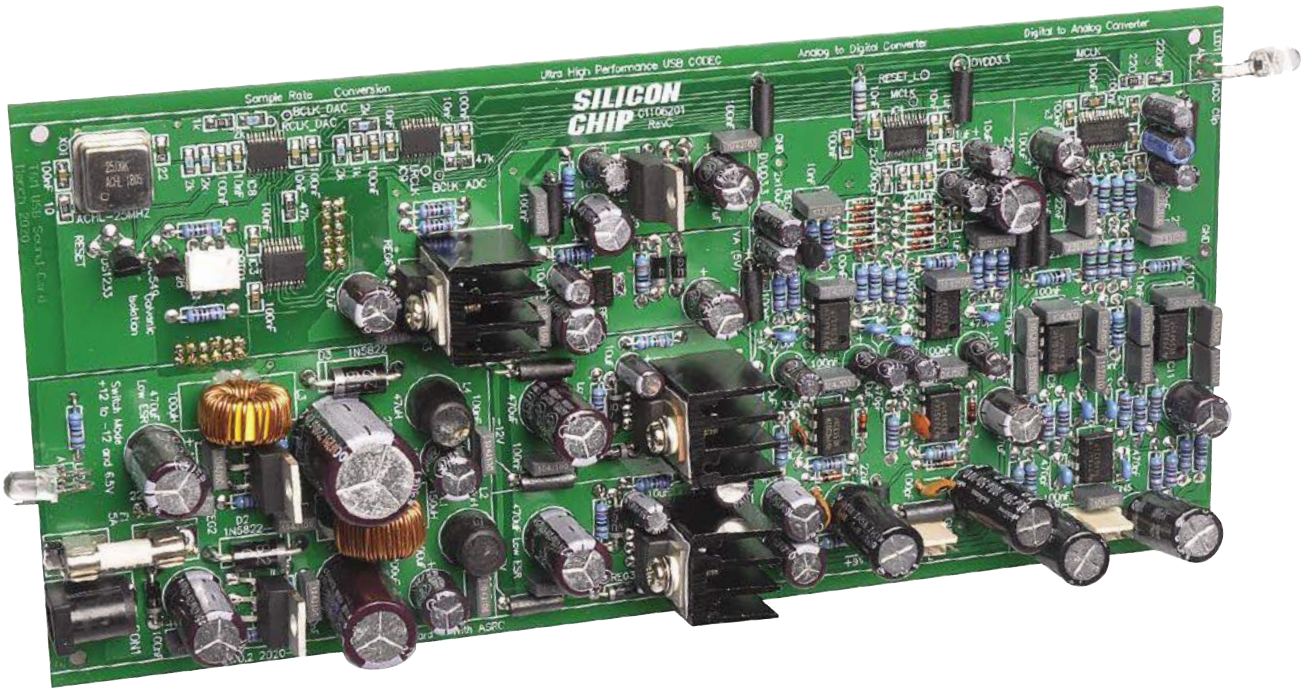
Przeprowadziliśmy pomiary: jeden testujący oddzielnie DAC, jeden testujący oddzielnie ADC i jeden testujący cały system.

Pierwszy test polegał na podaniu cyfrowych plików sinusoid do DAC-a SuperCodec-a, a następnie podpięciu jego wyjścia do analizatora zniekształceń AP2. Uzyskano w ten sposób wartości SNR i THD+N na poziomie



Nasza konfiguracja testowa. Początkowo zbudowaliśmy wersję tej karty bez elementów asynchronicznej konwersji częstotliwości próbkowania (ASRC), pokazaną po prawej stronie. Wydajność jest niemal identyczna, ale jest mniej wszechstronna, więc zdecydowaliśmy się pozostać przy wersji zawierającej ASRC

eprasa.pl b57b883d17



Aby zaostrzyć apetyt na szczegóły budowy, które zostaną przedstawione w przyszłym miesiącu, oto „goła" płytka SuperCodec-a przed umieszczeniem jej w obudowie. Jak wyjaśniliśmy w tekście, są tu głównie elementy przelotowe, ale także kilka SMD, głównie dlatego, że nie są dostępne w innej wersji

106 dB oraz wykres zniekształceń w zależności od częstotliwości i poziomu przedstawiony na **rysunku 9**.

Te liczby odpowiadają dość dokładnie oczekiwanym parametrom, podanym w karcie katalogowej CS4398 IC, co sugeruje, że zaprojektowaliśmy jego otoczenie i aplikację poprawnie!

Drugi test polegał na podaniu sinusoidy o niskim poziomie zniekształceń z generatora AP2 do przetwornika ADC SuperCodec-a i wykreśleniu podobnych krzywych, pokazanych na **rysunku 10**.

Krzywe te są nieco „pokręcone" z powodu dziwnego sposobu, w jaki oprogramowanie, z którego korzystaliśmy (AudioTester) oblicza THD+N, co wyjaśnimy później. Jednak pomimo tego potwierdzają one, że wydajność ADC jest tylko nieznacznie gorsza od wydajności DAC-a, głównie z powodu niższych poziomów sygnału.

Ostatni test polegał na zestawieniu kolejnych zamkniętych pętli, ale tym razem z wykorzystaniem do pomiaru THD+N oprogramowania AudioTester, tak abyśmy mogli dokonać bezpośredniego porównania z danymi Audio Precision. W ten sposób uzyskano krzywe pokazane na **rysunku 11**.

Tym razem wydaje się, że występuje sztuczna „poprawa" parametrów przy wyższych częstotliwościach, którą naszym zdaniem można zignorować jako artefakt pomiarowy. Zakładana przez nas rzeczywista charakterystyka jest dość płaska, co pokazują linie przerywane.

Wydaje się nam więc, że system pomiarowy oparty na komputerze osobistym, SuperCodec-u i tanim oprogramowaniu ma wydajność zbliżoną do naszego Audio Precision System Two, który kosztował wiele tysięcy, kiedy był nowy.

Nawet używane AP2 w dobrym stanie mają czterocyfrowe ceny.

Ponadto, w porównaniu do AP2, zyskujecie kilka dodatkowych funkcji i możliwości, takich jak pomiary tylko THD (zamiast THD+N).

W przyszłym miesiącu

Ponieważ układ USB SuperCodec-a jest dość skomplikowany, nie mamy już wystarczająco dużo miejsca, aby opisać go w tym artykule. Dlatego w przyszłym miesiącu przedstawimy wszystkie schematy obwodu, wraz z dogłębnym opisem jak to wszystko działa. Następnie opiszemy szczegółowo jak go zbudować i przetestować, wraz z kilkoma wskazówkami jak go najlepiej używać.

W międzyczasie, jeśli jesteś zainteresowany budową naszej karty dźwiękowej USB, sugerujemy, abyś zajął się zamawianiem wszystkich części, które będą potrzebne, zgodnie ze spisem części. Od Red. EdW: wiele interesujących informacji na temat konwersji DAC znajdziesz w artykule Pana Pawła Hoffmana „Direktor 9001" w nr 3–4 EdW z 2019 roku. ■

Phil Prosser

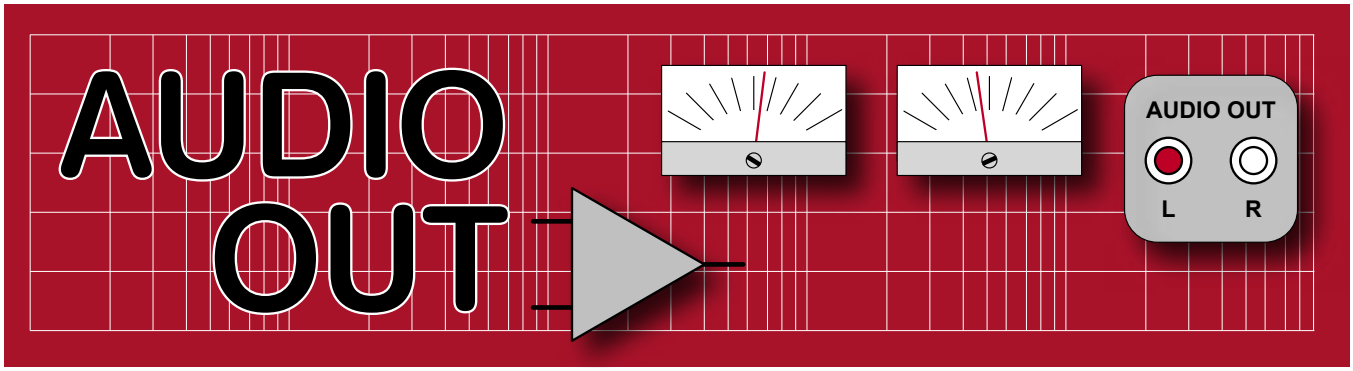
Adaptacja do wydania polskiego – Andrzej Nowicki

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

REKLAMA



eprasa.pl b57b883d17



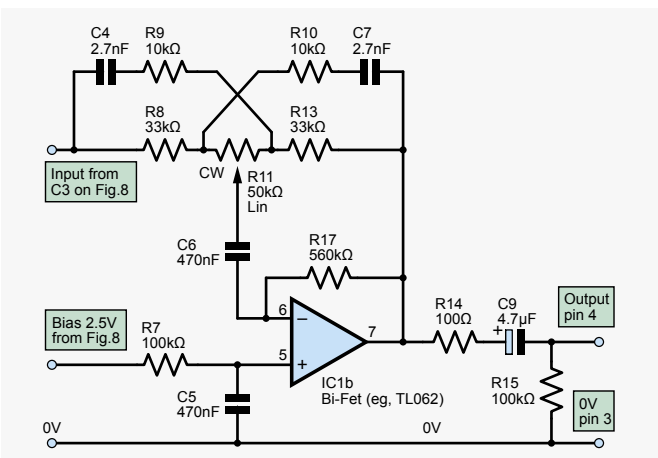
Wiele hałasu na temat szumu – nowe podejście do generatorów szumu analogowego, część 2

W pierwszej części artykułu, który był publikowany miesiąc temu, przedstawiłem mój analogowy generator szumu. W bieżącej części dobudujemy układ, który pozwoli na kształtowanie charakterystyki częstotliwościowej. Z reguły mówiąc o szumie mamy na myśli szum biały. Sam pomysł uzależnienia amplitudy szumu od częstotliwości oznacza, iż chcemy wytwarzać szum „różnokolorowy". Układy, które chcemy przedstawić w bieżącym artykule wybiegają jeszcze dalej. Będziemy nie tylko „barwić" szum. Pokażemy kilka ciekawych syntezatorów dźwięku bazujących na generatorze sygnału będącego szumem.

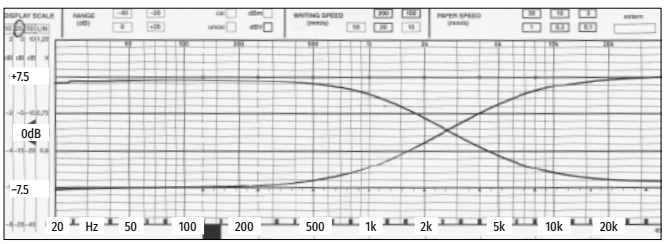
Regulacja stopnia nachylenia charakterystyki częstotliwościowej

W „*Practical Electronics*" z kwietnia i maja 2018 opisywaliśmy projekt Baxandalla pozwalający na regulację charakterystyki w paśmie akustycznym. Już w marcu 1970-go roku w „*Wireless World*" ukazał się artykuł r. Amblera, który był jednym z pierwszych, gdzie zadaniem przedwzmacniacza w torze „Audio" było kształtowanie charakterystyki uwypuklającej basy bądź soprany. Zatem układ, który obecnie proponujemy nie jest pomysłem nowym. Nowatorska jest jednak jego i współpraca z generatorem szumu, co pozwoli na uzyskanie ciekawych i zamierzonych efektów akustycznych.

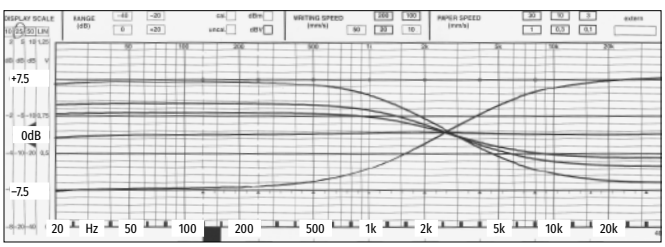
Regulacja odbywa się jednym potencjometrem. Ewidentnie ogranicza to stopień swobody względem układów pozwalających niezależnie regulować tony wysokie i niskie. Zastosowanie jednego elementu regulacji okazuje się rozwiązaniem wygodnym i niekoniecznie ograniczającym praktyczne efekty w zakresie charakterystyki przenoszenia pasma akustycznego. Środkowe położenie potencjometru powinno odpowiadać płaskiej charakterystyce, co oznacza jednakowe wzmocnienie wszystkich składowych w tym paśmie. W naszym przypadku środkowe położenie potencjometru powinno skutkować szumem białym, o ile sam generator szumu jest „biały". Regulacja w prawo (zgodnie ze wskazówkami zegara) powinna uwypuklać tony wysokie i tłumić basy. Regulacja w przeciwnym kierunku powinna uwypuklać basy i tłumić soprany. Taki opis filtru jest oczywiście niepełny. Należy zdefiniować „punkt obrotu" charakterystyki, czyli co to znaczy tony wysokie i niskie. Należy określić częstotliwość, dla której regulacja jest „neutralna". Jeśli regulacja jednym potencjometrem ma być wystarczająca, należy określić też nachylenie zbocza charakterystyki w zależności od położenia



Rysunek 12. Układ kształtujący charakterystykę częstotliwościową; Schemat ten można postrzegać jako uproszczenie popularnej konfiguracji Baxandalla w której występują dwa potencjometry kształtujące niezależnie charakterystykę w zakresie dolnego i górnego zakresu pasma akustycznego

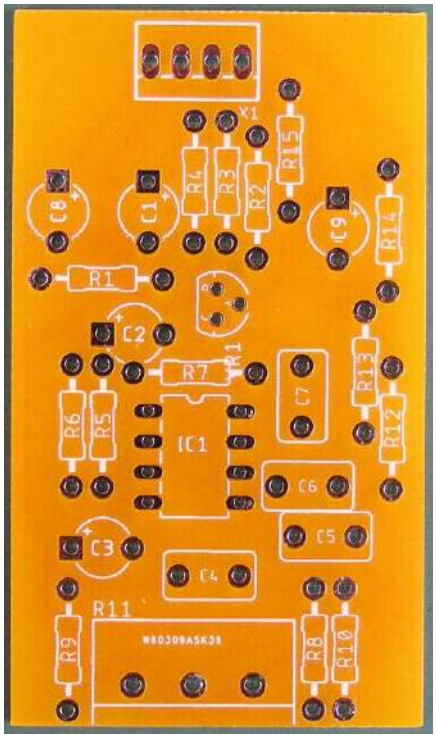


Rysunek 13a. Przedział regulacji układu z rysunku 12; stały punkt charakterystyki ulokowany jest na częstotliwości 2,5 kHz

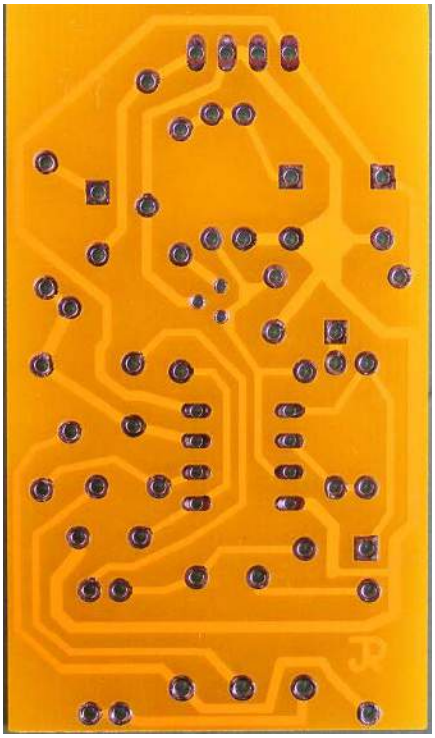


Rysunek 13b. Efekt dla kilku położeń suwaka potencjometru

eprasa.pl b57b883d17



Rysunek 14. PCB – widok od strony elementów; to płytka generatora szumu (schemat na rysunku 8 w pierwszej części artykułu) oraz obwodu charakterystyki częstotliwościowej „tilt control" z rysunku 12



Rysunek 15. Strona ścieżek płytki PCB; druk jest jednostronny, co ułatwia wytrawienie w warunkach domowych

potencjometru, jak również określić co to znaczy maksymalne uwypuklenie i maksymalne stłumienie częstotliwości. Dla naszej regulacji odpowiedni będzie potencjometr o charakterystyce liniowej, aczkolwiek pożądanym jest aby był wyczuwalny charakterystyczny „klik" w pozycji środkowej. Potencjometry tego typu są produkowane. W projekcie użyłem wartości 50 kΩ. Można zastosować potencjometr o wartości 20 kΩ z oferty Tayda o charakterystyce W-law. Przy tej rezystancji potencjometru należałoby przeskalować także wartości pozostałych elementów. Pojemności kondensatorów C4 i C7 należałoby zwiększyć z 2,7 nF do 5,6 nF. R9 i R10 na schemacie z **rysunku 12** mają wartości 10 kΩ. I tu należałoby zastosować rezystory o wartości 4,7 kΩ. R8 i R13 także powinny mieć o połowę mniejszą rezystancję, aniżeli na zamieszczonym schemacie, tj. ok. 16 kΩ.

Tak utworzony regulator częstotliwości wraz z generatorem szumu białego, powinien w lewym położeniu potencjometru dawać odczucie szumu różowego. Uwypuklenie tonów wysokich skutkuje mniej naturalnym i w odczuciu słuchowym mniej przyjemnym szumem niebieskim. W skrajnych położeniach potencjometru należałoby oczekiwać nachylenia 3 dB/oktawę w punkcie „przegięcia" charakterystyki, szczególnie w odniesieniu do szumu różowego (aby być zgodnym z jego definicją). Pokazany tu układ nie zapewnia tak stromej charakterystyki, aczkolwiek wrażenia „odsłuchowe" są wystarczające.

Schemat z rysunku 12 jest częścią naszego projektu. Płytka PCB obejmuje układ z rysunku 12 i 8 (w poprzedniej części artykułu). Na obu rysunkach wyraźnie oznaczono dwa punkty połączenia obu fragmentów schematu. Charakterystykę częstotliwościową pokazuje **rysunek 13a** i **13b**. Zauważmy, iż punkt „obrotu" (przegięcia) charakterystyki ulokowany jest na częstotliwości 2,5 kHz. Takie ukształtowanie charakterystyki daje optymalne wrażenia syntezy dźwięku przy współpracy z generatorem szumu białego. Kilka charakterystyk wykreślonych na rysunku 13b odpowiada różnym położeniom suwaka potencjometru R11.

Spis elementów (pełnej wersji syntezatora; z rysunku 8 plus 12)

Półprzewodniki:

IC1: TL062 lub MCP6002 – małej mocy wzmacniacz operacyjny; dla wersji Hi-Fi lepiej użyć wzmacniacza TL072 lub innego podwójnego z wejściem na tranzystorach polowych

REG1: TL431 stabilizator bocznikowy

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

R1, R2: 2,2 kΩ

R3: 22 kΩ

R4: 27 kΩ (tylko w przypadku zasilania 9 V lub wyższego)

R5: 1,5 kΩ

R6: 56 kΩ

R7, R15: 100 kΩ

R8, R13: 33 kΩ

R9, R10: 10 kΩ

R11 (VR1): potencjometr 50 kΩ liniowy 16 mm do montażu pionowego

R12: 560 kΩ

R14: 100 Ω

Kondensatory:

Rodzaj dielektryka jest niekrytyczny; można zastosować kondensatory ceramiczne, poliestrowe, elektrolityczne, tantalowe; wszystkie 5 mm cylindryczne; napięcie zależnie od poziomu zasilania; w standardowym układzie z Vcc=5 V, wszystkie kondensatory mogą być specyfikowane na 6 V

C1: 100 µF

C2: 47 µF

C3: 22 µF

C4, C7: 2,7 nF (w aplikacji Hi-Fi z „punktem przegięcia" 1 kHz – zastosować poliestrowy 6,8 nF)

C5, C6: 470 nF

C8: 10 µF

C9: 4,7 µF

Inne:

płytka PCB i 4-ro pinowe złącze Molex o rozstawie 0,1 cala

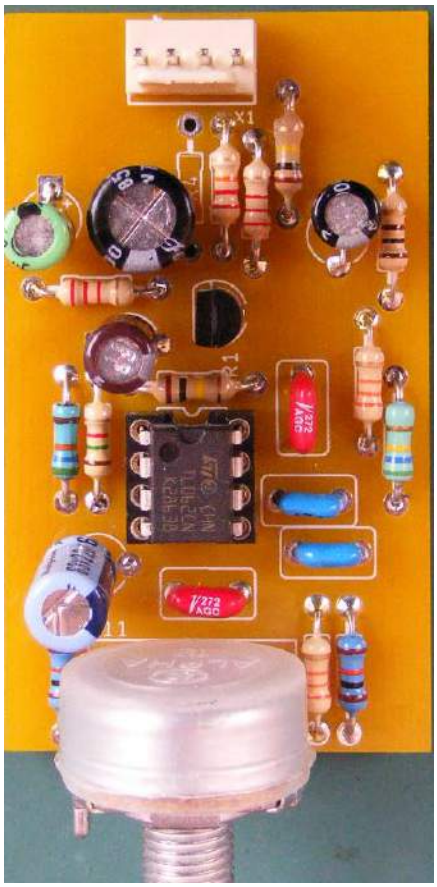
Płytka PCB

Projekt druku płytki PCB pokazują **rysunki 14** i **15**. Rysunek 14 to widok od strony elementów. Zaprojektowano druk jednostronny, co ułatwia jego wytrawienie w warunkach domowych. Projekt PCB wykonałem w programie Eagle i pliki PCBway są dostępne po zalogowaniu na stronie *Practical Electronics*. Gotowy zmontowany układ widzimy na **rysunku 16**. Płytka jest na tyle mała i lekka, że jako główny punkt mocowania można przyjąć oś potencjometru. Niezależnie od tego, w obudowie należałoby przewidzieć też punkty podtrzymujące PCB od drugiej strony.

Wersja Hi-Fi obwodu korekcji charakterystyki częstotliwościowej

Do tego miejsca omówiliśmy już zasadniczy układ generatora szumów wraz z obwodem pozwalającym na kształtowanie „gęstości szumu" w paśmie akustycznym. Bieżący punkt jest dodatkiem i bonusem do tego co pokazuje schemat z rysunku 8 i 12. Teraz rezygnujemy z generatora szumów, a obwód „regulacji tonu" przeprojektujemy tak, aby był to pełnowartościowy regulator barwy tonu dla aplikacji Hi-Fi. Okazuje się, że zmian jest stosunkowo niewiele,

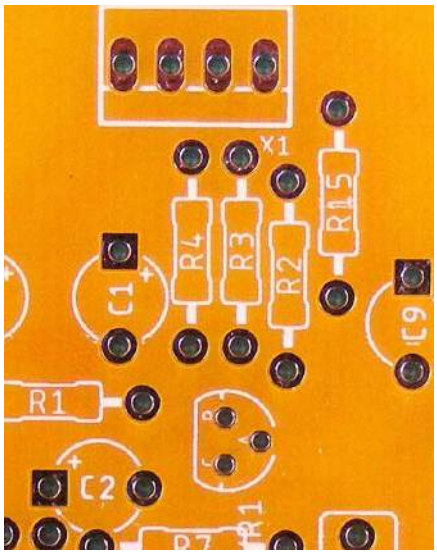
eprasa.pl b57b883d17



Rysunek 16. Zdjęcie gotowego modułu; wskazana poprawka – zapomniałem o otworach mocujących od tyłu (po przeciwnej stronie potencjometru)

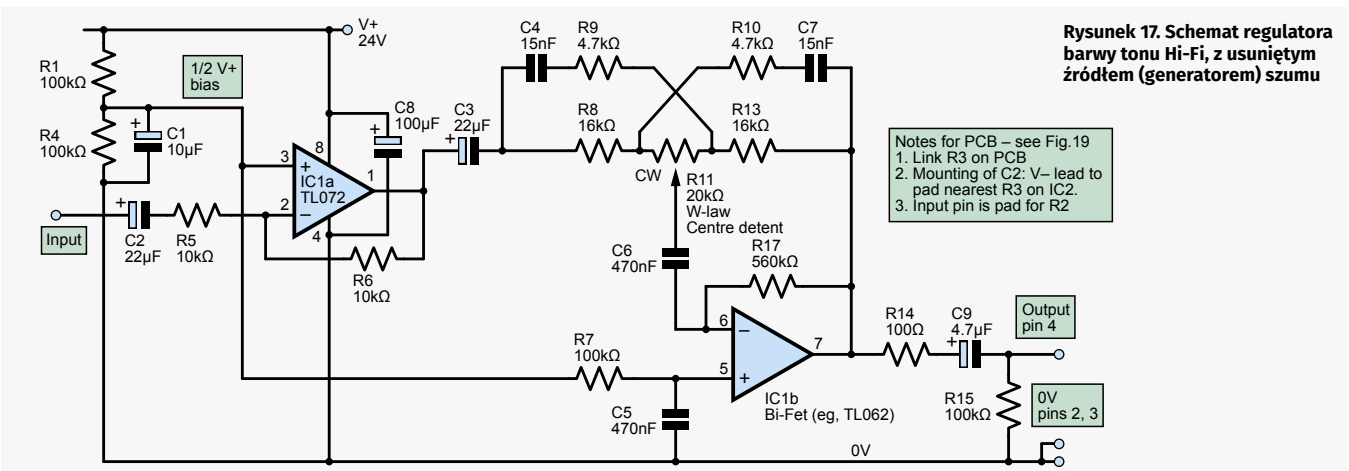
co pozwoli na wykorzystanie zaprojektowanej wyżej płytki PCB.

W tej wersji, zmianie ulegnie funkcja wzmacniacza operacyjnego IC1a, a w obrębie IC1b należy jedynie zmienić wartości elementów. Jednak teraz będzie nam zależało na eliminacji lub minimalizacji szumu, a nie na jego generacji. Na **rysunku 17** IC1a pracuje w konfiguracji odwracającej ze wzmocnieniem jednostkowym. Struktura obwodu regulacji barwy tonu nie uległa zmianie. Jedynie należałoby powrócić do standardu Baxandalla, gdzie punktem zerowym obrotu charakterystyki barwy dźwięku jest częstotliwość 1 kHz. Uzyskamy to zwiększając dwu i pół krotnie pojemności C4 i C7. W miejsce pojemności 2,7 nF należy wstawić kondensatory ok. 6,8 nF. Jeśli natomiast równocześnie zmieniliśmy potencjometr na W-law o wartości 20 kom, to wskazana jest dalsza korekta elementów R i C. Na rysunku 17 pokazano właśnie tak przeliczoną wersję. C4 i C7 zwiększono jeszcze dwukrotnie, a rezystancje R8, R9, R10 i R13 są dwukrotnie mniejsze aniżeli na bazowym schemacie z rysunku 12. Zauważmy, iż choć zmiana schematu jest niewielka, zmiana jego funkcji jest zasadnicza. Przeznaczając go jako korektor barwy Hi-Fi, powinniśmy zadbać o minimalne szumy oraz wierne przeniesienie sygnału i o „wierność" w zakresie regulacji barwy tonu. Uzyskaną charakterystykę częstotliwościową w całym paśmie akustycznym, pokazuje **rysunek 18**.

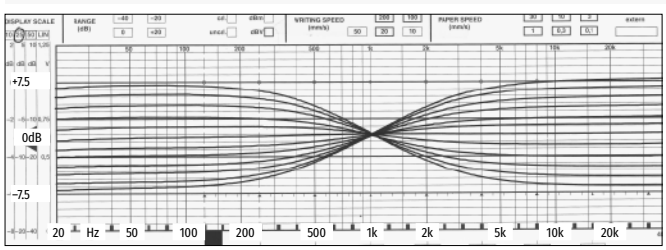


Rysunek 19. Fragment płytki PCB zawierający wcześniej „szumiący generator"; pokazano jak wykorzystać punkty lutownicze w nowej wersji schematu regulatora barwy tonu

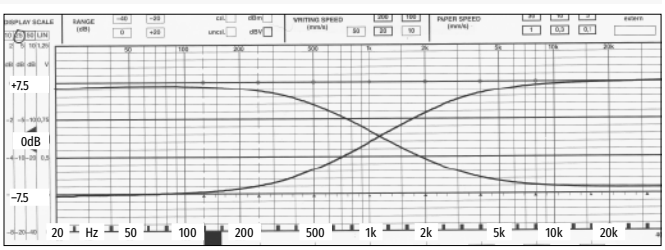
Układ regulatora barwy tonu z rysunku 17 zasilany jest napięciem 24 V. Polaryzację wzmacniaczy operacyjnych na poziomie połowy zasilania zrealizowano dzielnikiem R1 i R4. Dalsze korekty które pozwolą na minimalizację szumów to przeskalowanie wartości elementów w kierunku niższych impedancji. Czyli np. dziesięciokrotne zwielokrotnienie pojemności i w takim samym stosunku zmniejszenie wszystkich rezystancji mających wpływ



Rysunek 17. Schemat regulatora barwy tonu Hi-Fi, z usuniętym źródłem (generatorem) szumu

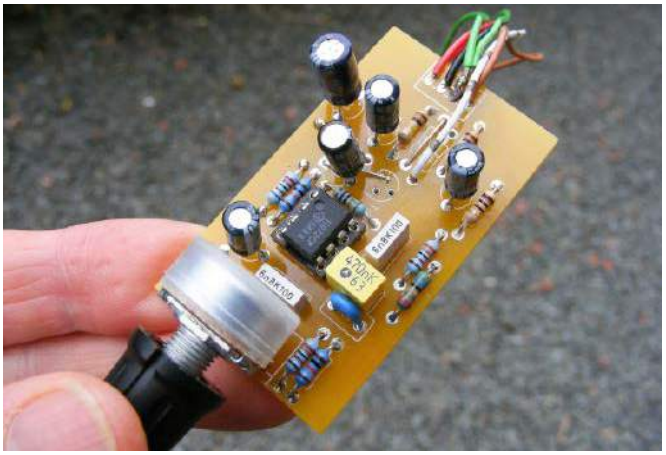


Rysunek 18a. Charakterystyki barwy tonu z wieloma położeniami potencjometru; zastosowano potencjometr 20 kΩ W-law i pojemności filtru (C4 i C7) 15 nF; punkt zerowy (obrotu) charakterystyki powrócił na standardową pozycję 1 kHz



Rysunek 18b. Charakterystyka w przypadku zastosowania potencjometru 50 kΩ i C4/C7 6,8 nF; punkt obrotu regulacji jest w okolicy częstotliwości 1,2 kHz; przesunięcie bliżej 1 kHz uzyskamy zwiększając ww. pojemności do wartości 7,5 nF

eprasa.pl b57b883d17



Rysunek 20. Foto zmienionej wersji układu na „starej" PCB; w związku z obecnością dodatkowego sygnału wejścia do regulatora barwy, zabrakło wyprowadzeń na przygotowanym złączu MOLEX; należy zwrócić uwagę na przewód biały (z czarnymi kreskami) oraz punkt lutowniczy, który wykorzystano na jego podłączenie (to sygnał INPUT); na podłączenie kondensatora C2 wykorzystano punkty lutownicze nieobecnego stabilizatora bocznikowego

na charakterystykę częstotliwościową. Warto także zastosować teraz niskoszumny wzmacniacz operacyjny, np. NE5532. **Rysunek 19** pokazuje lokalizację elementów zmienionej wersji układu regulatora barwy Hi-Fi na starej płytce zaprojektowanej dla generatora szumu. Na **rysunku 20** jest zdjęcie nowej wersji układu, gdzie widać, że adaptacja „starej" płytki PCB nie wymaga wielu zmian i nie jest kłopotliwa.

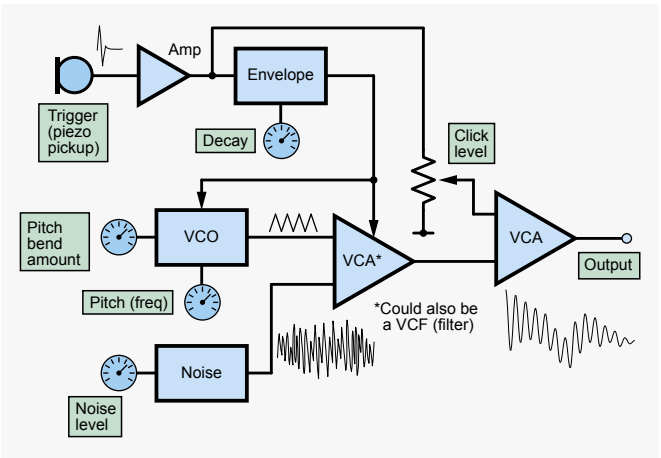
Syntetyzatory dekady lat 1980 – bazowały na szumie analogowym

W tamtych latach rynek zdobywały różnego rodzaju elektroniczne instrumenty muzyczne. Popularnym syntezatorem był Simmons SDS-3. Wytwarzany dźwięk wykorzystywał również generator szumu. Biały szum był modulowany, miksowany i nakładany na przebiegi deterministyczne. Schemat blokowy „bębna elektronicznego" pokazuje **rysunek 21**. Szum był generowany ze źródła analogowego i był jednym z elementów składowych wyjściowego sygnału fonicznego. Podstawą działania syntetyzatora były wzmacniacze o regulowanym wzmocnieniu oraz generator VCO przestrajany napięciem. Wiele parametrów można było regulować dostępnymi z zewnątrz potencjometrami. Syntetyzator wyposażony był w zewnętrzny przetwornik piezoelektryczny przyklejony do drewnianej obudowy. Uderzenie uruchamiało cały ciąg operacji, wszystkie tworzone techniką analogową. Częstotliwość i amplituda tonu były modulowane generatorem obwiedni, który wyznaczał czas i sposób zaniku sygnału.

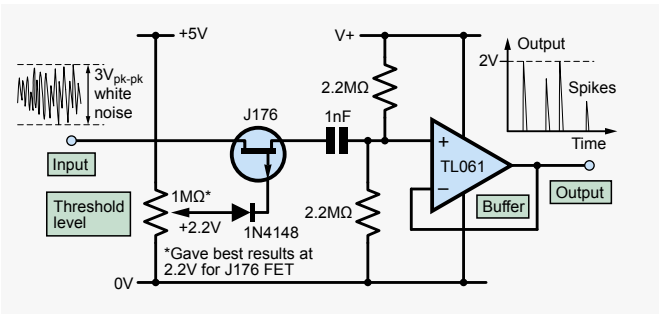
W latach 80. ubiegłego wieku firma Maplin oferowała kity zwane Syntom i Synwave, które wykorzystywały podobne triki do syntezy dźwięku. Opis był publikowany w *Electronic and Music Maker* z kwietnia i lipca 1981 roku. Urządzenia te pozwalały na imitację dźwięku bębna elektronicznego firmy Simmons. Przypuszczałem, że jedynie kwestią czasu jest, jak Syntom zastąpi Theremina jako nowa zabawa z dźwiękiem.

Symulator trzasków zarysowanej płyty winylowej

Odtwarzaniu muzyki ze starych płyt winylowych towarzyszy charakterystyczny szum. W przypadku zarysowanych starych płyt, na ciągły szum nakładają się sporadyczne trzaski. Sztuczne wytworzenie tego rodzaju zniekształceń dźwięku można uznać za zabawę, która może mieć jak najbardziej praktyczne znaczenie. Szczególnie w przypadku animacji i efektów dźwiękowych towarzyszących odtwarzaniu starych filmów. Zniekształcenia głosu i muzyki są bardzo różnorodne. W tle słychać



Rysunek 21. Schemat blokowy „elektronicznego bębna"



Rysunek 22. Generator dźwięku „zarysowanej płyty"

rumor, terkotanie, czasem dudnienie i odgłosy dalekich grzmotów. Zniekształcenia i szum mają przede wszystkim charakter niskoczęstotliwościowy. Nie jest możliwa symulacja tych wszystkich zniekształceń jednym prostym układem. **Rysunek 22** pokazuje fragment schematu, który potrafi symulować efekty trzasków zarysowanej płyty winylowej. Na wejście należy podać szum biały o wartości amplitudy międzyszczytowej ok. 3 Vpk-pk. Należałoby raczej mówić o wartości średniej lub skutecznej, gdyż w przypadku szumu białego amplituda też rządzi się prawami probabilistyki. Tranzystor J176 pracuje w charakterze analogowego klucza, na bramce którego ustawia się próg, poniżej którego szum jest wycięty. To sprawia, iż zniekształcenia na wyjściu mają już inny charakter. Właśnie sporadycznie pojawiających się trzasków. Te dźwięki mogą też przypominać stuki z licznika Geigera.

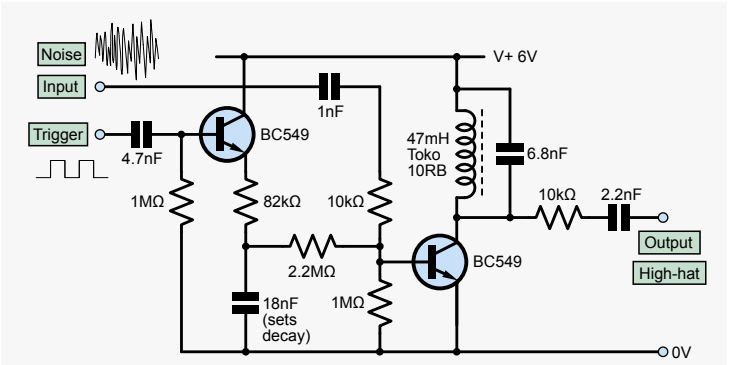
Dźwięk cymbałów oraz efekty specjalne

Ciekawe efekty można uzyskać przez wąskopasmowe filtrowanie szumu białego. Muzyka organowa lat siedemdziesiątych ubiegłego wieku jest dobrym przykładem. Wielu z nas pamięta dźwięczne brzmienie organów Klausa Wunderlicha (https://youtu.be/29RU-3q_p9U). Fragment schematu na **rysunku 23** wycina wąskie pasmo szumu białego przy pomocy obwodu rezonansowego, który dodatkowo jest kluczowany. Częstotliwość rezonansowa jest bliska górnego pasma akustycznego, ok. 10 kHz.

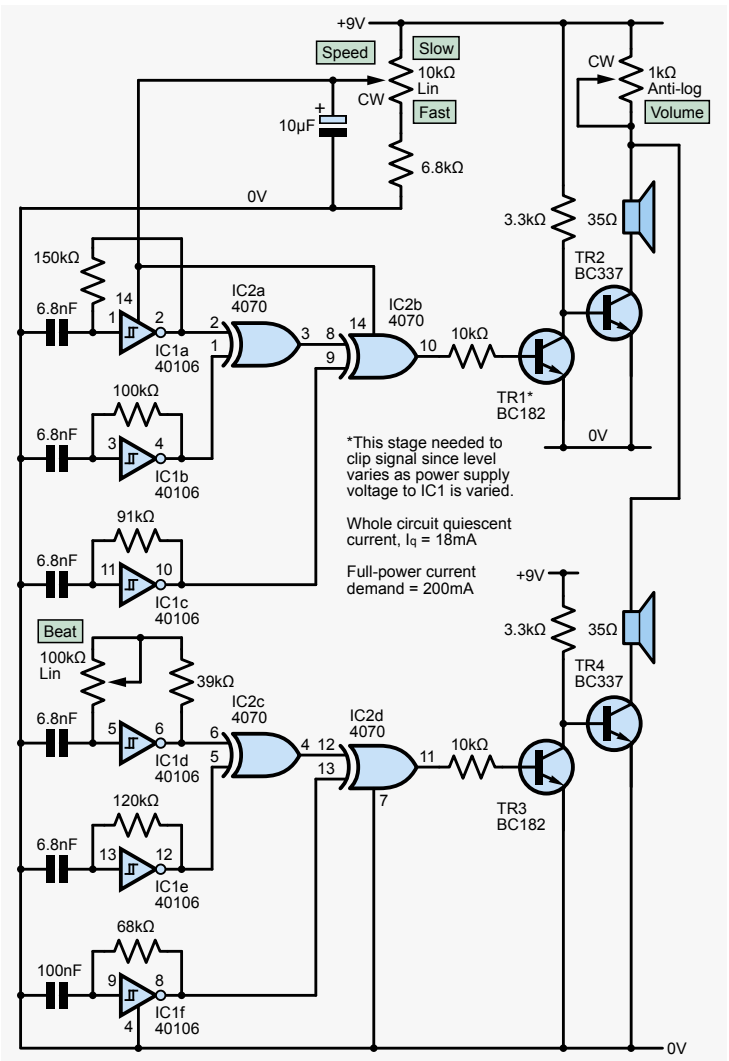
Bardziej zaawansowane „metaliczne" efekty można uzyskać przy pomocy modulatora kołowego, gdzie szum biały jest wymnażany z tonem wysokiej częstotliwości. Specyficzne brzmienie zawdzięczamy bogatej zawartości harmonicznych na wyjściu takiego modulatora.

Inny sposób na ciekawe efekty dźwiękowe pokazano na **rysunku 24**. Jest tu kilka generatorów fali prostokątnej, które są mieszane na bramkach logicznych XOR. Podobnie jak w przypadku modulatora kołowego, tutaj dźwięk jest też bogaty w paśmie akustycznym.

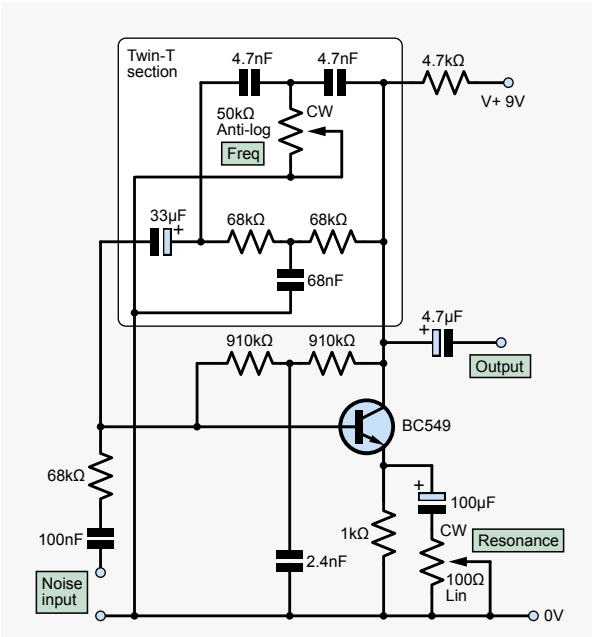
eprasa.pl b57b883d17



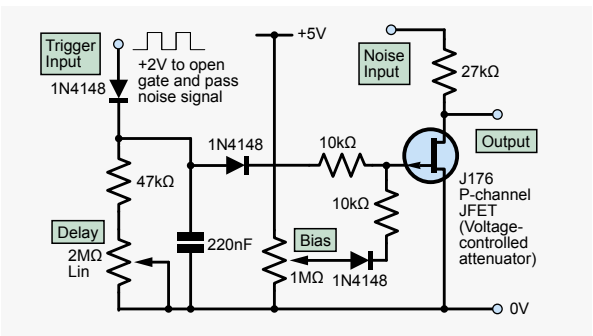
Rysunek 23. Efekty dźwiękowe przy pomocy szumu białego i filtru pasmowego



Rysunek 24. Symulacja odgłosów turbosprężarki z silnika Diesla



Rysunek 25. Filtr pasmowy z wykorzystaniem mostka podwójne-T; przekształca efekt szumu w pogwizd



Rysunek 26. Użycie tranzystora polowego w charakterze dzielnika napięcia sterowanego napięciem; przekształca efekt jednostajnego szumu w powtarzające się „puff"

Schemat zawiera dwa układy scalone CMOS. Na sześciu inwerterach z wejściem Shmitta wykonano 6 oscylatorów, a cztery dwuwejściowe bramki XOR połączono jako dwa funktory XOR o trzech wejściach. Tego typu rozwiązania pracowały w popularnym Roland-zie TR606. Ten „instrument" w latach 80. był obowiązkowym wyposażeniem w wielu domach. Tzw. „*Cymbal Syntetizer*" konstrukcji Roberta Penfolda był opisany w *Electronics Monthly* w grudniu 1984. Bramki CMOS zdobyły szeroką popularność w tamtych czasach. Potrafią one pracować w szerokim zakresie zasilania, od ok. 3 V do 15 V. Tu pracują CD4070 – XOR oraz negacje typu 40106. Imitacja dźwięku turbosprężarki silnika w układzie z rysunku 24 podstrajana jest właśnie wartością napięcia zasilania. Obniżając Vcc odnosi się wrażenie przyśpieszania obrotów silnika.

Naśladowanie dźwięków podwodnego sonaru

To jeden z moich ulubionych efektów uzyskanych na drodze elektronicznej. Schemat pokazuje **rysunek 25**, i do niego trzeba dodać generator białego szumu. Układ jest jednotranzystorowym wzmacniaczem, który zapętlono mostkiem podwójne-T. Obwód taki wykazuje charakterystykę rezonansową. Przy poprawnym „zestrojeniu" jest filtrem pasmowym o dużej dobroci Q. Na wejście podano sygnał szumu białego, na wyjściu otrzymamy charakterystyczny gwizd. Sygnał wyjściowy może też naśladować szum oddechu lub pogwizd maszyny parowej. Do schematu z rysunku 25 i generatora szumu należy dodać trzeci element. Na **rysunku 26** widzimy układ, który działa jako dzielnik, sterowany napięciem. Ten obwód należy wstawić między generator szumu i wzmacniacz o selektywnej charakterystyce. Można tu widzieć działanie kluczujące, które wyznaczy powtarzalność gwizdów lub westchnięć. Działanie układu jest jednak bardziej subtelne. Obecnymi tu potencjometrami można ustawić

eprasa.pl b57b883d17

nachylenie zboczy, co pozwoli aby dźwięk elektroniczny był bliższy temu, który ma naśladować.

Inne efekty – „klaskomania”

Moda na elektronicznie generowane efekty dźwiękowe lat osiemdziesiątych zaowocowała wieloma niestandardowymi „instrumentami”. Takim był Simmonsa „Clap Trap”. W latach 80. dźwięk mający źródło z generatora białego szumu był wręcz nadużywany. Clap Track można posłuchać pod adresem https://youtu.be/k2NoL_a4Ulg. A nagranie piosenkarki Kim Carnes *Bettle Davis Eyes* – https://youtu.be/wyRosnwO_mg.

Symulację oklasków można uzyskać z kilku, typowo czterech generatorów szumu wyzwalanych ciągiem impulsów jakiegoś licznika. Można wykorzystać układ logiczny 4017, który jest licznikiem dekadowym. Chcąc w sposób analogowy uzyskać tego typu efekty, można wykonać układ złożony z szeregu komparatorów i podać nań impuls zanikający (wykładniczo) z odpowiednio dobraną stałą czasową. Można by tu zaadaptować jakiś układ scalony dedykowany dla bargrafu na diodach LED. W *Practical Electronics* z sierpnia 1989 opisywaliśmy *Hand Clapper* autorstwa Harvey’a Kenta, gdzie wykorzystano syntezę dźwięku właśnie w oparciu o takie triki układowe. Wymyślono wiele metod naśladowania „klaśnięć” generowanych elektronicznie. Jednak cała zabawa „klaskomanii” rozpoczęła się od rejestracji dźwięku prawdziwych „klaśnięć”. Pilotowe nagranie brytyjskiego muzyka i inżyniera dźwięku Alana Personsa (https://youtu.be/WdcrTUcdO0Q) ukazało się w 1975 roku.

Synteza mowy

Szum jest nieodłącznym elementem mowy. Szczególnie słyszalny jest on w głoskach zawierających „ess”. To szeroki temat wychodzący poza ramy bieżącego opracowania. W artykule pokazaliśmy kilka prostych układów stanowiących elementy syntezatorów dźwięku lub różnorodnych elektronicznych instrumentów muzycznych, których odsłuch może być źródłem wielogodzinnej dobrej zabawy. ■

Jake Rothman

Ten artykuł był wcześniej opublikowany na łamach „Practical Electronics”, maj 2020 (www.epemag3.com)

REKLAMA

Sięgnij po archiwalne wydania
ELEKTRONIKI dla WSZYSTKICH



Prenumeratorzy mają bezpłatny dostęp do e-wydań archiwalnych EdW starszych niż 24 miesiące.

Przesyłka GRATIS

Zamów wygodnie na
www.UlubionyKiosk.pl

eprasa.pl b57b883d17

Poznawanie IC555 dzięki eksperymentom, część 1



Układ scalony „555” to znany i powszechnie stosowany timer. Niemłody, a równocześnie „wiecznie młody”, określany mianem ever green. To nieskomplikowany układ zamknięty w ośmionóżkowej obudowie, a swą popularność zawdzięcza temu, iż jest bardzo elastyczny w konstrukcji szeroko rozumianego timera czyli obwodu odmierzania czasu.

Najlepszym sposobem poznania możliwości układu jest eksperymentowanie. W bieżącym dwuczęściowym artykule zaproponowano dwanaście aplikacji, różnego łączenia jednego lub dwóch timerów IC555. W pierwszej części zaproponowano 6 prostych układów doświadczalnych. W części drugiej kolejne 6 nieco bardziej rozbudowanych układów z wykorzystaniem tego układu scalonego. Eksperymenty tu proponowane nie wyczerpują oczywiście wszystkich możliwości. Pozwolą natomiast na w miarę dokładne poznanie, co na 555 da się zrobić.

Na początek warto odwołać się do karty katalogowej układu scalonego i rozpoznać jego strukturę. Wtedy wyróżnimy takie bloki funkcjonalne jak: prosty rezystancyjny dzielnik napięcia, dwa analogowe komparatory, przerzutnik bistabilny RS z dodatkowym dominującym wejściem zerowania (resetu) oraz stopień wyjściowy (output stage) o zdolnościach prądowych na poziomie 200 mA zarówno w kierunku wpływu (source) jak i wypływu (sink). Kluczowa jest obecność dwóch komparatorów, które (aby być zgodnym z nomenklaturą zawartą w karcie katalogowej) nazwiemy „trigger” (dolny komparator) i „threshold comparator” (górny). Różne konfiguracje połączeń z kilkoma zaledwie elementami zewnętrznymi pozwolą także na rozpoznanie trzech trybów pracy tego układu scalonego. Czyli tryb monostabilny, astabilny i bistabilny.

Zaproponowane eksperymenty są bardzo proste i mają gównie cel edukacyjny. Dlatego proponujemy montaż na uniwersalnej płytce stykowej w celu szybkiej i łatwej rekonfiguracji. Jako źródło zasilania wykorzystano prosty zasilacz o napięciu z przedziału 5 V do 9 V. Aczkolwiek zgodnie z danymi w karcie katalogowej, układ 555 można zasilić napięciem w zakresie od 4,5 V do 15 V. Ten timer może odmierzać czasy z bardzo szerokiego zakresu, od mikrosekund do wielu sekund lub nawet kilku minut. W dalszych doświadczeniach zastosowane stałe czasowe są na poziomie ułamka lub kilku sekund. Aby czytelnie zobrazować pracę układu użyto diod LED podłączonych do wyjścia OUT lub do wyprowadzenia DISCHARGE, które jest współbieżne z OUT lecz ma cechy wyjścia z otwartym kolektorem.

Eksperyment nr1 nie wykorzystuje wszystkich podzespołów (bloków funkcjonalnych) układu scalonego. W doświadczeniu drugim, trzecim i czwartym pokazano pracę układu z wykorzystaniem obu komparatorów, przerzutnika Flip-Flop i dzielnika napięcia. Stopień wyjściowy pozostaje nieaktywny, a konfiguracje tych eksperymentów demonstrują pracę timera w trybie bistabilnym, astabilnym i monostabilnym. Nie potrzeba żadnego miernika śledzącego pracę układu. Jest ona demonstrowana świeceniem bądź miganiem diody LED. Doświadczenia nr 5 i 6 są nieco bardziej skomplikowane. Angażują po dwa timery 555 aby pokazać ciekawe sytuacje, jakie można wtedy uzyskać. Proponowane eksperymenty są nie tylko pouczające, ale przysporzą też sporo zabawy.

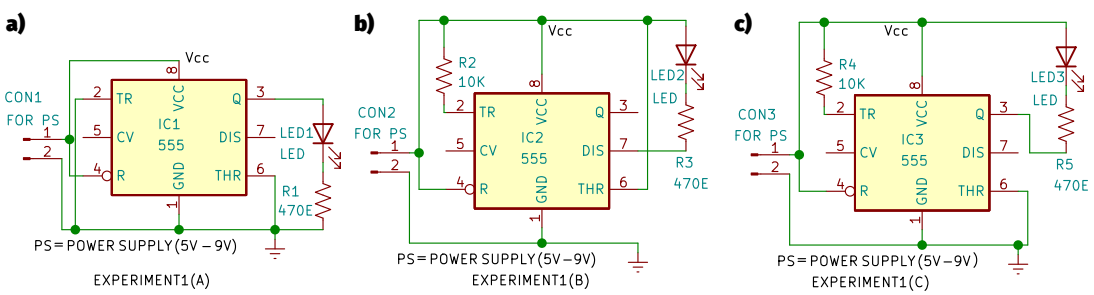
Eksperyment 1

Aplikację 555 dla pierwszego z proponowanych eksperymentów pokazano na **rysunku 1**. Aczkolwiek mamy tu trzy wersje, które można by rozbić jako osobne doświadczenia. To połączenia wg schematu z rysunku 1a, 1b i 1c.

W eksperymencie 1a wyprowadzenia 4 i 8 układu scalonego podłączono do zasilania Vcc (od 5 V do 9 V). Z kolei piny 1, 2 i 6 podłączono na trwale do masy. Diodę LED podłączono anodą do wyjścia (pin 3) i przez rezystor ograniczający prąd, katodę podłączono do masy. Po włączeniu zasilania dioda LED1 powinna świecić cały czas. Przerzutnik F-F jest bowiem trwale ustawiony w stan „SET” ponieważ stan niski na wyprowadzeniu TRIGGER (pin 2) trwale uaktywnia komparator dolny, a umasienie wyprowadzenia THRESHOLD (pin 6) trwale dezaktywuje górny komparator podłączony na wejście Reset przerzutnika R-S. Równocześnie dominujący Reset-Inhibit (n. 4) jest nieaktywny przez podłączenie wyprowadzenia 4 do stanu wysokiego (zasilania Vcc).

W eksperymencie 1b sytuacja jest przeciwna. Tutaj trwale aktywny jest komparator górny, z uwagi na połączenie wyprowadzenia 6 z potencjałem zasilania. Połączenie nogi 2 z potencjałem wysokim trwale dezaktywuje dolny komparator. W tej sytuacji Flip-Flop jest cały czas w stanie wyzerowanym, objawiającym się niskim stanem na wyjściu 3. Tutaj dioda LED także świeci permanentnie, ponieważ podłączono ją między Vcc i wyjście DISCHARGE. Wyjście to dubluje stan niski z OUTPUT, aczkolwiek na n. 7 dostępny jest tylko stan niski bądź wysokiej impedancji.

W doświadczeniu 1c oba komparatory są nieaktywne. To znaczy, że oba wejścia R i S przerzutnika R-S pozostają w stanie niskim (nieaktywnym). Tutaj trudno przewidzieć zachowanie Flip-Flop-a. Wejście Inhibit (dominujący Reset) jest też nieaktywne przez połączenie końcówki 4 z potencjałem zasilania. To pierwsze doświadczenie, które „coś



Rysunek 1. Schemat układu do doświadczenia nr 1

eprasa.pl b57b883d17

wnosi" w sensie, iż trudno przewidzieć zachowanie układu jedynie na podstawie samego schematu struktury układu scalonego. Okazuje się, że Flip-Flop pozostaje wyzerowany. Dioda LED3 świeci permanentnie, gdyż podłączono ją między Vcc i wyjście Q (pin 3). Stan niski na Q informuje o stanie przerzutnika bistabilnego zgodnym z jego zresetowaniem.

Od Red. EdW: W tej zabawie warto by sprawdzić jeszcze zachowanie timera w sytuacji aktywnych obu wejść Set i Reset przerzutnika R-S, aby przekonać się, które z nich jest dominujące. Zatem, w eksperymencie 1d należałoby ustawić stan niski na wyprowadzeniu n. 2 i wysoki na pinie 6. Pomiar napięcia na wyjściu n. 3 (dowolną metodą, lub zobrazowaniem stanu przy pomocy diody LED) da odpowiedź czy dominujący jest Set czy Reset.

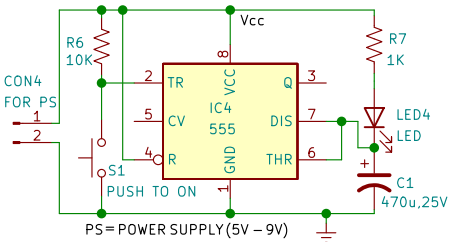
Eksperyment 2

W tym eksperymencie „odrutowano" timer 555 do pracy jako przerzutnik monostabilny. Schemat połączenia wejść/wyjść układu scalonego pokazano na **rysunku 2**.

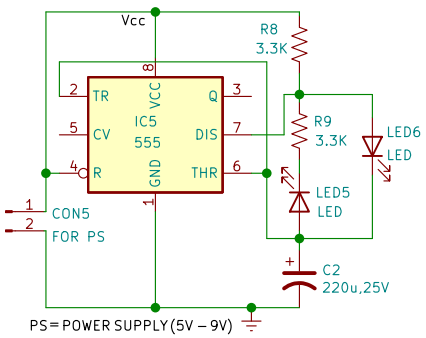
Połączenie diody LED jest tu nietypowe, aczkolwiek niesie informację o zachowaniu wewnętrznych podzespołów IC555. Po włączeniu zasilania dioda LED świeci permanentnie, co na pozór może nie być zgodne z zachowaniem przerzutnika monostabilnego. Wyjście OUT nie jest wykorzystane, aczkolwiek o jego stanie informuje stan na pinie 7 (DISCHARGE). Tu panuje stan niski, a dioda świeci gdyż podłączono ją względem zasilania Vcc. Wyzwolenie monoflopa następuje przez krótkotrwałe zwarcie styków mikroswitcha S1. Wymuszenie niskiego stanu na pinie 2 (TRIGGER) uruchomi dolny komparator i podanie stanu wysokiego (aktywnego) na Set Flip-Flop-a. To zwolni wyjście DISCHARGE n. 7, które przejdzie do stanu wysokiej impedancji, co umożliwi ładowanie kondensatora C1. C1 ładuje się prądem diody LED, która będzie „ciemnieć" jak napięcie na kondensatorze będzie się podnosić. Stała czasowa R7–C1 jest na poziomie 0,5 sekundy, więc efekt powinien być łatwo obserwowalny. Gdy napięcie na C1 przekroczy 2/3 poziomu zasilania, uaktywni się komparator resetujący przerzutnik F-F. Wyjście DISCHARGE n. 7 przejdzie do stanu niskiego i w tym stanie pozostanie na trwale. To znaczy do momentu kolejnego wyzwolenia switchem S1. Dioda LED4 zaświeci pełnym światłem ponieważ uaktywni się tranzystor, którego kolektor stanowi wyjście pin 7. W tym przypadku, mimo nieaktywności obu wejść przerzutnika R–S, jego stan jest ściśle określony, ponieważ Flip-Flop pamięta ostatni stan aktywności wejścia ustawiającego lub zerującego. W eksperymencie nr 2 zaproponowano aby dioda LED była koloru niebieskiego. Wyższe napięcie na złączu diody niebieskiej spowoduje, iż efekt przygasania diody będzie lepiej widoczny, szczególnie gdy zastosujemy wyższe zasilanie (tj. np. Vcc=9 V). Czas timera-monoflopa jest tu odmierzony od momentu zwarcia styków switcha S1 poprzez przygasanie diody LED4 do momentu ponownego jej zaświecenia pełnym światłem.

Eksperyment 3

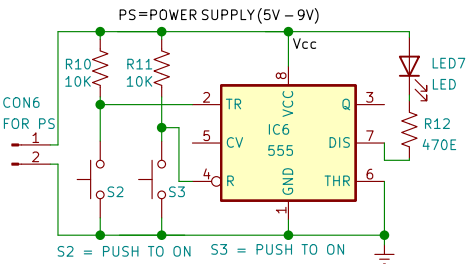
Schemat układu dla ćwiczenia nr 3 pokazano na **rysunku 3**. Tutaj IC555 „odrutowano" dla pracy jako multiwibrator astabilny. Aktualny stan układu pokazują dwie diody LED. Powinny one mrugać naprzemiennie. Praca multiwibratora bazuje na przeładowywaniu kondensatora C2. Gdy przerzutnik F-F jest w stanie „ustawionym" (SET), C2 ładowany jest przez rezystor R8, i prąd ten płynie przez LED6. Zatem, w tej fazie dioda ta świeci, jednak w miarę wzrostu napięcia na C2, prąd ten maleje. Dioda LED6 więc przygasa. Gdy poziom naładowania C2 osiągnie wartość 2/3 zasilania Vcc, uaktywni się górny komparator, który zresetuje przerzytnik. Wyjście Q na rysunku 3 jest niewykorzystane, ale jego stan jest powielony na DISCHARGE (pin 7). Stan niski spowoduje proces rozładowywania C2 przez R9. W tej gałęzi wstawiono diodę LED5. A więc, gdy zgaśnie LED6, natychmiast zaświeci LED5. Tu także, z czasem dioda ta będzie przygasała, w miarę rozładowywania C2. Dolny próg TRIGGER to 1/3 Vcc. Gdy potencjał C2 osiągnie tę wartość, uaktywni się dolny komparator, który ustawi przerzutnik do stanu SET. Sytuacja się powtórzy, kondensator C2 będzie ponownie ładowany. Pracę IC555 w trybie multiwibratora astabilnego realizuje połączenie wejść TRIGGER i THRESHOLD (piny 2 i 6), które śledzą napięcie na przeładowywanym w górę i w dół kondensatorze. W timerze 555 charakterystyczna jest szerokość histerezy równa 1/3 Vcc i jej symetryczne rozłożenie między poziomami 1/3 i 2/3 zasilania. Na tej podstawie łatwo oszacować częstotliwość oscylacji multiwibratora. Stan niski odpowiada stałej czasowej rozładowywania kondensatora przemnożonej przez ln2 (czyli ok. 0,69). W czasie ładowania C2 obowiązuje ta sama zasada: RC-ładowania x ln2 (z uwagi na symetrię). Z uwagi na równość rezystancji R8 i R9, obie stałe czasowe są równe i wynoszą: 3,3 kΩ×220 μF=0,73 s. Po przemnożeniu przez ln2 otrzymamy pół sekundy. Częstotliwość oscylacji wyniesie więc 1 Hz ze współczynnikiem wypełnienia 50%. Tutaj z uwagi na obecność diod LED



Rysunek 2. Schemat połączenia IC555 do eksperymentu nr 2



Rysunek 3. Schemat do eksperymentu nr 3



Rysunek 4. Schemat do eksperymentu nr 4

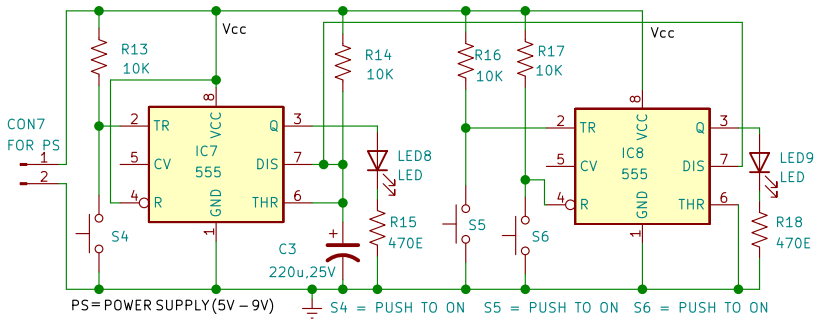
w obwodzie ładowania i rozładowywania kondensatora, obliczone wyżej czasy ulegną wydłużeniu i częstotliwość oscylacji zwolni. Na ile duża będzie ta poprawka zależy od koloru diod LED i od wartości zasilania Vcc. Tutaj jako LED5 i LED6 zastosowano jasno-zielone diody o standardowej wielkości 5 mm.

Eksperyment 4

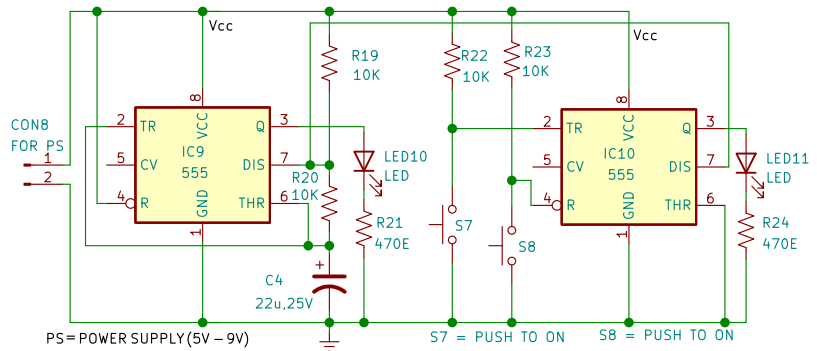
Schemat dla tego doświadczenia pokazany jest na **rysunku 4**. Tutaj IC555 pracuje w trybie przerzutnika bistabilnego. Diodę LED pokazującą stan układu wpięto na wyjście DISCHARGE pozostawiając niewykorzystane wyjście Q. LED7 świeci gdy stan wyjścia (i DIS) jest niski, stan wysoki charakteryzuje brak świecenia diody LED. Standardowo w trybie bistabilnym IC555 brak jest kondensatora i wyjście DISCHARGE pozostaje niewykorzystane.

Po włączeniu zasilania Flip-Flop ustawia się do stanu niskiego i LED7 się zaświeca. Chwilowe zwarcie styków S2 gasi diodę i stan ten trwa do momentu zwarcia styków S3. Oba stany są stabilne i mogą trwać dowolnie długo. Ze względu na sposób

eprasa.pl b57b883d17



Rysunek 5. Schemat do eksperymentu nr 5



Rysunek 6. Schemat do eksperymentu nr 6

włączenia diody LED sygnalizacja jest niejako „w negatywie". Świecenie to stan niski, wygaszenie diody – stan wysoki przerzutnika. Switch pozwalający ustawić przerzutnik (S2) wpięto w obwodzie komparatora TRIGGER, natomiast switch zerujący (S3) w obwodzie dominującego Reset-u (pin 4), pozostawiając górny komparator (zerujący Flip-Flop-a) trwale nieaktywny (przez zwarcie pinu 6 IC na trwale z masą układu).

Eksperyment 5

Schemat eksperymentu 5 pokazuje **rysunek 5**. Tutaj wykorzystano dwa timery 555. IC7 „odrutowano" jako multiwibrator monostabilny i IC8 jako bistabilny. Wzajemna interakcja między oboma timerami polega na zwarciu ich wyprowadzeń pin-7. Sygnalizację stanu obu układów wykonano także przy pomocy diod świecących. LED8 i LED9 wpięto na wyjścia OUT obu timerów względem masy, zatem indykacja jest „prosta" – świecenie diody to stan wysoki, wygaszenie – stan niski odpowiedniego wyjścia Q. Po włączeniu zasilania obydwa 555 ustawiają się do stanu niskiego – diody nie świecą. Chwilowe zwarcie switcha S4 ustawia IC7 i LED8 zaświeca się. IC7 pracuje w konfiguracji monoflopa, więc LED8 powinna zgasnąć po zaprogramowanym czasie. Tak się nie dzieje z uwagi na „iloczyn logiczny na drucie" zwartych wyprowadzeń 7 obu układów scalonych. IC7 przeszedł w stan wysokiej impedancji, ale IC8 nadal trzyma stan niski (zwarcia z masą). To uniemożliwi ładowanie C3 i stan wysoki monoflopa jest trwały. Sytuację może zmienić przyciśnięcie przycisku S5. Ustawienie przerzutnika w IC8 spowoduje zaświecenie LED9 i stan ten jest trwały, jako że IC8 jest „odrutowany" jako multiwibrator bistabilny. Ustawienie IC8 zmienia sytuację widzianą przez IC7. Teraz obydwa wyjścia DISCHARGE przyjmą stan wysokiej impedancji i rozpocznie się ładowanie C3. Odmierzy on czas monoflopa wyznaczony iloczynem R14 i C3. Po tym czasie (10 kΩ×220 µF×ln3=2,2 s×1,1=~2,4 s) LED8 zgaśnie bo przestawi się Flip-Flop w IC7. LED9 będzie świeciła nadal, gdyż IC8 pamięta wcześniejszy stan. Ten przerzutnik zmieni stan gdy naciśniemy S6. Wtedy LED9 zgaśnie i obie LED-y pozostaną wygaszone jak było tuż po włączeniu zasilania.

Eksperyment 6

Schemat tego eksperymentu jest na **rysunku 6**. Tutaj, podobnie jak w poprzednim doświadczeniu wykorzystano także dwa IC555. IC10 ma taką samą konfigurację jak IC8 w eksperymencie 5. Stanowi przerzutnik bistabilny. IC9 natomiast „odrutowano" dla pracy jako multiwibrator astabilny. Tutaj też wzajemna interakcja obu timerów polega na połączeniu ich wyprowadzeń pin 7. Diody LED10 i LED11 sygnalizują stan wewnętrznych przerzutników „wprost". Tzn. stan wysoki – dioda świeci, stan niski – LED wygaszona. Po włączeniu zasilania LED10 zaświeca się i świeci permanentnie. Mimo tego, że IC9 powinien zmieniać swój stan jak na multiwibrator przystało. Blokuje go stan niski wyjścia 7 IC10. Jeśli teraz naciśniemy switch S7, Flip-Flop w IC10 zmieni swój stan. Q przyjmie stan wysoki, co zasygnalizuje dioda LED11. Natomiast stan wysokiej impedancji wyjścia 7 odblokuje multiwibrator IC9, który zacznie oscylować. Powrót do poprzedniego stanu nastąpi gdy naciśniemy S8. Switch ten resetuje przerzutnik w IC10. Wtedy LED11 powinna zgasnąć a LED10 zaświecić permanentnie. Flip-Flop w IC9 zawsze wróci do stanu ustawionego (SET). Stan taki utrzyma się do ponownego naciśnięcia S7. Warto jeszcze zwrócić uwagę na pracę multiwibratora IC9 wtedy, gdy będzie on oscylował. C4 będzie przeładowywany między poziomami napięcia 1/3 i 2/3 zasilania Vcc. Stała czasowa ładowania C4 jest dwukrotnie dłuższa niż stała czasowa rozładowywania tego kondensatora. Wyznaczona jest iloczynem C4 i sumy R19 i R20. 22 µF×(10 kΩ+10 kΩ)=0,44 s. Czas świecenia LED10 powinien wynosić 0,44 s×ln2=~0,3 s. Czas wygaszenia powinien być dwukrotnie krótszy, czyli ok. 0,15 sekundy.

Kolejne sześć eksperymentów pokażemy w drugiej części artykułu. Wszystkie układy próbne można zmontować na uniwersalnej płytce stykowej. Pozwala to na łatwe ponowne wykorzystanie elementów dla następnych eksperymentów. Jako zasilanie można wykorzystać dziewięciowoltową baterię lub zasilacz 0...12 V/1 A. W kolejnych eksperymentach przewidziano złącza CON1 do CON8, gdzie zasilanie należy podłączyć. ■

Rajeev Nilkanth Deshpande

Wykaz elementów, kupuj w sklep.avt.pl (W-wa, ul. Leszczynowa 11, tel. +48222578451, e-mail: handlowy@avt.pl):

Półprzewodniki:
IC1...IC10: timer IC555
LED1...LED3, LED7...LED11: diody białe (przezroczyste) ∅ 5 mm
LED4: dioda niebieska ∅ 5 mm
LED5, LED6: jasne diody zielone w przezroczystej obudowie ∅ 5 mm

Rezystory: (wszystkie 0,25 W, ±5%)
R1, R3, R5, R12, R18, R21, R24: 470 Ω
R2, R4, R6, R10, R11, R13, R14, R16, R17, R19, R20, R22, R23: 10 kΩ
R7: 1 kΩ
R8, R9: 3,3 kΩ

Kondensatory:
C1: 470 µF/25 V elektrolityczny
C2, C3: 220 µF/25 V elektrolityczny
C4: 22 µF/25 V elektrolityczny

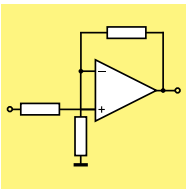
Inne:
CON1...CON8: złącze 2-pinowe
S1...S8: przyciski „push to on"
PS: bateria 9 V lub zasilacz regulowany 0...12 V
Uniwersalne płytki stykowe: 1 lub 2

Ten artykuł był wcześniej opublikowany na łamach „EFY", grudzień 2022 (efymag.com)

eprasa.pl b57b883d17

Praktyczny kurs op-ampów

6. Wzmacniacz nieodwracający



Jeśli cenisz sobie bardzo wysoką impedancję wejściową, to idealny jest wzmacniacz op-amp nieodwracający. Ponadto, we wzmacniaczu nieodwracającym napięcie wyjściowe jest w fazie z napięciem wejściowym. Wzrost napięcia na wejściu powoduje wzrost napięcia na wyjściu.

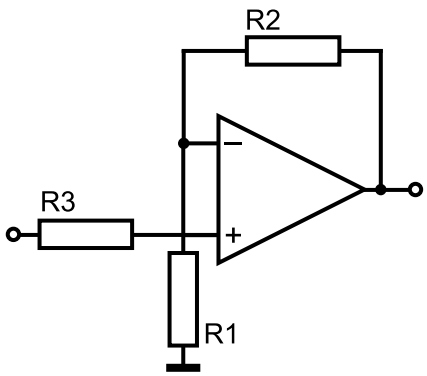
Schemat podstawowy

Trzy rezystory i op-amp. Podstawowy układ wzmacniacza nieodwracającego zbudowany na op-ampie przedstawiono na poniższym rysunku. Napięcie wejściowe jest podawane poprzez rezystor R3 do dodatniego wejścia op-ampa. Pomiędzy wyjściem a masą znajduje się obwód szeregowy dwóch rezystorów R1 i R2. Wejście ujemne jest podłączone do węzła obu rezystorów. Jako przykład rozpatrzmy wzmacniacz o wzmocnieniu dziesięć razy: napięcie wyjściowe jest dziesięć razy większe od napięcia wejściowego. Jak zobaczymy później, współczynnik wzmocnienia dziesięć zależy od stosunku R2 do R1. Dlatego bardzo ważne jest, aby R2 był dokładnie dziewięć razy większy od R1. Jeśli wybierzesz R1 równe 10 kΩ, R2 musi być równe 90 kΩ. Nie jest to wartość standardowa, ale dwa rezystory 180 kΩ połączone równolegle dadzą pożądaną wartość.

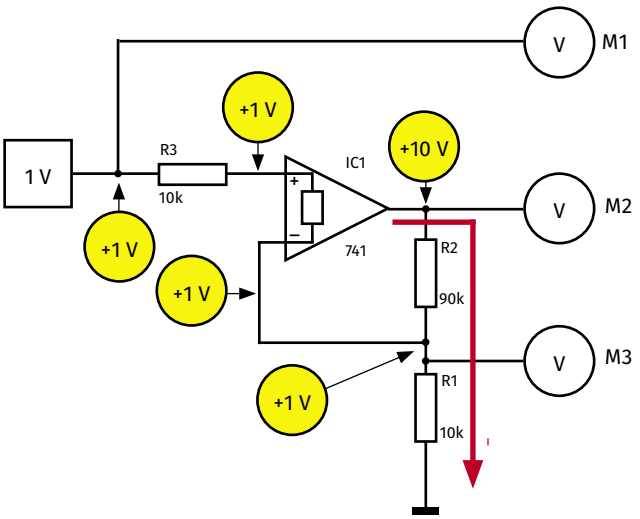
Wzmacniacz nieodwracający w praktyce

Budowa układu doświadczalnego. Na rysunku poniżej przedstawiono układ, który możesz wykorzystać do zrozumienia jego działania przy użyciu miernika uniwersalnego i regulowanego źródła napięcia. Podłącz regulowane napięcie stałe V do wejścia, przy czym punkty pomiarowe M1, M2 i M3 muszą pozostać dostępne dla końcówki przewodu pomiarowego twojego miernika uniwersalnego. Jeśli podłączysz układ do napięcia zasilającego, przekonasz się, że napięcie wyjściowe jest zawsze dziesięciokrotnie większe od napięcia wejściowego. Jest więc jasne, że musisz ograniczyć napięcie wejściowe do zakresu ±1 V. Jeśli zastosujesz większe napięcie wejściowe, to napięcie na wyjściu op-ampa zostanie ograniczone na jednym z napięć zasilających.

Jak działa ten układ? Op-amp ustawia swoje napięcie wyjściowe tak, aby nie było różnicy napięcia między dwoma wejściami. Załóżmy, że na wejściu przyłożysz napięcie +1 V. Napięcie to dociera do wejścia



Podstawowy układ wzmacniacza nieodwracającego (© 2017 Jos Verstraten)



Wzmacniacz nieodwracający w praktyce (© 2017 Jos Verstraten)

dodatniego przez rezystor R3. Wartość tego rezystora jest bardzo mała w porównaniu z rezystancją wejściową op-ampa. Możesz więc założyć, że to napięcie dotrze do wejścia dodatniego op-ampa bez zmian.

Układ zadba teraz o to, aby na wejściu ujemnym również pojawiło się napięcie +1 V. To napięcie jest oczywiście również na węźle dzielnika napięcia R1-R2. Przez dwa oporniki dzielnika płynie ten sam prąd I. Można zaniedbać obciążenie wejściem ujemnym. Jeśli przez R1 i R2 płynie ten sam prąd, to spadki napięć na tych rezystorach są wyznaczone stosunkiem ich wartości. R2 jest dziewięć razy większy od R1, więc spadek napięcia na R2 będzie również dziewięć razy większy od spadku napięcia na R1. Ta ostatnia wartość to 1 V, więc zmierzymy 9 V na R2. Napięcia na R1 i R2 są szeregowe, o tej samej polaryzacji. Napięcie na wyjściu układu wynosi 1 V + 9 V = 10 V. Układ wzmocnił napięcie wejściowe dokładnie dziesięć razy.

Właściwości układu

Wzmocnienie napięciowe. Wzmocnienie napięciowe jest określone przez stosunek R1 i R2. Jeśli wybierzesz rezystor 1 kΩ dla R1 i rezystor 99 kΩ dla R2, to układ wzmocni 100 razy. Zatem współczynnik wzmocnienia tego układu może osiągać bardzo duże wartości. Wartość R3 nie jest tak krytyczna: zwykle wybiera się wartość, która jest w przybliżeniu równa równoległemu połączeniu R1 i R2.

Impedancja wejściowa Impedancja wejściowa wzmacniacza jest bardzo duża. Ponieważ napięcie na wejściu ujemnym podąża za wartością napięcia wejściowego, nie ma spadku napięcia na szeregowo połączonych R3 i Zi op-ampa. Przez R3 nie płynie więc żaden prąd, wejście nie stanowi żadnego obciążenia.

Wpływ przesunięcia

Niekorzystne zjawisko. Za pomocą tego układu można bardzo ładnie zademonstrować wpływ offsetu. Podłącz wejście wzmacniacza do masy. Zwiększ wzmocnienie układu zmniejszając R1 do 1 kΩ. W zasadzie powinieneś teraz zmierzyć również zero woltów na wyjściu.

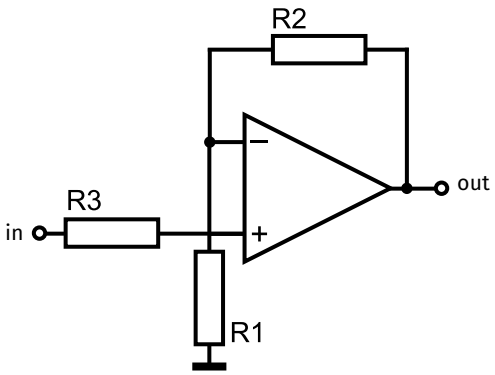
eprasa.pl b57b883d17

Jednak prawdopodobnie zmierzysz napięcie o wartości kilkuset miliwoltów, dodatnie lub ujemne. Jest to spowodowane offsetem op-ampa, o którym była już mowa na początku tego kursu.

Kompensacja offsetu. Offset (przesunięcie) jest bardzo niepożądany i dlatego prawie wszystkie op-ampy mają dwie końcówki, do których możesz podłączyć potencjometr regulacyjny służący do skompensowania tego offsetu. Jeśli uwzględniłeś tę funkcję w swoim układzie eksperymentalnym, możesz teraz skompensować offset. Obracaj potencjometrem kompensacyjnym, aż na wyjściu pojawi się zero woltów przy zerowym napięciu na wejściu. Jest jasne, że wpływ offsetu wzrasta, jeśli układ ma większe wzmocnienie. Przecież offset wprowadza niewielkie napięcie różnicowe między dwoma wejściami i to napięcie różnicowe jest wzmacniane ze współczynnikiem wzmocnienia określonym przez R1 i R2. Napięcie przesunięcia 1 mV powoduje już błąd na wyjściu 0,1 V przy wzmocnieniu ×100! Dlatego w układach o dużych współczynnikach wzmocnienia kompensacja offsetu jest absolutnie niezbędna.

Podsumowanie

Jak zwykle na ostatnim rysunku tego tematu przedstawiono przegląd właściwości op-ampa, pracującego jako wzmacniacz nieodwracający.



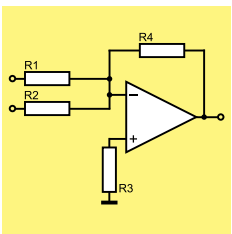
$$A' = \frac{R1+R2}{R1}$$

$$R3 = \frac{R1 \cdot R2}{R1+R2}$$

$$Zi' = Zi\left(1 + A \cdot \frac{R1}{R1+R2}\right)$$

Podsumowanie właściwości wzmacniacza nieodwracającego (© 2017 Jos Verstraten)

7. Wzmacniacz sumujący

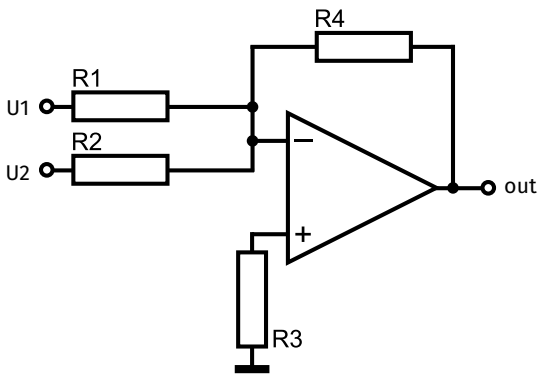


Często będziesz używał układów sumujących, nazywanych również mieszającymi. Pomyśl tylko o mikserach dla studiów dźwiękowych, prostych mikserach dla hobbystów dźwiękowych i wszelkiego rodzaju układach efektów dźwiękowych (echo, reverb, itp.), gdzie układ sumujący zawsze spełnia podstawową funkcję.

Zasada działania wzmacniacza sumującego

Wzmacniacz odwracający z wieloma wejściami. Układ opisany w piątym odcinku kursu: **'Op-amp jako wzmacniacz odwracający'** stanowi podstawę każdego (dobrego) wzmacniacza sumującego.

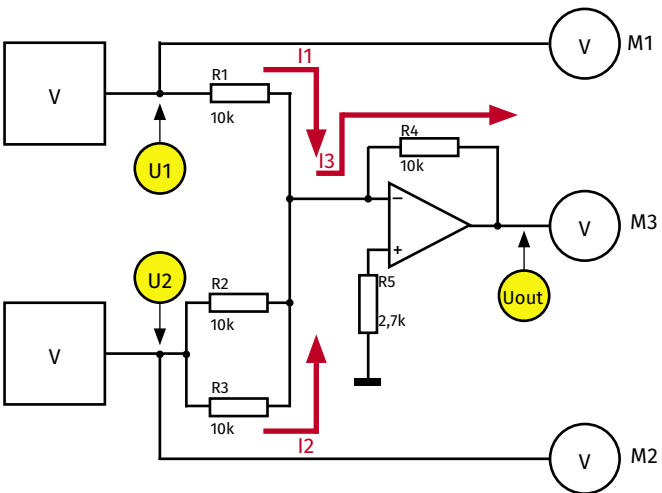
Układ ten jest nazywany mieszaczem aktywnym, ponieważ angażuje element aktywny, w tym przypadku wzmacniacz operacyjny. Jest to przeciwieństwo mieszaczy pasywnych, które działają tylko z rezystorami. Do zalet i wad obu obwodów wrócimy w trakcie omawiania tego tematu.



Podstawowy układ wzmacniacza sumującego (© 2017 Jos Verstraten)

Mieszacz dwukanałowy. Zacznijmy od najprostszego mieszacza, czyli układu sumującego z tylko dwoma wejściami. Na wyjściu pojawia się suma napięć U1 i U2. Bardzo wyraźnie rozpoznasz podstawowy schemat wzmacniacza odwracającego. Każde z dwóch napięć wejściowych jest doprowadzone do wejścia odwracającego op-ampa poprzez swój własny rezystor. Aby było ciekawiej, podajemy U 2 poprzez równoległy obwód dwóch rezystorów. Wartość rezystancji pomiędzy wejściem 2 a op-ampem jest teraz równa połowie wartości rezystancji pomiędzy wejściem 1 a wejściem odwracającym.

Układ doświadczalny. Na rysunku poniżej przedstawiono układ doświadczalny mieszacza dwukanałowego. Ustawmy U 1 i U 2 na 0 V i zauważmy, że na wyjściu jest również 0 V. Na wejście U 1 przykładamy napięcie +2 V. Na wyjściu odczytujemy napięcie −2 V. Takie wartości napięć spełniają warunki pracy wzmacniacza odwracającego. Rezystory R1 i R4 są sobie równe i jeśli pominiemy na chwilę wejście 2, to układ zawierający tylko R1 i R4 jest układem wzmacniacza odwracającego.



Układ eksperymentalny wzmacniacza sumującego (© 2017 Jos Verstraten)

eprasa.pl b57b883d17

Ponadto R1 jest równy R4, więc układ ten działa jako wzmacniacz odwracający x(–1).

Ta sama historia ma miejsce, jeśli U1 równa się zeru i przykłada się napięcie do drugiego wejścia. Ale ponieważ R2 i R3 są równoległe, układ pełni funkcję wzmacniacza x(–2). Stąd na wyjściu zmierzysz –4 V, jeśli na wejście przyłożysz +2 V.

Naprawdę będziemy mieszać. A gdyby tak na oba wejścia podać napięcia odbiegające od zera? Wtedy dwa oddzielne wzmacniacze odwracające współpracują ze sobą i w efekcie napięcie wyjściowe staje się równe algebraicznej sumie obu cząstkowych sygnałów wyjściowych. Kilka przykładów podano w poniższej tabeli. Ustawiamy U1 i U2 na +1 V. Wzmacniacz różnicowy działający tylko z wejściem 1 dałby na wyjściu napięcie –1 V. Jego odpowiednik mający tylko U2 dałby na wyjściu napięcie –2 V, działając jako wzmacniacz x(–2). Napięcie wyjściowe całego układu jest równe sumie, czyli –3 V.

U1	U2	Uout
0 V	0 V	0 V
+2 V	0 V	–2 V
0 V	+2 V	–4 V
+1 V	+1 V	–3 V
–2 V	+1 V	0 V
+5 V	–5 V	+5 V
Uout=–(U1+2·U2)		

Napięcia na dwóch wejściach i na wyjściu (© 2017 Jos Verstraten)

Wyjaśnienie za pomocą prawa Kirchhoffa. Można to również wyjaśnić bardziej teoretycznie. Prawo Kirchhoffa mówi, że prąd I3 jest równy sumie I1 i I2. Mając to jako punkt wyjścia i stosując prawo Ohma łatwo wykażesz, że dla napięcia wyjściowego obowiązuje następująca zależność:

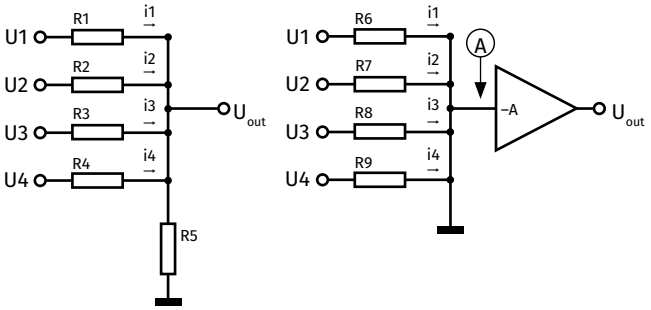
Uout=–(U1+2*U2)

Wniosek. Na wyjściu mieszacza pojawia się napięcie, które jest równe odwrotności sumy napięć wejściowych, pomnożonych przez swój specyficzny współczynnik wzmocnienia. Współczynnik ten zależy od stosunku R4 do rezystancji pomiędzy ujemnym wejściem op-ampa a odpowiednim wejściem sygnałowym.

Mieszacz aktywny kontra pasywny

Zalety mieszacza aktywnego. Jaka jest główna przewaga tego wzmacniacza mieszającego nad wspomnianym już we wstępie mieszaczem rezystancyjnym? Na poniższym rysunku porównano podstawowe schematy. Po lewej stronie mieszacz pasywny rezystancyjny, po prawej mieszacz aktywny ze wzmacniaczem operacyjnym.

W pierwszym przypadku efekt sumowania jest spowodowany spadkami napięcia generowanymi przez różne prądy wejściowe płynące przez rezystor sumujący (mieszający) R5. W zasadzie działa to dobrze, ale wadą jest to, że wszystkie wejścia w pewnym stopniu wpływają wzajemnie na siebie. Pomyśl o tym: załóżmy, że U1 to napięcie



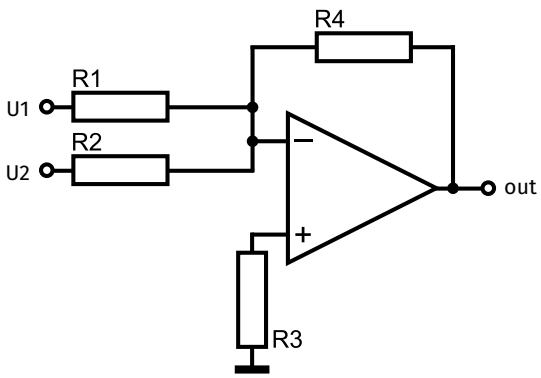
Porównanie mieszacza pasywnego i aktywnego (© 2017 Jos Verstraten)

1 V, a wszystkie inne wejścia mają napięcia zerowe. Prąd I1 będzie wtedy płynął nie tylko przez rezystor R5, ale także przez R2, R3 i R4. Prądy te mogą wpływać do źródeł napięć U2, U3 i U4. Drugą niekorzystną właściwością mieszacza rezystancyjnego jest nieuniknione tłumienie sygnału. Między wejściem a wyjściem zawsze znajduje się dzielnik rezystorowy. Dla wejścia U1 , dzielnik ten składa się z R1 oraz równoległego układu R2, R3, R4 i R5. Większość napięcia odkłada się na R1, pozostawiając bardzo małą część napięcia na wyjściu.

Teraz aktywny mieszacz. Nie cierpi on na te wszystkie problemy. W końcu punkt mieszania znajduje się na potencjale masy, nie będąc faktycznie podłączonym do masy. Taki punkt nazywany jest „wirtualnym punktem masy". Zachowuje się on jak masa, napięcie w tym punkcie jest zawsze zerowe, a jednak nie jest on faktycznie połączony z masą układu. Ze względu na ten wirtualny punkt masy, poszczególne wejścia nie wpływają wzajemnie na siebie. Prąd płynący przez poszczególne rezystory jest określany jedynie przez wielkość napięcia podłączonego do danego wejścia i nic więcej. Co więcej, układ nie będzie powodował tłumienia sygnału. Z tych dwóch powodów dobre układy mieszające są zawsze budowane na bazie wzmacniacza odwracającego.

Podsumowanie

Na koniec podsumowanie właściwości wzmacniacza sumującego na op-ampie.



$$A1' = \frac{R4}{R1} \quad A2' = \frac{R4}{R2}$$
$$R3 = R1 \parallel R2 \parallel R4$$
$$Zi1' = R1 \quad Zi2' = R2$$

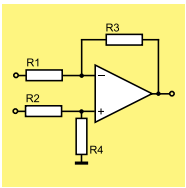
Podsumowanie właściwości wzmacniacza sumującego (© 2017 Jos Verstraten)

REKLAMA

Już ponad rok publikujemy dla projektantów i programistów elektroniki. Odwiedź ELPORTAL.pl

eprasa.pl b57b883d17

8. Wzmacniacz różnicowy



Wzmacniacz różnicowy to układ arytmetyczny, który wykonuje operację A – B = C, gdzie A, B i C są napięciami analogowymi. Wzmacniacze różnicowe mają wiele zastosowań w elektronice analogowej, np. odfiltrowanie szumu lub innych sygnałów zakłócających.

Zasada działania wzmacniacza różnicowego

Elektronika potrafi wykonywać działania arytmetyczne. Wzmacniacz mieszający opisany w poprzednim odcinku był w rzeczywistości niczym innym jak układem sumującym, który dodawał wartości dwóch napięć wejściowych:

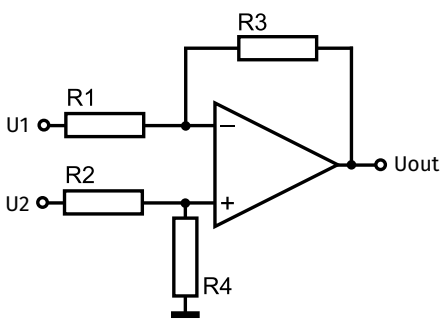
$$A + B = C$$

Wzmacniacz różnicowy opisany w tym odcinku jest również układem arytmetycznym, który wykonuje operację:

$$A - B = C$$

gdzie A, B i C reprezentują napięcia. Wartość chwilowa jednego napięcia jest odejmowana od wartości chwilowej drugiego napięcia, a wynik jest przedstawiany na wyjściu w postaci napięcia różnicowego.

Podstawowy schemat wzmacniacza różnicowego. Na poniższym rysunku przedstawiono podstawowy schemat wzmacniacza różnicowego. Układ ten charakteryzuje się czterema identycznymi rezystorami, które są połączone z op-ampem w narysowany sposób. R1 jest włączony pomiędzy pierwszym wejściem a wejściem odwracającym op-ampa, R2 jest pomiędzy drugim wejściem a wejściem dodatnim wzmacniacza, R3 jest włączony jako element sprzężenia zwrotnego pomiędzy wyjściem a wejściem odwracającym wzmacniacza operacyjnego, a R4 jest po prostu włączony pomiędzy wejściem nieodwracającym a masą.



Podstawowy schemat wzmacniacza różnicowego (© 2017 Jos Verstraten)

Uwaga. Warunkiem poprawnego działania wzmacniacza różnicowego jest, aby wszystkie rezystory były dokładnie równe sobie, dlatego w praktyce należy stosować rezystory 1%.

Układ na twojej eksperymentalnej płytce stykowej. Bazując na powyższym rysunku, nie powinieneś mieć większych problemów ze zbudowaniem tego wzmacniacza różnicowego na płytce stykowej.

Napisaliśmy, że zalecane jest stosowanie rezystorów o wartości 1%. Jest to naprawdę konieczne tylko wtedy, gdy chodzi o bardzo dokładne odejmowanie od siebie dwóch napięć. W przypadku układu doświadczalnego absolutna dokładność nie jest konieczna, więc możesz wyjąć z szuflady cztery normalne rezystory 5% o wartości 10 kΩ.

Po prostu zmierz! W tabeli poniżej podaliśmy kilka przykładów odpowiednich napięć, które możesz odjąć od siebie po zbudowaniu układu na płytce eksperymentalnej. Ustaw napięcia wejściowe

U1	U2	Uout
0 V	0 V	0 V
+1 V	0 V	–1 V
0 V	–1 V	–1 V
–1 V	–1 V	0 V
–5 V	+1 V	+6 V
–9 V	–5 V	+4 V
Uout=U2–U1)		

Wyniki pomiarów (© 2017 Jos Verstraten)

zgodnie z napięciami, które zmierzysz w punktach pomiarowych U1, U2 i odczytaj wynik w punkcie pomiarowym Uout.

Działanie układu polega na tym, że wzmacniacz operacyjny eliminuje różnicę napięć pomiędzy swoimi dwoma wejściami. Załóżmy, że ustawimy U1 na –1 V, a U2 na +2 V. Na dodatnim wejściu op-ampa jest wtedy napięcie +1 V. Dzieje się tak dlatego, że rezystory R2 i R4 tworzą dzielnik napięcia. Ponadto, oba rezystory są sobie równe, więc węzeł na ich styku ma potencjał połowy napięcia wejściowego. Układ będzie regulował napięcie wyjściowe w taki sposób, aby taka sama wielkość napięcia pojawiła się na wejściu ujemnym poprzez rezystor sprzężenia zwrotnego R3.

W konsekwencji na rezystorze R1 pojawia się spadek napięcia 2 V, ponieważ na lewej końcówce tego rezystora jest –1 V, a na prawej +1 V. Przez R1 i R3 przepływa identyczny prąd I. Oba oporniki są tej samej wielkości, podobnie jak spadki napięć wywołane przez prąd. Na R3 również spadek napięcia wynosi 2 V, przy czym na lewej końcówce jest napięcie ujemne względem prawej. Lewa końcówka R3 ma potencjał +1 V, zatem na jego prawej końcówce jest potencjał +3 V. Jest to zatem napięcie wyjściowe wzmacniacza różnicowego. Układ wykonuje działanie matematyczne:

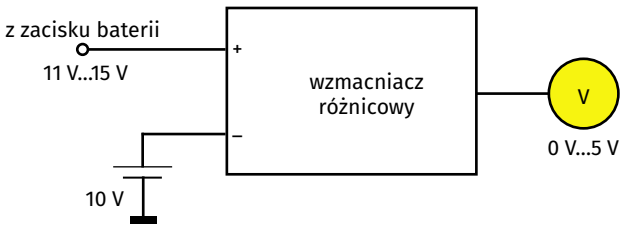
$$Uout = U2 - U1$$
$$Uout = +2\ V - (-1\ V) = +2\ V + 1\ V = +3\ V$$

Aplikacje

Przesunięcie punktu zerowego Wzmacniacz różnicowy jest bardzo przydatnym układem, który często pozwala uwolnić się od pozornie nierozwiązywalnych problemów. Jedno z zastosowań wzmacniacza różnicowego jest przedstawione na poniższym rysunku. Jeśli chcesz poznać stan baterii, zmierz napięcie na jej zaciskach. Na dobrej baterii wynosi ono od 11 V do 15 V. W normalnym przyrządzie pomiarowym masz podziałkę skali od 0 V do +15 V, zatem użyteczny obszar pomiarowy obejmuje tylko jedną trzecią skali. Możesz przesunąć punkt zerowy miernika przez podłączenie wzmacniacza różnicowego, tak aby skala obejmowała zakres od +10 V do +15 V. Wzmacniacz różnicowy musi odjąć od napięcia baterii stałe napięcie +10 V. Napięcie na wyjściu wzmacniacza będzie się wtedy zmieniać w zakresie od 0 V do +5 V. Miernik ma wtedy efektywnie skalę od 0 V do +5 V, ale w rzeczywistości oczywiście kalibrujesz skalę od +10 V do +15 V. Daje to dokładniejszy odczyt napięcia baterii.

Tłumienie sygnałów zakłócających. Inne zastosowanie wzmacniacza różnicowego jest przedstawione na poniższym rysunku. Jeśli trzeba przesyłać małe sygnały na duże odległości, to dobrze znany

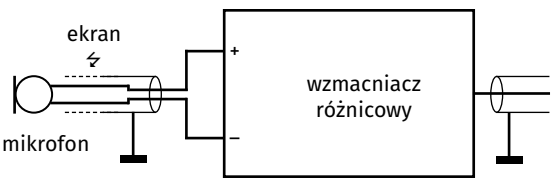
eprasa.pl b57b883d17



Pomiar napięcia baterii z przesuniętym punktem zerowym (© 2017 Jos Verstraten)

kabel ekranowany nie jest już odpowiedni. Pomimo ekranowania, nadal odbiera on sygnały zakłócające. Zaleca się wtedy pracę z przesyłem symetrycznym. Dwa przewody ze źródła sygnału, np. z mikrofonu, przenoszą sygnał kablem symetrycznym. Ekran obejmuje oba przewody sygnałowe. Zaletą jest to, że sygnały zakłócające docierają teraz do obu przewodów kabla w takim samym stopniu. Do dalszego przetwarzania sygnału potrzebny jest jednak ponownie sygnał niesymetryczny, czyli jeden przewód gorący przenoszący sygnał w odniesieniu do masy. Za pomocą wzmacniacza różnicowego można to zrobić i przy tym pozbyć się wszelkich sygnałów zakłócających.

Następujący przykład pozwala to wyjaśnić. Załóżmy, że dwa przewody sygnałowe kabla symetrycznego przenoszą sygnały:



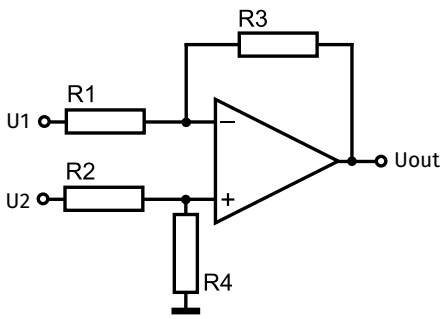
Tłumienie sygnałów zakłócających (© 2017 Jos Verstraten)

U1: Ua + U zakłóceń
U2: Ub + U zakłóceń
Zatem oba przewody odebrały taki sam impuls zakłócający.
Na wyjściu wzmacniacza różnicowego odczytujemy:
Uout = U1 – U2
Uout = (Ua + U zakłóceń) – (Ub + U zakłóceń)
Uout = Ua + U zakłóceń – Ub – U zakłóceń
Uout = Ua – Ub
Zatem sygnał zakłócający zniknął z toru sygnałowego!

Podsumowanie

Na ostatnim rysunku tego odcinka podsumowano opisane właściwości wzmacniacza różnicowego. ■

Jos Verstraten



$$Uout = U2 - U1$$

$$R1 = R2 = R3 = R4$$

Podsumowanie właściwości wzmacniacza różnicowego (© 2017 Jos Verstraten)

QUIZ USB Super Codec



Konwerter audio w układzie scalonym ma maksymalną częstotliwość próbkowania dźwięku 48 kHz, rozdzielczość 16 bitów, zniekształcenia ok. 0,1% i stosunek sygnał – szum 85 dB. Jak można ocenić te parametry?
☐ mierne
☐ bardzo dobre
☐ doskonałe

Dlaczego w projekcie USB Super Codec odizolowano galwanicznie masę karty dźwiękowej USB od masy komputera?
☐ dla bezpieczeństwa obsługi
☐ dla uniknięcia wpływu szumów komputera na pracę karty dźwiękowej
☐ dla uniknięcia uszkodzenia karty przez napięcie na masie komputera

Czy interfejsy I^2S oraz I^2C to identyczne rozwiązania?
☐ Tak
☐ Nie

Maksymalna częstotliwość próbkowania w USB Super Codec wynosi:
☐ 48 kHz
☐ 96 kHz
☐ 192 kHz

Rozdzielczość rzeczywista w USB Super Codec wynosi:
☐ 16 bitów
☐ 20 bitów
☐ 24 bity

Całkowite zniekształcenia harmoniczne w USB Super Codec wynoszą:
☐ 0,001%
☐ 0,0001%
☐ 0,00001%

Stosunek sygnału do szumu przy nagrywaniu w USB Super Codec wynosi:
☐ 110 dB
☐ 115 dB
☐ 120 dB

Poziom sygnału wejściowego w USB Super Codec wynosi:
☐ 0,5 V RMS
☐ 1 V RMS
☐ 2 V RMS

Rozwiązanie znajdziesz na www.elportal.pl/quizy od dnia 19.05.2023.

eprasa.pl b57b883d17

Programowanie wizualne z XOD

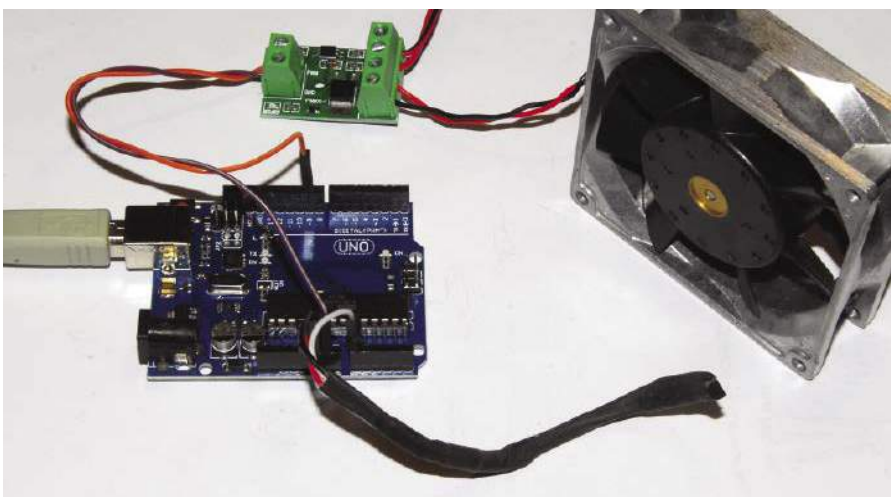
Regulator prędkości wentylatora

Ileż razy pracowałeś ze sprzętem chłodzonym wentylatorem, a on nagle włączał się z pełną mocą zakłócając całą twoją koncentrację?

Mój stacjonarny zasilacz jest w tym zakresie okropny – a co gorsza, gdy pracuje z dużym obciążeniem, wentylator nieustannie się włącza, wyłącza, włącza i wyłącza. To doprowadza mnie do szaleństwa! Albo taki potężny, chłodzony wentylatorem wzmacniacz audio? W cichszych miejscach w muzyce dźwięk wentylatora może przeszkadzać. Oczywiście, czasami będziesz potrzebować ciężkiej pracy wentylatora, ale często, działa on z pełną prędkością, gdy tak naprawdę wystarczy tylko chwilowe jego włączanie by złapać wzrost temperatury, zanim posunie się za daleko.

I tu pojawia się ten mały projekt. Opiera się na Arduino Uno i małym, niedrogim module sterującym MOSFET PWM. Uno jest dostępne u wielu dostawców, a moduł MOSFET można znaleźć, wyszukując w serwisie eBay hasło „3–20 V MOSFET MOS Transistor Trigger Switch Driver Board PWM Control Module". Na przykład w chwili pisania tego artykułu pozycja 303491652040 jest dostarczana za jedyne 2,80 GBP (obecnie, marzec 2023 – 3.94 GBP). Jednak każda podobna płyta MOSFET do sterowana PWM również będzie działać dobrze.

Użyłem czujnika temperatury Microchip MCP9700, ale można użyć dowolnego czujnika, który można łatwo skonfigurować, aby podawał odczyt temperatury w stopniach Celsjusza. (MCP9700 ma tę zaletę, że może odczytywać temperatury poniżej zera przy zasilaniu 5 V, co czyni go przydatnym w szerokim zakresie zastosowań). W wielu zastosowaniach czujnik temperatury będzie montowany na radiatorze (np. za pomocą zacisku sprężystego), ale może być również używany do pomiaru temperatury na wolnym powietrzu.



Rysunek 1. Sterownik prędkości wentylatora wykorzystuje płytkę Arduino Uno, moduł MOSFET oraz czujnik temperatury. Wykorzystanie oprogramowania do programowania wizualnego XOD pozwala na łatwe wprowadzanie zmian w działaniu sterownika. Czujnik temperatury jest na pierwszym planie. W razie potrzeby można użyć znacznie mocniejszego wentylatora niż pokazany tutaj.

Sterowanie wentylatorem

Program Arduino („szkic") jest napisany w XOD (wymawiane jako „Zod"), darmowym oprogramowaniu do programowania wizualnego, które jest łatwe do śledzenia i bardzo łatwe do edycji. W rzeczywistości, aby osiągnąć pożądane zachowanie wentylatorów, zmienimy wartości w programie – więc możesz myśleć o tym projekcie jako o programowalnym na komputerze kontrolerze wentylatora. Wprowadzenie do XOD można znaleźć w wydaniu EdW 03/2023.

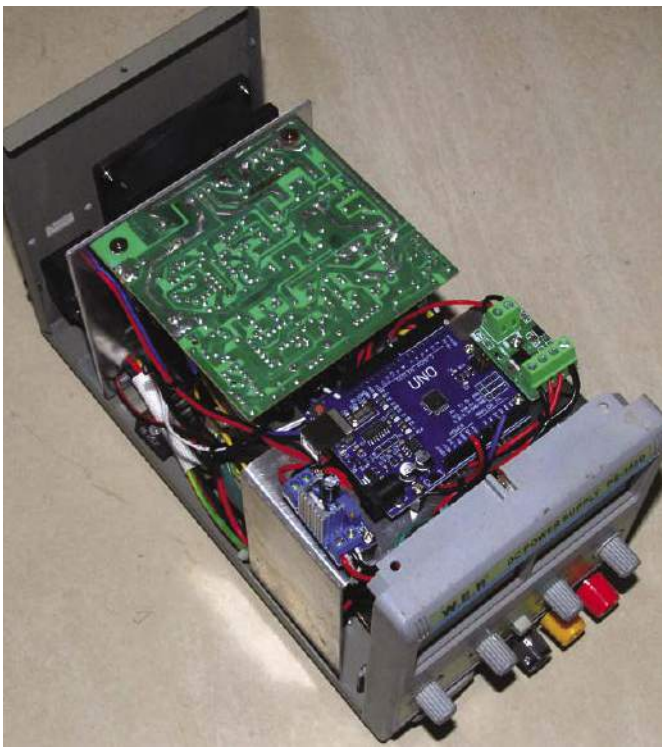
Jakie zatem parametry można zmienić? Dostępnych jest pięć ustawień:

- okres, w którym odczyt temperatury jest uśredniany,
- temperatura, przy której uruchamia się wentylator,
- temperatura, przy której wentylator osiąga maksymalną prędkość,
- minimalne wypełnienie PWM, przy którym może pracować wentylator (pamiętaj, że wypełnienie steruje prędkością wentylatora),
- histereza (różnica między temperaturą załączenia i wyłączenia wentylatora).

Możliwość zmiany ich wszystkich jest ważna, jeśli sterownik ma najlepiej pasować do określonego zastosowania. Na przykład, aby sterować wentylatorem w zasilaczu stołowym, można ustawić okres, w którym temperatura jest uśredniana do dwóch sekund,

eprasa.pl b57b883d17

temperaturę, w której wentylator uruchamia się na poziomie 25°C, oraz temperaturę, w której wentylator pracuje z pełną mocą na 50°C. Histerezę można ustawić na 3°C. Uwaga: podczas pracy temperatura początkowa i histereza są sumowane, więc rzeczywista temperatura początkowa w tym przykładzie wyniesie 28°C.



Rysunek 2. Regulator obrotów wentylatora zamontowany w zasilaczu stołowym. Nowe płytki znajdują się blisko przodu – od lewej regulator napięcia dla Arduino (potrzebny tu ze względu na wewnętrzne zasilanie 24 V zasilacza), Arduino Uno i moduł MOSFET. Czujnik temperatury jest umieszczony na radiatorze w pobliżu tylnej części zasilacza, obok wentylatora

A minimalne wypełnienie PWM? To zależy od wentylatora – niektóre zejdą do 25%, inne nie niżej niż 40%. Możliwość ustawienia tego minimum oznacza, że wentylator nigdy nie jest zasilany (powiedzmy) wypełnieniem 15%, co dałoby średnie napięcie zbyt niskie, aby go włączyć.

Należy zauważyć, że zastosowany wentylator może być dość mocny: wymieniony moduł MOSFET może pracować z ciągłym prądem 5 A przy 12 V – 60 W. A jeśli wymagany jest jeszcze mocniejszy wentylator, możesz po prostu wybrać moduł o wyższym prądzie znamionowym lub dodać radiator do pokazanego modułu (w tej formie powinien wystarczyć na 10 A).

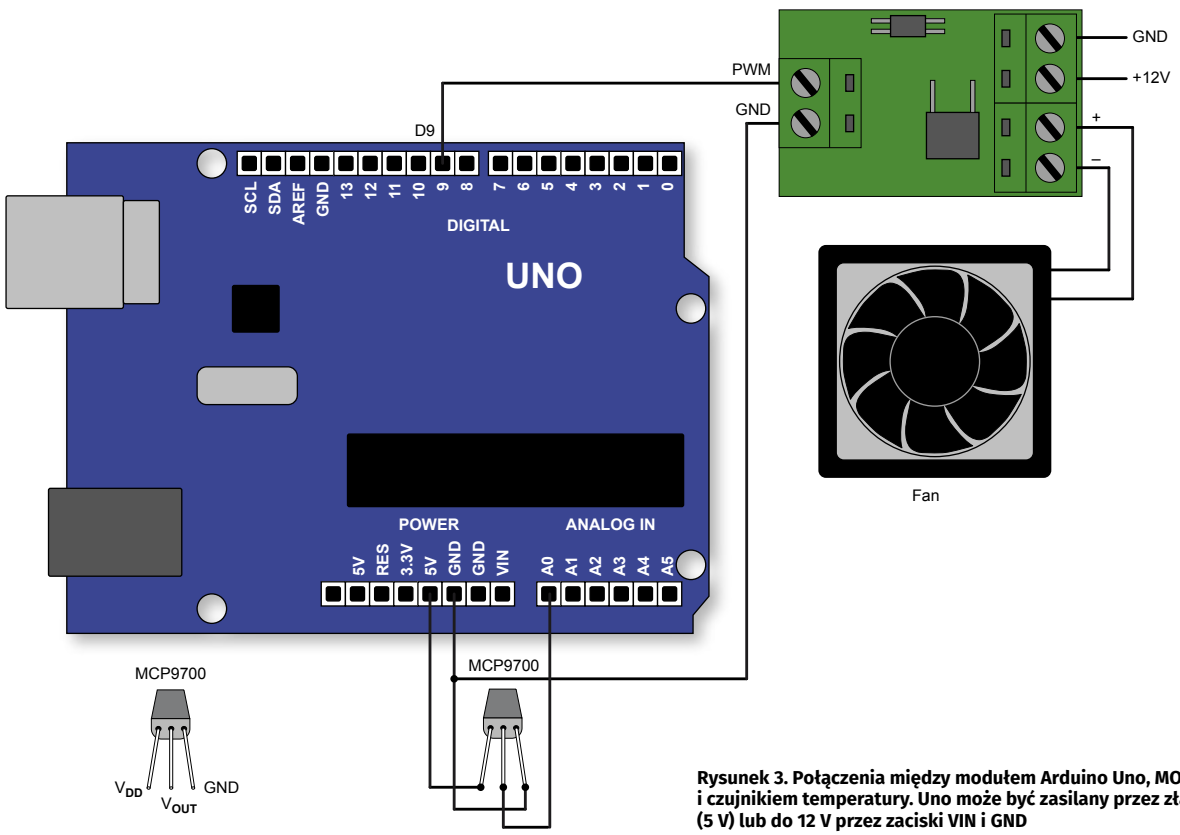
Połączenia

Czujnik temperatury MCP9700 ma trzy końcówki: +5 V, masę i wyjście sygnału. Patrz **rysunek 3**. Wykonaj te połączenia do złącz Arduino, używając portu A0 dla sygnału temperatury.

Moduł MOSFET posiada złącza dla PWM i masy. Podłącz wyjście 9, do zacisku „PWM" w module, a odpowiedni zacisk masy do styku GND w Arduino. Wentylator podłącza się do zacisków Out (+) i (–), a zasilanie do zacisków DC (+) i (–). W zależności od napięcia wentylatora (5 lub 12 V) można uruchomić cały system na dowolnym z tych napięć. Patrz na schemat na rysunku 3.

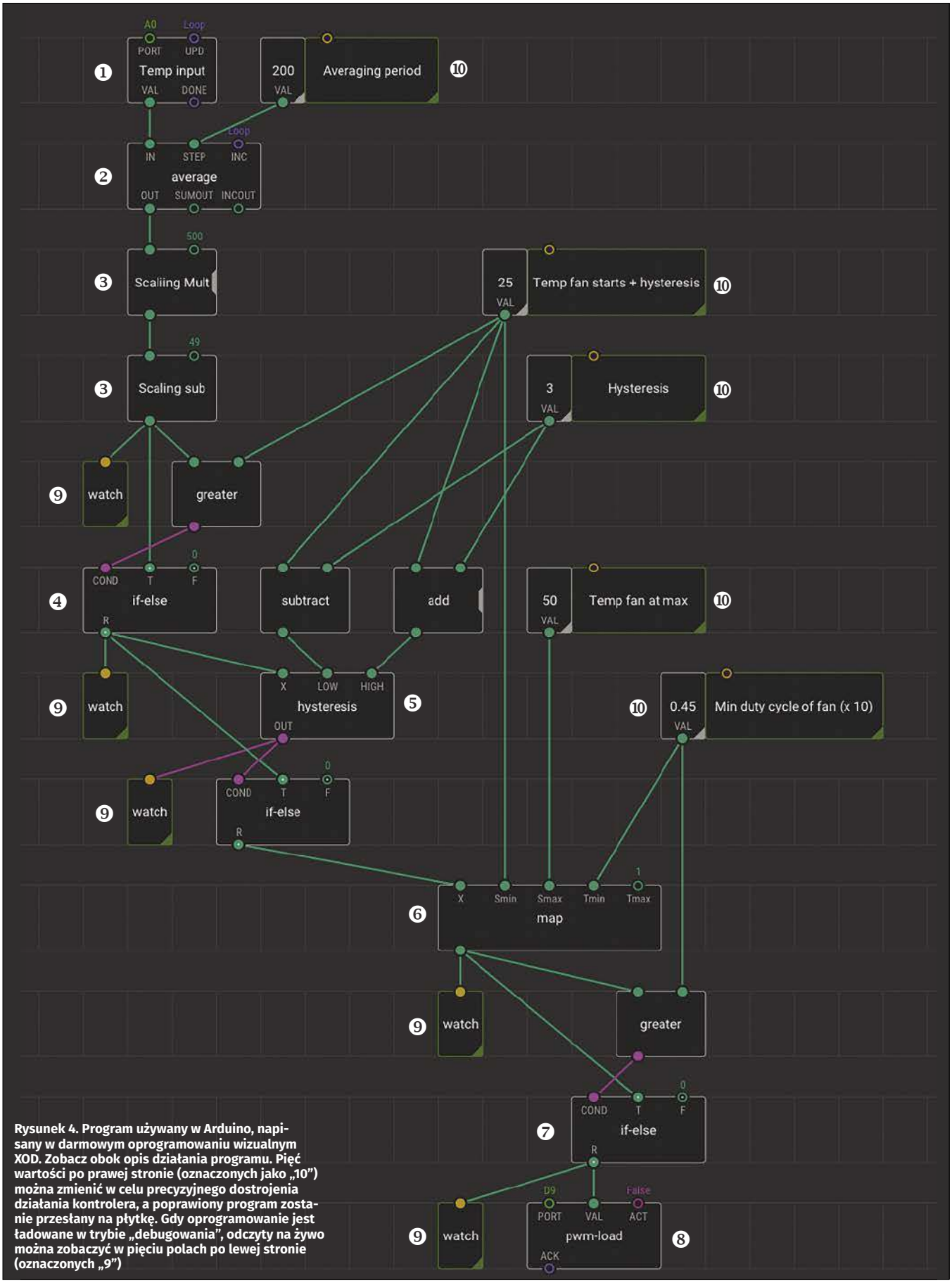
Program

Po zainstalowaniu XOD na swoim komputerze (patrz https://xod.io/downloads/), możesz pobrać program kontrolera wentylatorów ze strony internetowej PE z kwietnia 2020 r., a następnie przesłać go do Arduino. Ale prawdziwe piękno XOD polega na tym, że łatwo jest zobaczyć, jak działa program, więc przejdźmy do **rysunku 4**. Nie zniechęcaj się – podzielę to na części. Liczby w kółku odpowiadają tym na diagramie XOD na rysunku 4



Rysunek 3. Połączenia między modułem Arduino Uno, MOSFET i czujnikiem temperatury. Uno może być zasilany przez złącze USB (5 V) lub do 12 V przez zaciski VIN i GND

eprasa.pl b57b883d17



Rysunek 4. Program używany w Arduino, napisany w darmowym oprogramowaniu wizualnym XOD. Zobacz obok opis działania programu. Pięć wartości po prawej stronie (oznaczonych jako „10”) można zmienić w celu precyzyjnego dostrojenia działania kontrolera, a poprawiony program zostanie przesłany na płytkę. Gdy oprogramowanie jest ładowane w trybie „debugowania”, odczyty na żywo można zobaczyć w pięciu polach po lewej stronie (oznaczonych „9”)

eprasa.pl b57b883d17

Wejście temperatury

1 Zaczynając od góry, wejście temperatury jest stale obserwowane (tzn. w pętli) na porcie A0.

Uśrednianie

2 Następne pole uśrednia wartość. (Wyższa liczba oznacza dłuższy okres uśredniania.)

Skalowanie

3 Następnie skalujemy odczyt tak, aby był w stopniach Celsjusza. (Drugie pole skalowania można wykorzystać do dostosowania przesunięcia czujnika temperatury w celu uzyskania najwyższej dokładności; 50 to wartość nominalna).

Decyzja

4 Następnie należy podjąć pierwszą z decyzji programu – czy zmierzona temperatura jest wyższa niż 25°C? Jeśli jest większa niż 25 (tj. Prawda), pole „if-else" przekazuje sygnał dalej; jeśli nie (tj. Fałsz), jest zastępowany przez zero.

Histereza

5 Następne jest pole histerezy. Ustawia różnicę między temperaturą włączania i wyłączania. Tutaj została ustawiona na 3°C. Jeśli temperatura nie mieści się w tym zakresie wartości zadanej (tj. wentylator może pracować), pole „if-else" przekazuje tę informację do pola „mapa".

Mapowanie

6 Pole „mapa" to narzędzie do skalowania. Pobiera zakres wartości wejściowych (tutaj ustawiony od 25 do 50) i konwertuje go na wyjście 0 do 1. (Generator PWM – zajmę się tym za chwilę – wymaga zakresu wejściowego 0–1.)

Decyzja o wypełnieniu PWM

7 Następuje kolejne okienko „if-else" – pozwala to na przejście sygnału tylko wtedy, gdy jest powyżej 0,45 (tj. 45% cyklu pracy). Jeśli jest poniżej tego, sygnał jest ponownie zastępowany przez zero.

Generator PWM

8 Ostatnie pudełko to generator PWM. Wykorzystuje wyjście D9 i tam właśnie podłączyliśmy nasz moduł PWM MOSFET. Ta skrzynka generuje 100% wypełnienia przy wejściu równym 1 i 0% przy wejściu równym 0. (Nawiasem mówiąc, częstotliwość wyjściowa wynosi około 400 Hz).

Oglądanie pracy programu w czasie rzeczywistym

9 Zwróć uwagę na pola „watch" po lewej stronie. Jeśli prześlesz program w trybie debugowania (naciśnij ikonę w kształcie pluskwy w prawym dolnym rogu ekranu XOD, aby to zrobić) wartości liczbowe i logika (tj. prawda/fałsz) na każdym etapie programu będą widoczne na bieżąco w tych ramkach. Podgrzewając (np. lutownicą) czujnik temperatury, można obserwować działanie programu.

Strojenie systemu

10 To także czas na dostrojenie tych wartości – użyj do tego ramek po prawej stronie programu. Kliknij każdą i możesz zmienić wartość w lewej kolumnie „Inspektor", oprogramowania XOD przed przesłaniem dostrojonego programu na płytę Arduino.

Wnioski

W niniejszym artykule projekt został wykorzystany do sterowania prędkością wentylatorów w sprzęcie elektronicznym, ale jego zakres ustawień, zdolność (przy użyciu odpowiedniego modułu MOSFET) do sterowania obciążeniami wysokoprądowymi oraz możliwość odczytu szerokiego zakresu temperatur sprawiają, że sterownik nadaje się dla wielu zastosowań. Na przykład może być również używany do sterowania prędkości pompy w komputerze PC chłodzonym wodą, wentylacji szklarni w ogrodzie lub sterowania prędkością wentylatora chłodnicy samochodowej.

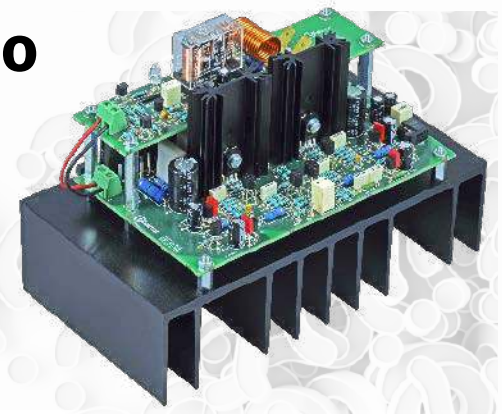
Pliki XOD. Omówiony w tym artykule plik XOD można pobrać ze strony serwisu PE z kwietnia 2020 roku. ■

Julian Edgar

Ten artykuł był wcześniej opublikowany na łamach „Everyday Practical Electronics", kwiecień 2020 (www.epemag3.com)

QUIZ

Wzmacniacz Fortissimo – 100 klasy Hi-End



Dlaczego tranzystory komplementarne zastosowane w stopniu wyjściowym wzmacniacza Fortissimo 100 noszą nazwę „Thermal Track"?
☐ służą do pomiaru temperatury
☐ wytrzymują ekstremalnie wysokie temperatury
☐ są zintegrowane z diodami stabilizującymi prąd spoczynkowy przy zmianach temperatury

Maksymalna moc wyjściowa wzmacniacza zależy od impedancji obciążającego głośnika. Moc osiągana przy obciążeniu 4 Ω, w porównaniu do obciążenia 8 Ω jest:
☐ prawie dwa razy większa
☐ około 2 razy mniejsza
☐ 20% większa

Wzmacniacz różnicowy w stopniu wejściowym Fortissimo – 100 ma wzmocnienie:
☐ ok. 16 razy
☐ ok. 26 razy
☐ ok. 60 razy

Czy wzmacniacz Fortissimo – 100 może być zasilany z zasilacza niestabilizowanego?
☐ Tak
☐ Nie

Co to jest charakterystyka częstotliwościowa wzmacniacza?
☐ zależność amplitudy sygnału od częstotliwości
☐ zależność poboru prądu od częstotliwości
☐ wykres szumów w funkcji częstotliwości

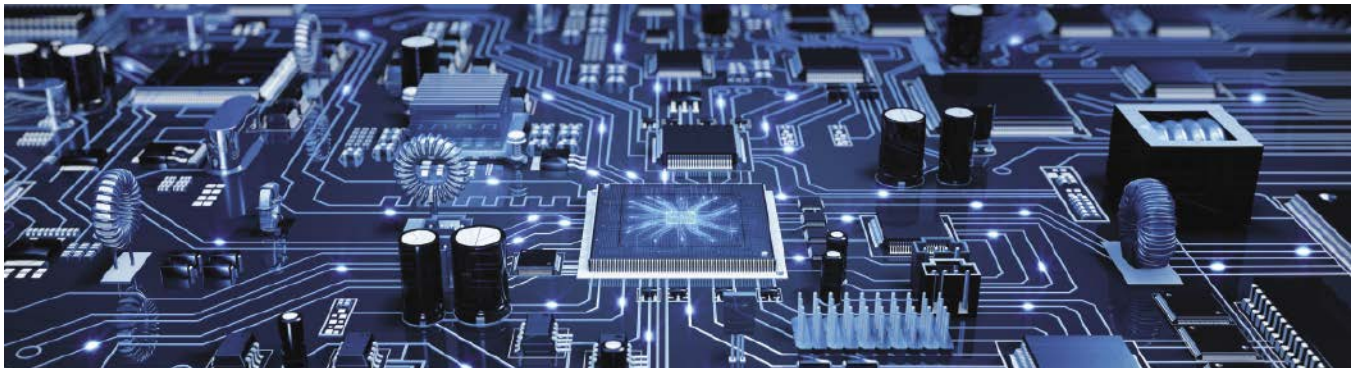
Pasmo przenoszenia –3 dB wynosi 3,3 Hz do 237 kHz. Czy to dobry wynik?
☐ przeciętny
☐ dobry
☐ doskonały

Współczynnik zawartości harmonicznych THD (Total Harmonic Distortion) wynosi 0,00015%. Czy to dobry wynik?
☐ fantastycznie dobry
☐ dobry
☐ mierny

Czułość wejścia wzmacniacza Fortissimo – 100 wynosi:
☐ 10 mV
☐ ok. 100 mV
☐ ok. 1 V

Rozwiązanie znajdziesz na www.elportal.pl/quizy od dnia 26.05.2023.

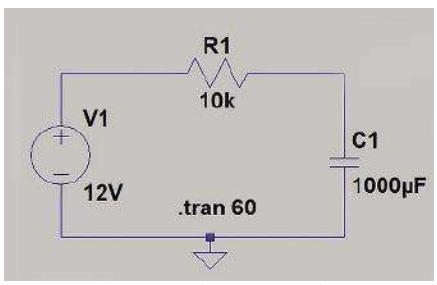
eprasa.pl b57b883d17



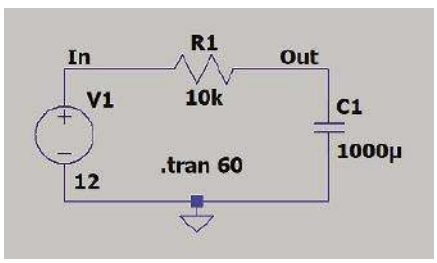
Problemy z symulacjami SPICE (LTspice)

John Curtin zamieścił pytanie na forum EEWeb dotyczące problemu z symulacją obwodu w LTspice. „Potrzebuję pomocy przy symulacji LTSpice, jeśli to możliwe. Symuluję działanie układu RC, tj. proces ładowania kondensatora elektrolitycznego przez rezystor (rysunek 1). Napięcie na kondensatorze powinno rosnąć zgodnie ze „stałą czasu", zamiast tego jest ustawione na stałe na 12 V. Czy możesz mi pomóc? Dziękuję". Jak to często bywa w EEWeb, rozwiązanie zostało dostarczone przez innego członka forum, w tym przypadku Giovanniego Di Marię i wkrótce omówimy to oraz inne podejścia.

To pytanie jest przykładem pozornie prostej symulacji, która wydaje się nie działać poprawnie – nierzadkie doświadczenie dla nowych użytkowników symulatorów analogowych. Jak wiedzą stali czytelnicy, często korzystamy z symulacji LTspice, aby zilustrować dyskusje na temat „chirurgii obwodowej", a od października 2018 r. kilka artykułów poświęconych zostało rozpoczęciu korzystania z LTspice.



Rysunek 1. Obwód LTspice Johna Curtina z forum EEWeb

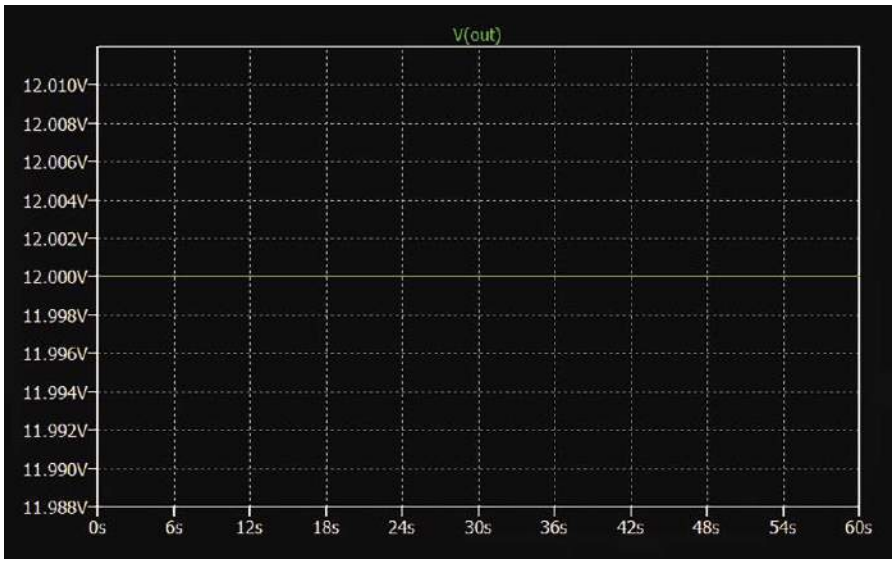


Rysunek 2. Obwód autora z dodanymi etykietami węzłów

Tak więc artykuł ten jest kontynuacją tamtych artykułów i przyjrzymy się kilku sprawom, które mogą pójść nie tak, oraz jednemu lub dwóm poleceniom lub ustawieniom, które mogą rozwiązać te problemy.

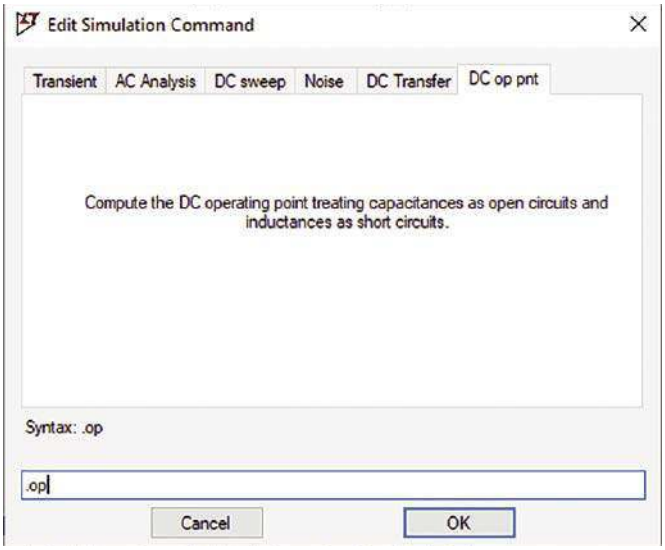
Nasza wersja obwodu Johna jest pokazana na **rysunku 2** – jedyna różnica polega na tym, że sieciom (przewodom) w obwodzie nadaliśmy nazwy. Jest to przydatne, ponieważ ułatwia sprawdzenie, który sygnał jest którym na wykresie wynikowym. LTspice automatycznie nazywa węzły sieci (np. n001, n002, ...), ale łatwo się pomylić, na który przebieg patrzysz, a jeśli przypadkowo klikniesz w niewłaściwym miejscu podczas sondowania, może to nie być oczywiste, jeśli patrzysz wg bezsensownych nazw węzłów na wykresie przebiegu. Jednak w tym przypadku nie jest to problemem, a prosty schemat obwodu i niewielkie rozmiary sprawiają, że problem jest tutaj minimalny.

Ogólnie rzecz biorąc, dobrą praktyką jest nazywanie wszystkich sieci, dla których chcesz

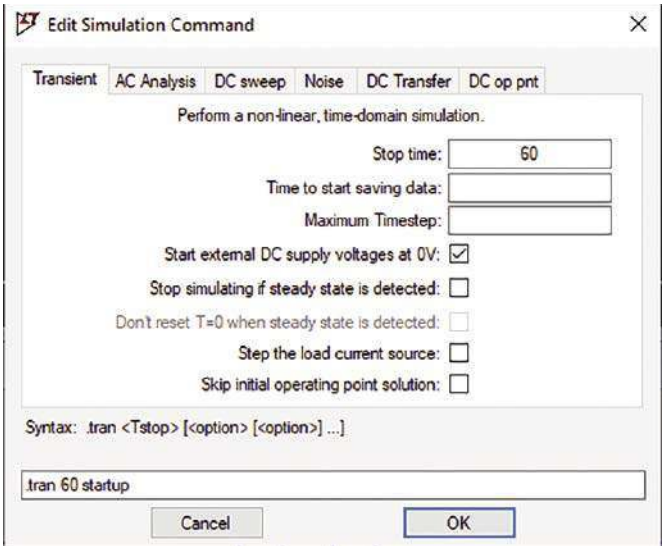


Rysunek 3. Symulacja obwodu na rysunku 2 nie dająca poprawnej krzywej ładowania RC

eprasa.pl b57b883d17



Rysunek 4. Przeprowadzanie analizy stałoprądowego punktu pracy (DC)



Rysunek 5. Opcja uruchamiania dla analizy przejściowej

wykreślić przebiegi. Użyj przycisku polecenia „Etykieta" sieci lub „Edycja > Etykieta" sieci z menu.

Ładowanie

Przed przystąpieniem do symulacji obwodu dobrze jest mieć pojęcie o tym, czego można się spodziewać w oparciu o teorię jego działania. Przydatne jest oszacowanie parametrów, takich jak oczekiwane napięcia, częstotliwości lub taktowanie. Wartości te pomagają nam wybrać odpowiednie ustawienia symulacji, takie jak np. czas jej trwania.

Tutaj mamy ładowanie kondensatora przez rezystor, więc spodziewamy się wzrostu napięcia zgodnie z krzywą wykładniczą, asymptotycznie do przyłożonego napięcia. Istnieje dobrze znany wzór, za pomocą którego możemy znaleźć czas ładowania kondensatora. Konkretnie, dla kondensatora ładującego się, czas (t) potrzebny do osiągnięcia napięcia Ut, zaczynając od 0 V, po przyłożeniu napięcia Ua, jest określony wzorem:

$$t = -RC\ln\left(1-\frac{U_t}{U_a}\right)$$

Gdzie „ln" to logarytm naturalny wyrażenia w nawiasach. W obwodzie Johna, kondensator ładuje się do 12 V, więc Ua=12 V. Jeśli wybierzemy, powiedzmy, czas potrzebny do osiągnięcia 90% przyłożonego napięcia (około 11 V), to Ut=11 V. Możemy następnie podstawić wszystkie wartości do powyższego równania i uzyskać **t** wynoszące około 25 s. Symulacja Johna jest ustawiona na przeprowadzanie analizy stanów nieustalonych (symulacja oparta na czasie) przez 60 sekund symulowanego czasu (.tran 60), więc mniej więcej w połowie powinniśmy zobaczyć, jak napięcie zbliża się do 12 V – to rozsądny wybór czasu symulacji i nie jest powodem płaskiego wyniku 12 V.

Całkowanie numeryczne

Wynik uruchomienia symulacji stanu przejściowego dla obwodu z rysunku 2 pokazano na **rysunku 3**. Jak opisał to John, napięcie wyjściowe jest rzeczywiście ustalone na 12 V. W tym momencie niektórzy ludzie mogą być skłonni pomyśleć, że symulator się myli – to może się oczywiście zdarzyć. W tym przypadku jednak tak się nie stało, ale aby zrozumieć dlaczego, musisz wiedzieć co robi SPICE, gdy przeprowadza symulację stanu przejściowego.

Aby przeprowadzić symulację stanu przejściowego, SPICE musi przeprowadzić całkowanie numeryczne równań różniczkowych, które modelują zachowanie kondensatorów i cewek indukcyjnych. W tym przypadku „numeryczne" odnosi się do technik i algorytmów matematycznych, które rozwiązują problemy poprzez szacowanie rozwiązań numerycznych, a nie poprzez symboliczne manipulowanie równaniami. Nazywa się to „całkowanie", ponieważ próbuje rozwiązać równania różniczkowe opisujące zachowanie obwodu.

Metody całkowania numerycznego próbują znaleźć kształt nieznanej krzywej (takiej jak kształt fali w obwodzie). Opiera się to na tym, że chociaż krzywa jest początkowo nieznana, to znamy jej punkt początkowy. Techniki całkowania numerycznego szacują następny punkt wzdłuż krzywej, blisko punktu początkowego – w przypadku przebiegów symulacyjnych punkt ten jest małym krokiem czasowym w przyszłość symulowanego czasu. Po uzyskaniu nowego punktu staje się on punktem początkowym dla następnego oszacowania. Oczywiście trzeba zacząć gdzieś na samym początku (w czasie symulacji zero), a symulatory SPICE znajdują początkowy punkt startowy, przeprowadzając analizę punktu pracy DC.

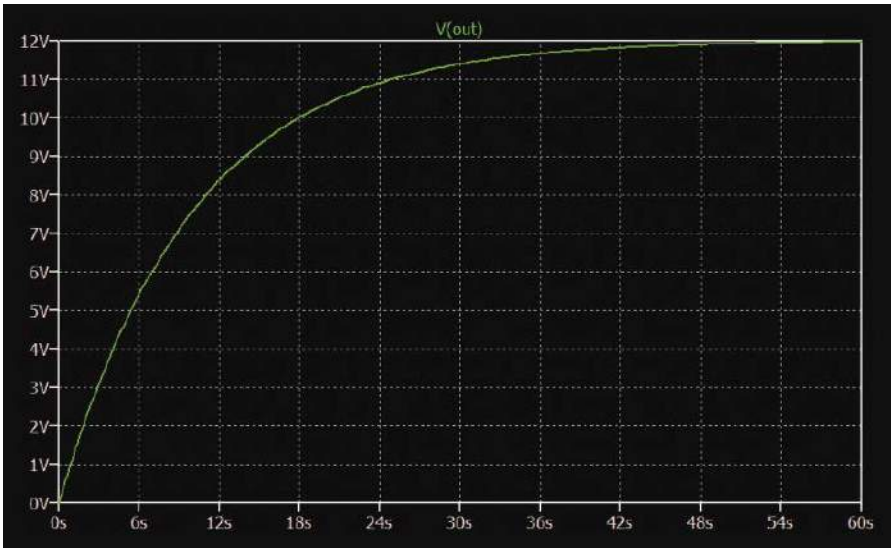
Punkt pracy

„Analiza punktu pracy dla prądu stałego" traktuje pojemności jako przerwę, a indukcyjności jako zwarcia i (jak sugeruje jej nazwa) oblicza napięcia i prądy w obwodzie przy zastosowaniu tylko składowych prądu stałego od dowolnych źródeł. Może to być znane czytelnikom w kontekście obliczania „punktu polaryzacji" w obwodach, takich jak wzmacniacze tranzystorowe (określane również jako „punkt pracy"), ale można je wykonać na dowolnym obwodzie. Innym sposobem spojrzenia na to jest znalezienie stanu obwodu po nieskończonym czasie – to znaczy wszelkich zmian, które mogły wystąpić, gdy „włączone" źródła prądu stałego ustabilizowały się i mamy ostateczną stałą wartość.

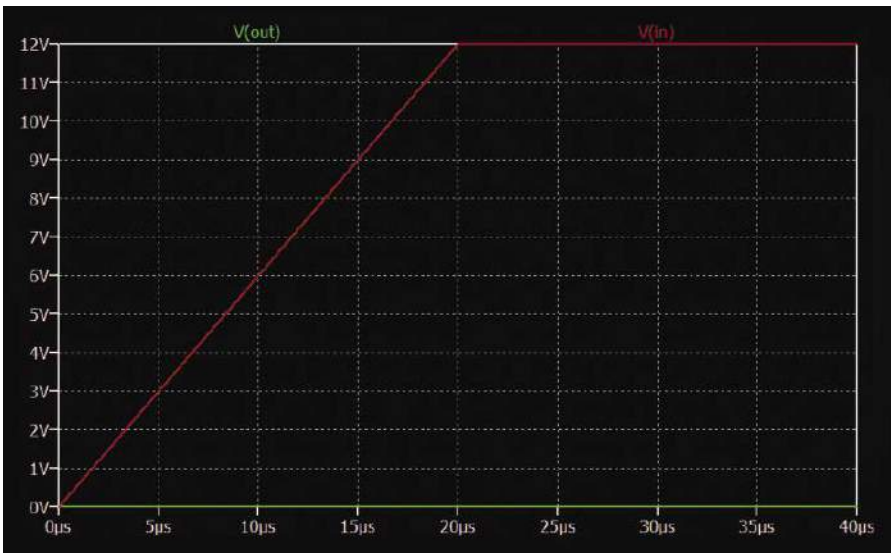
Patrząc na obwód na rysunku 2, z uwzględnieniem tylko napięć prądu stałego (to wszystko, co mamy w tym przypadku) i sprawdzając, co dzieje się z „pojemnościami jako obwodami otwartymi i indukcyjnościami jako zwarciami", spodziewalibyśmy się zerowego prądu w R1 z powodu obwodu otwartego w C1, więc napięcie na R1 wynosi zero, a na wyjściu będzie 12 V. Jeśli pomyślimy o obwodzie ustabilizowanym po nieskończonym czasie, to C1 będzie w pełni naładowany do 12 V, a na R1 nie będzie napięcia – to ten sam wynik. To jest punkt wyjścia dla symulacji Johna, a ponieważ w obwodzie nie ma nic, co mogłoby spowodować jakiekolwiek zmiany, napięcie na kondensatorze pozostaje na poziomie 12 V, jak widać na rysunku 3.

LTspice może przeprowadzić tylko analizę punktu pracy i podać wyniki w postaci

eprasa.pl b57b883d17



Rysunek 6. Symulacja obwodu na rysunku 2 z opcją rozruchu



Rysunek 7. Rampa dla źródła prądu stałego z opcją uruchamiania

listy napięć i prądów. Jeśli wypróbowałeś już ustawienie symulacji, jak na rysunkach 2 i 3, spróbuj tego, zmieniając polecenie symulacji. Po wybraniu schematu wykonaj „Symulacja > Edytuj polecenie symulacji". W oknie dialogowym poleceń symulacji (patrz **rysunek 4**) wybierz zakładkę **DC op pnt** i zanotuj komentarz dotyczący obliczania punktu pracy (jak omówiono powyżej). Zmień tekst polecenia na **.op** (może to być **.op** 60), kliknij OK i kliknij schemat, aby umieścić polecenie. Następnie uruchom symulację. Wyniki pojawią się w oknie tekstowym i powinny być podobne do następujących:

```
--- Punkt pracy ---

V (out): 12      napięcie wyjściowe
V (in): 12       napięcie wejściowe
I(C1): 1.2e-014 prąd w elemencie
I(R1): -1.2e-014 prąd w elemencie
I(V1): -1.2e-014 prąd w elemencie
```

Dokładne wartości prądu mogą się różnić, ponieważ są przybliżone do zera (w tym przypadku 12 fA (jeden femtoamper = jedna miliardowa mikroampera).

Istnieje kilka sposobów, dzięki którym możemy uzyskać symulację, która daje krzywą ładowania kondensatora, której oczekiwał John. Można je podzielić na dwa ogólne podejścia. Możemy użyć poleceń symulatora (dyrektyw SPICE i opcji poleceń **.tran**), aby zmienić sposób działania istniejącej symulacji. Alternatywnie możemy zmienić symulację, aby uwzględnić zmieniające się warunki, które skutkują ładowaniem kondensatora.

Uruchomienie

Fakt, że możemy chcieć symulować sytuację, w której napięcia DC zaczynają się od zera i włączają (jak zasilacz), jest rozpoznawany przez opcję, która jest dostępna dla symulacji stanów przejściowych. Zakładając, że masz skonfigurowaną symulację z rysunków 2 i 3 i wypróbowałeś analizę punktu pracy, zamknij okno wyników i ponownie otwórz okno dialogowe poleceń symulacji. Wybierz zakładkę **Transient** i ponownie wprowadź czas zatrzymania: jako 60 s. Spowoduje to przywrócenie symulacji do stanu używanego przez Johna. Teraz zaznacz również opcję **Uruchom zewnętrzne napięcie zasilania DC przy 0 V** (patrz **rysunek 5** – zwróć uwagę, że polecenie symulacji brzmi teraz **.tran 60 startup**). Kliknij OK w oknie dialogowym i uruchom symulację.

Wyniki przedstawiono na **rysunku 6**, gdzie widzimy krzywą ładowania RC z obliczonym wcześniej czasem. Opcja uruchamiania powoduje, że źródła prądu stałego uruchamiają się przy 0 V i rosną do wyznaczonego napięcia w ciągu 20 µs. Rozpoczęcie U1 przy 0 V powoduje, że C1 zaczyna się od 0 V, więc gdy U1 osiągnie 12 V, C1 rozpocznie ładowanie do tej wartości. Tę rampę początkową można zobaczyć, wyświetlając U(in) i przybliżając do pierwszych kilkudziesięciu mikrosekund symulacji, jak pokazano na **rysunku 7**. W tym przypadku czas rampy jest tak krótki w porównaniu ze stałą czasową obwodu RC, że symulacja podąża za oczekiwaną odpowiedzią skokową, ale gdyby kondensator był znacznie mniejszy, U(out) zasadniczo podążałoby za rampą U1, a nie wykładniczo krzywą ładowania.

Stan początkowy

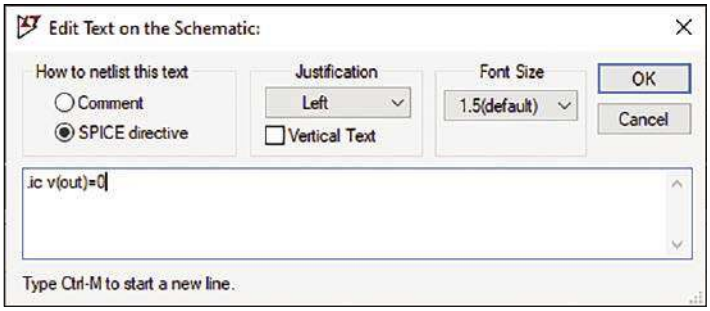
Innym podejściem do uzyskania krzywej RC jest ustawienie warunków początkowych w obwodzie. Takie podejście zasugerował Giovanni Di Maria na forum EEWeb. Możemy to zrobić za pomocą dyrektywy **.ic** (initial condition – warunek początkowy) SPICE. Dyrektyw SPICE można użyć do dostarczenia dodatkowych instrukcji do symulatora poza tymi zawartymi bezpośrednio w poleceniu symulacji (takie jak **.tran** i **.op**, które już widzieliśmy), które same są dyrektywami SPICE. Dyrektywa **.ic** wymusza w analizie punktu pracy DC stosowanie wartości określonych w dyrektywie (ogranicza rozwiązanie do korzystania z tych wartości). Można go używać do ustawiania napięć początkowych w sieciach (a tym samym na kondensatorach) lub prądów w cewkach indukcyjnych.

Tutaj możemy ustawić początkowe napięcie na wyjściu na 0 V, co spowoduje rozpoczęcie symulacji z rozładowanym C1. W szczególności używamy dyrektywy:

```
.ic V(out)=0
```

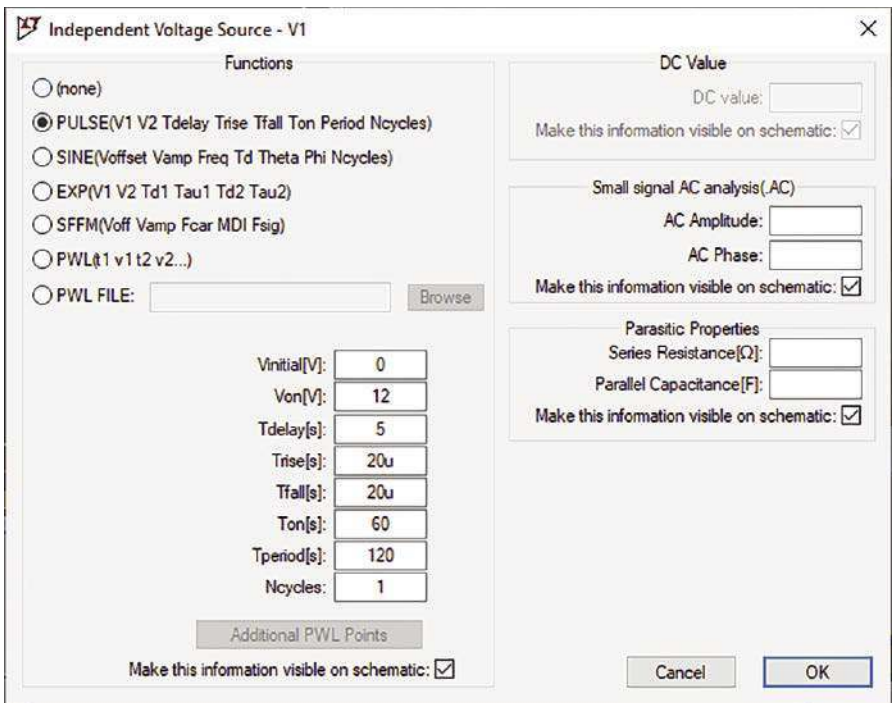
Spowoduje to ustawienie początkowego napięcia wyjściowego na zero. Aby to zrobić,

eprasa.pl b57b883d17

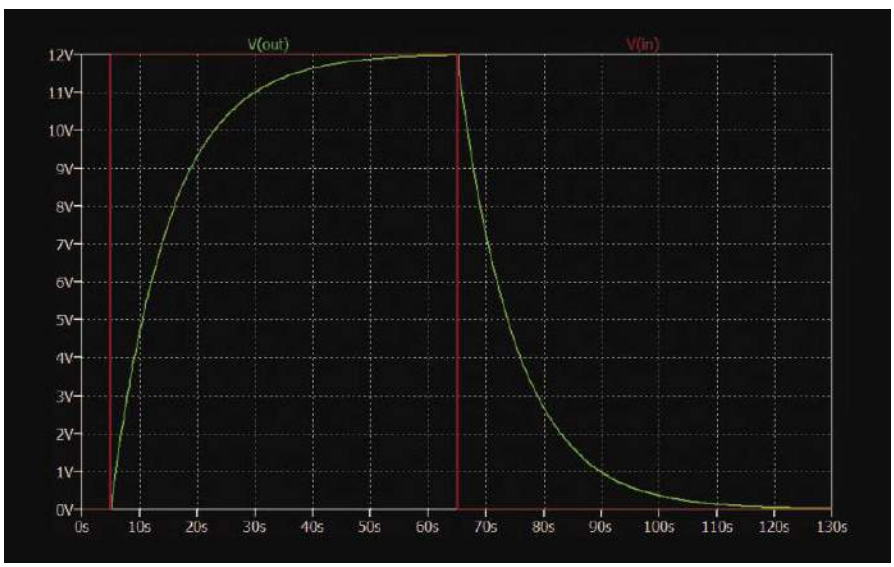


Rysunek 8. Wprowadzanie dyrektywy SPICE

zaczynając od symulacji, która dała wyniki na **rysunkach 6** i **7**, najpierw ponownie edytuj polecenie symulacji i usuń zaznaczenie opcji uruchamiania (polecenie powinno mieć po prostu **.tran 60**). Następnie kliknij przycisk **.op** i wpisz tekst dyrektywy **.ic** w polu, jak pokazano na rys.8. Kliknij OK i kliknij schemat, aby dodać dyrektywę. Następnie uruchom symulację. Wyniki będą prawie takie same jak na rysunku 6, z wyjątkiem tego, że U(in) będzie wynosić 12 V od samego początku symulacji.



Rysunek 9. Ustawienie impulsu z U1



Rysunek 10. Wyniki symulacji z wykorzystaniem źródła impulsowego

Impuls

Innym podejściem do symulacji, jak wspomniano wcześniej, jest stworzenie dynamicznej sytuacji w obwodzie – w jakiś sposób przełączenie napięcia przykładanego do obwodu RC podczas symulacji, zamiast tworzenia krzywej ze stałego źródła prądu stałego. Jednym ze sposobów na to, jest zmodyfikowanie obwodu tak, aby zawierał przełącznik do podłączania lub odłączania napięcia przyłożonego do kondensatora, ale oznacza to modyfikację obwodu w celu dodania przełącznika i sygnału sterującego. Prostszym podejściem jest zmodyfikowanie U1 w celu wygenerowania impulsu zamiast napięcia stałego.

Aby to zrobić, kliknij prawym przyciskiem myszy U1 na schemacie i kliknij przycisk **Zaawansowane** w pierwszym wyświetlonym oknie dialogowym. Otworzy się nowe okno, w którym możemy skonfigurować źródło. Z listy funkcji wybrać PULSE i ustawić parametry jak na **rysunku 9**. Spowoduje to utworzenie pojedynczego impulsu o szerokości 60 s, przełączającego od 0 do 12 V, zaczynając od 5 sekundy. Napięcie zmieni się w ciągu 20 µs. Jest to to samo, co rampa startowa używana wcześniej, ale tutaj możemy wybrać dowolny czas. Kliknij OK – na schemacie powinien pojawić się tekst opisujący impuls: PULSE(0 12 5 20u 20u 60 120 1). Aby zobaczyć efekt przełączania impulsu na zero, warto rozszerzyć symulację, więc edytuj polecenie symulacji, aby uruchomić ją na 130 sekund (**.tran 130**).

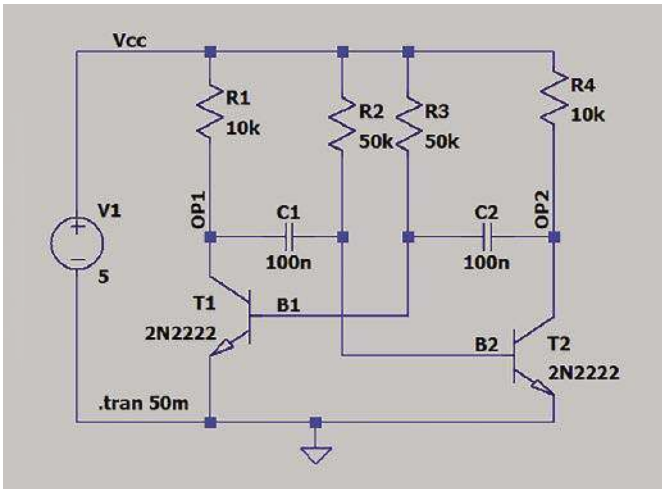
Uruchomienie symulacji powinno dać wyniki pokazane na **rysunku 10**. Widzimy zarówno krzywe ładowania, jak i rozładowania.

Powrót do „przeszłości”

Obwód na **rysunku 11** stanowi kolejny przykład obwodu, w którym warunki początkowe powodują problem z symulacją. To jest oscylator; dokładniej jest to multiwibrator astabilny lub wolnobieżny. Jest to obwód „retro”, który być może jest obecnie mało znany (i używany), ponieważ zamiast tego stosujemy różne układy scalone oscylatorów specjalnego przeznaczenia lub generatorów przebiegów, ewentualnie używamy mikrokontrolerów do generowania sygnałów taktujących. Jest on jednak przydatny jako przykład tutaj.

Jak wspomniano powyżej, przed przystąpieniem do symulacji jakiegokolwiek obwodu należy zapoznać się z podstawowymi zasadami jego działania; mieć pojęcie o napięciach (i prądach), które mogą wystąpić

eprasa.pl b57b883d17



Rysunek 11. Schemat dwutranzystorowego astabilnego multiwibratora w LTspice

w obwodzie oraz być świadomym oczekiwanego kształtu i częstotliwości kluczowych przebiegów. Przyjrzymy się teraz działaniu obwodu na **rysunku 11** i otrzymamy równanie na jego częstotliwość oscylacji.

Działanie układu

Załóżmy, że T1 jest całkowicie włączony, a T2 wyłączony. Oznacza to, że jedna okładka C1 jest skutecznie połączona z masą (0 V) przez T1, a druga będzie się ładować w kierunku VCC przez R2. Nasze założenie, że T2 jest wyłączone, oznacza, że napięcie na bazie T2 jest obecnie nieco mniejsze niż 0,5 V. W tym samym czasie napięcie na C2 będzie równe lub zwiększające się w kierunku czegoś zbliżonego do VCC. Dzieje się tak dlatego, że jeden koniec C2 jest podłączony do VCC przez R4, a drugi jest utrzymywany na poziomie około 0,7 V przez napięcie przewodzenia złącza baza-emiter tranzystora T1. T2 nie wpływa w tym czasie na napięcie na C2, ponieważ jest całkowicie wyłączony.

Gdy C1 ładuje się przez R2, napięcie na bazie T2 wzrasta i ostatecznie T2 się włączy. W tym momencie napięcie na kolektorze T2 spada bardzo szybko, zbliżając się do 0 V (gdy T2 się nasyca). Napięcie na C2 wynosi około VCC, a strona C2 połączona z kolektorem T2 jest dodatnia. Dzieje się tak dlatego, że C2 utrzymywał ładunek przez krótki czas potrzebny do włączenia T2, co oznacza, że napięcie na bazie T1 spadło do około –VCC, całkowicie wyłączając T1. W tym momencie napięcie na C1 jest dość małe (różnica między napięciem nasycenia VCE T1 i VBE T2, czyli od 0,6 V do 0,7 V lub mniej).

Opisany powyżej proces powtarza się po przeciwnych stronach obwodu. C2 ładuje się w kierunku +VCC z –VCC przez R3. W tym czasie napięcie na C1 ładuje się z małego napięcia, które miało w punkcie przełączania w kierunku VCC. Obwód przełącza się ponownie, gdy ładowanie C1 przez R3 doprowadza Ube T1 do około 0,6 V, włączając go i wyłączając T2. Wracamy do początku naszego opisu i cały cykl zaczyna się od nowa. Szybkość, z jaką obwód się przełącza, zależy od tego, jak długo C1 ładuje się z –Ucc przez R2, aby włączyć T2 i jak długo trwa ładowanie C2 z -Ucc przez R3, aby włączyć T1. Możemy to obliczyć za pomocą tego samego równania ładowania kondensatora, którego użyliśmy dla powyższego obwodu Johna.

Obliczenie

Kondensatory ładują się od –Ucc w kierunku +Ucc, co w efekcie jest przyłożonym napięciem Ua=2Ucc. Czas, którego potrzebujemy, to moment, w którym napięcie kondensatora jest wystarczające do włączenia tranzystora – czyli naładowania od –Ucc do +Ube. Jeśli dla uproszczenia zignorujemy wartość Ube, możemy przyjąć, że interesujące nas napięcie wynosi Ucc powyżej punktu początkowego, więc Vt/Va wynosi Ucc/2Ucc = ½, a równania czasowe dla obwodu wyglądają następująco:

$$t_1 = -R_2 C_1 ln\left(\frac{1}{2}\right) = 0{,}69 R_2 C_1$$

$$t_2 = -R_3 C_2 ln\left(\frac{1}{2}\right) = 0{,}69 R_3 C_2$$

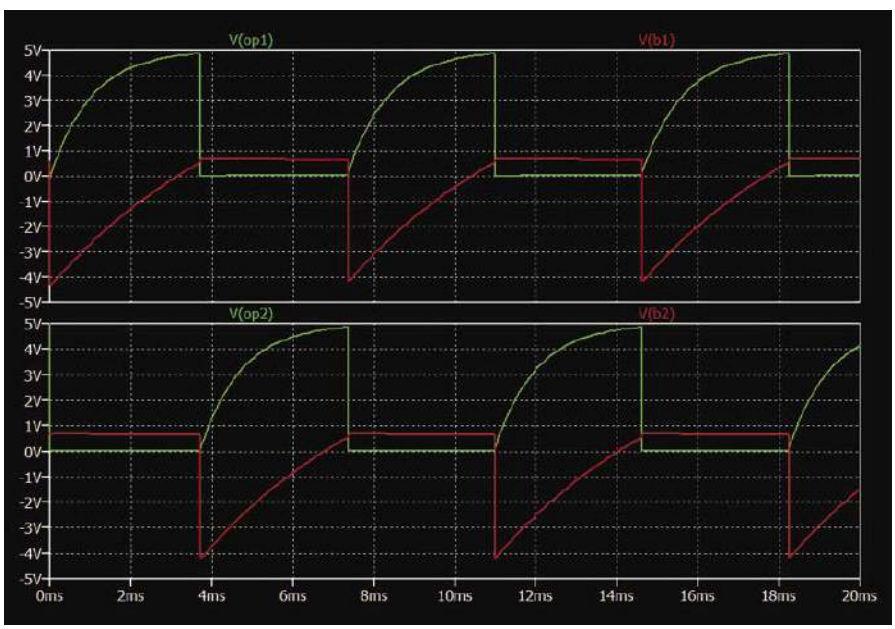
Okres oscylacji wynosi t_1+t_2. Jeśli użyjemy równych wartości składowych w dwóch połówkach obwodu, tak że $R_1=R_2=R$ i $C_1=C_2=C$, t_1+t_2 wynosi 1,38 RC, a więc częstotliwość oscylacji wynosi:

$$f = \frac{1}{1{,}38RC} Hz$$

Na podstawie wartości użytych w obwodzie na rysunku 1 oczekiwalibyśmy częstotliwości oscylacji określonej wzorem: $f=1/(1{,}38\times1{,}0\times10^{-7}\times5{,}0\times10^{4})=145$ Hz, co odpowiada czasowi cyklu równemu 6,9 ms. Spodziewalibyśmy się, że napięcie na kolektorach dwóch tranzystorów będzie naprzemiennie wzrastać od 0 V do wartości bliskiej napięcia zasilania, zgodnie z typową krzywą ładowania kondensatora, a następnie bardzo szybko powróci do 0 V po włączeniu tranzystora, gdzie pozostanie do końca cyklu. Oczekujemy, że w każdym cyklu napięcia bazowe nagle spadną do około –Ucc i natychmiast podążą zgodnie z krzywą ładowania rezystor-kondensator z powrotem do około 0,6 V, gdzie napięcie pozostanie mniej więcej statyczne przez połowę cyklu oscylacji.

I znów płaska linia

Teraz, gdy wiemy, czego się spodziewać, możemy skonfigurować odpowiednią symulację stanu przejściowego. Biorąc pod uwagę, że jeden cykl trwa około 7 ms, symulacja przejściowa trwająca 50 ms wydaje się rozsądna. Niestety, jeśli ją uruchomimy, oczekiwana oscylacja nie nastąpi. Oba kolektory pozostają na około 30 mV, a obie bazy na około 650 mV przez całą symulację. Mamy kolejną symulację linii płaskiej, kiedy spodziewaliśmy



Rysunek 12. Symulacja działania przerzutnika astabilnego z rysunku 11

eprasa.pl b57b883d17

się, że wydarzy się coś bardziej interesującego – co jest nie tak?

Schemat na **rysunku 11** jest idealnie symetryczny – obie połówki obwodu są dokładnie takie same. W rzeczywistości obwód będzie zachowywał się w ten sam sposób, jeśli usuniesz kondensatory, tworząc dwa izolowane podobwody. Dokładna symetria występuje w symulowanym obwodzie, ale prawdopodobieństwo jej wystąpienia w rzeczywistym obwodzie jest tak małe, że faktycznie wynosi zero. Mamy sytuację idealnej równowagi w niestabilnym systemie, jak balansowanie piłką na czubku igły; teoretycznie mogłoby to być możliwe, ale w prawdziwym systemie zawsze występuje pewna asymetria lub zewnętrzne zaburzenie, które powoduje brak równowagi.

Oscylacja

W prawdziwym układzie astabilnym, jeden tranzystor włączy się nieco szybciej niż drugi, gdy zasilanie zostanie włączone po raz pierwszy, sprzężenie zwrotne w obwodzie spowoduje, że drugi tranzystor będzie miał tendencję do wyłączania się, a szybszy tranzystor będzie włączał się częściej. Stąd obwód ten szybko przechyli się do jednego z dwóch możliwych stanów początkowych, po czym zacznie oscylować w sposób już opisany. Możemy sprawić, by obwód oscylował w symulatorze, wymuszając nierównowagę na początku symulacji. Jednym ze sposobów na to jest użycie dyrektywy **.ic** programu SPICE, omówionej powyżej. Możemy użyć następującej instrukcji **.ic**, aby ustawić początkowe napięcia na dwóch wyjściach (kolektorach) na 0 V i 5 V, zapewniając w ten sposób, że obwód zaczyna się w stanie asymetrycznym. Przebieg przejściowy rozpocznie się od warunków określonych przez **.ic**.

```
.ic v(op1)=0 v(op2)=5
```

Otrzymane przebiegi symulacji (pierwsze 20 ms) przedstawiono na **rysunku 12**. Kształt przebiegów oscylacji pasuje do naszego wcześniejszego rozumowania dotyczącego zachowania obwodu, dając nam pewność, że jest ono prawidłowe.

Za pomocą kursorów – pojawiających się po kliknięciu prawym przyciskiem myszy nazw sygnałów u góry śladów przebiegów – możemy zmierzyć częstotliwość oscylacji. Użycie U(op1)



Rysunek 13. Pomiar częstotliwości za pomocą kursorów

i wyrównanie kursorów z dwoma kolejnymi punktami, w których występuje gwałtowny spadek napięcia, daje wyniki pokazane na **rysunku 13**. Możemy odczytać częstotliwość bezpośrednio jako 138 Hz, co jest wystarczająco bliskie naszym szacunkom powyżej, aby wskazać, że symulacja działa zgodnie z oczekiwaniami. ■

Ian Bell

Ten artykuł był wcześniej opublikowany na łamach „Everyday Practical Electronics”, kwiecień 2020 (www.epemag3.com)

QUIZ

Praktyczny kurs op-ampów

We wzmacniaczu nieodwracającym napięcie wejściowe jest podawane:
☐ do ujemnego wejścia op-ampa
☐ do dodatniego wejścia op-ampa
☐ jako sygnał różnicowy między wejścia dodatnie i ujemne

We wzmacniaczu nieodwracającym pomiędzy wejściem a masą jest podłączony obwód dzielnika R2, R1, przy czym wejście ujemne jest podłączone do węzła tego dzielnika. Współczynnik wzmocnienia tego układu wynosi:
☐ R2/R1
☐ –(R2/R1)
☐ (R2+R1)/R1

Impedancja wejściowa wzmacniacza nieodwracającego jest:
☐ bardzo duża
☐ mała
☐ znikomo mała

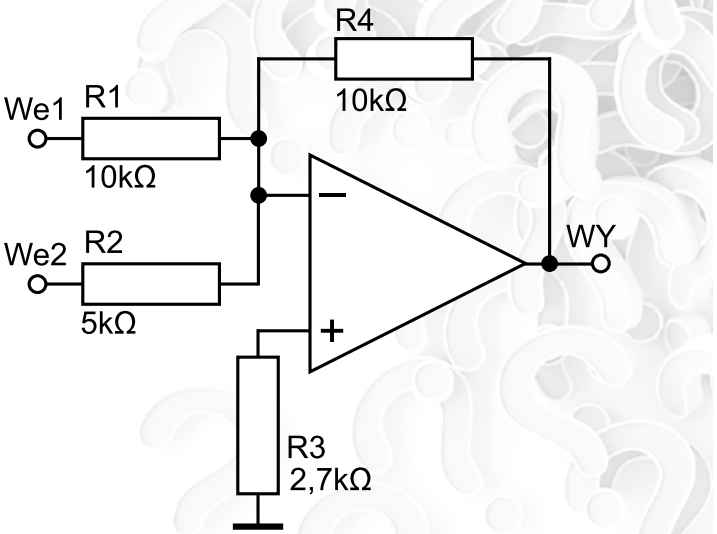
Oto schemat układu mieszającego. Na WE1 jest podane napięcie +1 V, a na WE2 jest podane napięcie –2 V. ile wynosi napięcie na WY?
☐ +2 V
☐ +3 V
☐ +4 V

Rezystancja wejściowa powyższego układu dla WE1 wynosi:
☐ 20 kΩ
☐ 10 kΩ + Zi op-ampa
☐ 10 kΩ

Na wejściu odwracającym „–” tego układu jest napięcie:
☐ zero
☐ równe napięciu na WE1
☐ równe sumie napięć na WE1 i WE2

W tym układzie „wirtualnym punktem masy” jest nazywane wejście op-amp ze znakiem:
☐ „+”
☐ „–”

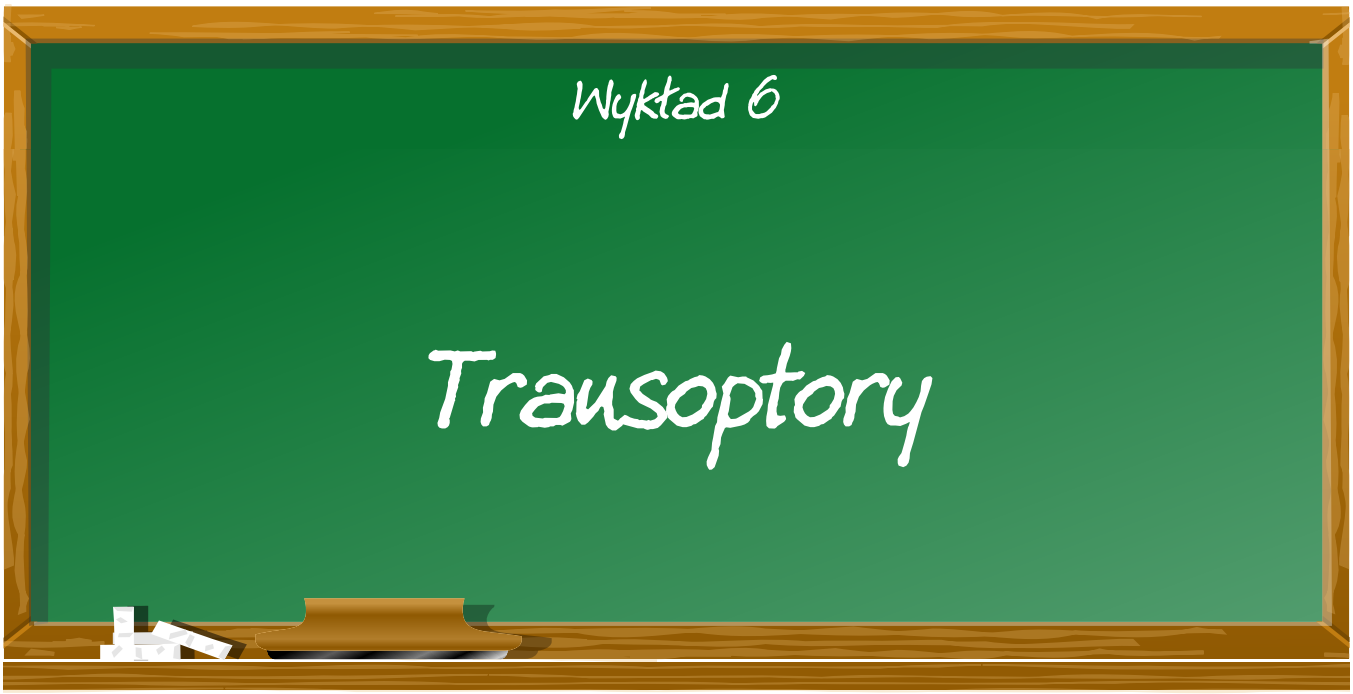
Czy dokładność działania wzmacniacza różnicowego zależy od tolerancji zastosowanych rezystorów R1, R2, R3, R4?
☐ Tak
☐ Tak, ale tylko R1, R3
☐ Nie



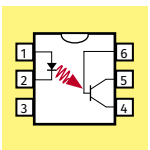
Rozwiązanie znajdziesz na www.elportal.pl/quizy od dnia 12.05.2023.

eprasa.pl b57b883d17

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 listów od uczniów, nauczycieli i studentów. Dla nich jest ta rubryka.



Podstawy transoptorów



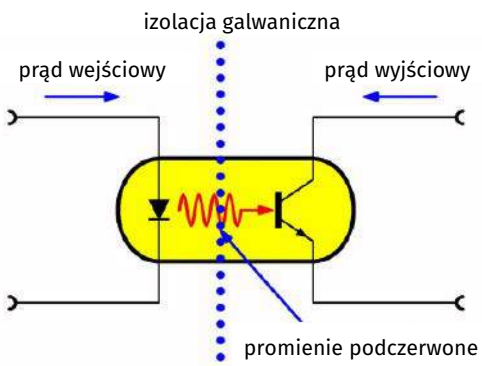
Dzięki transoptorom, nazywanym też optoizolatorami, można całkowicie odizolować galwanicznie dwa układy od siebie. Dzięki tym elementom można zaprojektować bezpieczne sterowanie mocą 230 V, za pomocą układu odizolowanego galwanicznie.

Izolacja galwaniczna

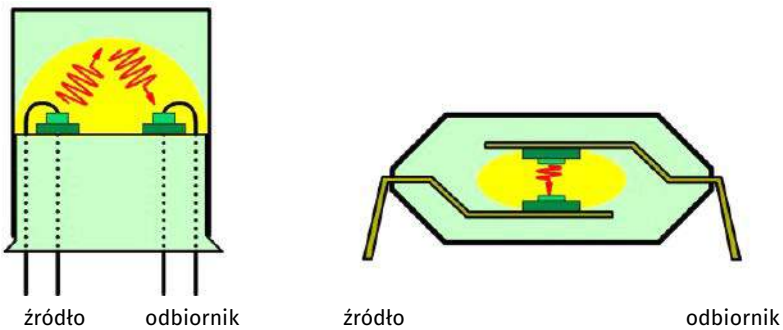
Teraz, gdy coraz więcej urządzeń elektrycznych zawiera elektroniczne sterowanie, transoptory są nieodzownym elementem współczesnej praktyki projektowej. Można je znaleźć wszędzie w życiu codziennym. Transoptory, znane również jako optoizolatory, przenoszą sygnały elektryczne w systemach, w których izolacja galwaniczna między źródłem sygnału a odbiornikiem jest absolutnie konieczna. Jest to przydatne na przykład w celu uniknięcia pętli masy lub gdy istnieje duża różnica napięcia między dwoma układami. Tak jest w układach, które robią „coś" z napięciem sieciowym, na przykład regulują jego moc. Dzięki transoptorowi nie występuje połączenie przewodzące (galwaniczne) pomiędzy wejściem sterującym a regulowanym napięciem sieciowym.

Zasady ogólne

W transoptorach, jak pokazano na poniższym rysunku, transmisja sygnału odbywa się drogą optyczną. Po stronie nadawczej sygnał elektryczny jest zamieniany na sygnał optyczny (światło). W tym celu stosuje się diodę LED (Light Emitting Diode), która emituje światło podczerwone. Przy napięciu zmiennym stosuje się dwie antyrównoległe diody LED. Odbiornikiem może być fototranzystor, fotodioda, fotofet, fototriak lub zintegrowany detektor, który przetwarza sygnał optyczny z powrotem na sygnał elektryczny. Jeśli w nadajniku zastosowana jest dioda z arsenku galu (GaAs), będzie ona emitować światło podczerwone o długości fali około 950 nm, gdy prąd



Transmisja sygnału elektrycznego przez transoptor (© 2018 Jos Verstraten)



Typ refleksyjny (po lewej) w porównaniu z typem bezpośrednio promieniującym (po prawej) (© 2018 Jos Verstraten)

eprasa.pl b57b883d17

przepływa przez nią w kierunku przewodzenia. To światło, niewidzialne dla oka, jest przesyłane przez medium przewodzące światło do detektora, który następnie generuje prąd wyjściowy w zależności od natężenia prądu pierwotnego, płynącego przez diodę LED.

Rodzaje transoptorów

Istnieją zasadniczo dwa sposoby przekazywania sygnału optycznego: przez odbicie i przez bezpośrednie promieniowanie.

Odbicie

Na rysunku powyżej pokazano po lewej stronie, jak jest zbudowany transoptor z metalową obudową (np. CNY18). Promieniowanie podczerwone z diody nie dociera bezpośrednio do fototranzystora, lecz dopiero po odbiciu od powierzchni medium sprzęgającego i częściowo także przez wnętrze obudowy. Ze względu na małe wymiary, odległości izolacyjne są tak krótkie, że napięcie izolacji wynosi zwykle tylko 500 V.

Promieniowanie bezpośrednie

Na prawym rysunku widać nowoczesną konstrukcję w tzw. obudowie DIL, jak w przypadku SFH600. W tym przypadku światło podczerwone z diody promieniuje bezpośrednio na fototranzystor poprzez medium przewodzące światło (żywica syntetyczna). W ten sposób można osiągnąć silne sprzężenia (duży CTR = Current Transfer Ratio I q /I f). Napięcie izolacji wynosi wtedy zwykle kilka kV.

Specyfikacja transoptora

Wymagania dotyczące izolacji

Optoizolatory są zwykle używane do galwanicznego odizolowania dwóch obwodów, które często znajdują się pod różnymi potencjałami. Wielkość różnicy potencjałów, którą można bezpiecznie oddzielić zgodnie z międzynarodowymi przepisami, zależy nie tylko od właściwości transoptora, ale także od rodzaju obwodu i warunków otoczenia podczas pracy. Znane ogólnie stosowane normy obejmują UL, BSI, VDE, NORDIC i DEMKO.

Rezystancja izolacji

Jest to rezystancja prądu stałego pomiędzy wejściem a wyjściem transoptora. Jej wartość wynosi co najmniej 10^{11} Ω, co sprawia, że jest większa niż można zwykle osiągnąć podczas montażu transoptora na płytce drukowanej. Projektując obwody drukowane z transoptorami należy więc mieć świadomość, że szczególnie w przypadku mostkowania dużych różnic potencjałów mogą wystąpić prądy pełzające rzędu nA, które wpływają na działanie obwodu. Środkiem zaradczym jest np. wyfrezowanie szczeliny w płytce drukowanej lub zainstalowanie przewodu połączonego z masą pomiędzy wejściem a wyjściem (guarding).

Zdolność izolacyjna

W zależności od konstrukcji, podłoże układu, dioda emitująca i fototranzystor tworzą razem pojemność. Jej całkowita wartość może wynosić od 0,3 pF do 2 pF i jest mierzona przy zwartych wejściach i wyjściach. Szybkie zmiany wysokiego napięcia (500 V/µs) między wejściem i wyjściem transoptora są przenoszone przez tę pojemność sprzęgającą, co może prowadzić do wadliwego działania układu.

Napięcie izolacji

Napięcie próby izolacji jest maksymalnym dopuszczalnym napięciem, które może występować przez krótki czas (na przykład w postaci indukcyjnych pików napięcia) pomiędzy wejściem i wyjściem transoptora. Napięcie robocze (znamionowe napięcie izolacji) wskazuje maksymalne napięcie, które może być stale przyłożone do transoptora. Maksymalne dopuszczalne napięcie izolacji w dużym stopniu zależy od zastosowanych w projekcie odległości powietrznych i pełzających.

Zachowanie w polach elektrycznych

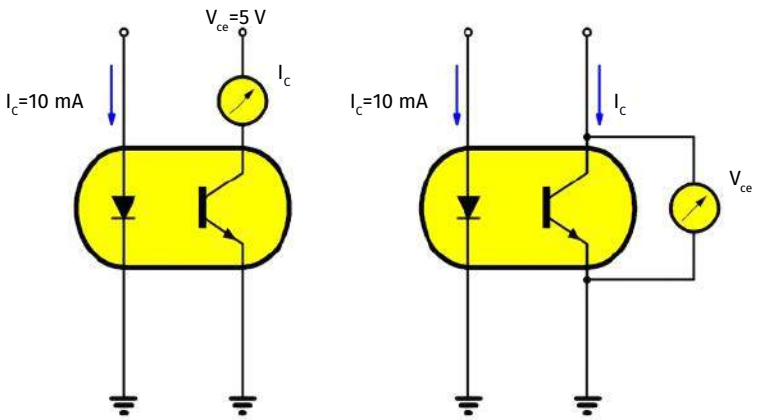
W transoptorach efekt pola odnosi się do powolnej zmiany parametrów elektrycznych (szczególnie tranzystorów), gdy pomiędzy wejściem a wyjściem utrzymywane jest napięcie przez dłuższy czas (kilka dni). Proces ten zachodzi szczególnie silnie przy wysokiej temperaturze (100 °C) i wysokim napięciu stałym (1 kV). Zmiany parametrów fototranzystora krzemowego mogą być spowodowane przez uwolnione nośniki ładunku. Silne pole elektryczne może więc wywołać identyczny efekt jak w przypadku tranzystora MOS (inwersja na powierzchni). Może to powodować zmianę wzmocnienia, prądu wstecznego i napięcia wstecznego, gdzie kierunek pola jest czynnikiem decydującym.

Współczynnik przenoszenia prądu CTR

Oprócz wysokiej rezystancji napięciowej **istotną cechą** transoptorów jest współczynnik przenoszenia prądu (Current Transfer Ratio, CTR). Transfer prądu odpowiada parametrowi β (wzmocnienie prądowe) zwykłego tranzystora i może być mierzony w ten sam sposób. W tym przypadku jednak nie baza, ale anoda i katoda diody nadawczej są w obwodzie wejściowym, patrz rysunek poniżej. Współczynnik przenoszenia prądu jest podawany w procentach, np. IC/IF=100%. W przypadku niektórych typów transoptorów są one uszeregowane według CTR. CTR jest zwykle określany przy IF=10 mA i V CE=5 V. Współczynnik sprzężenia zależy od mocy promieniowania diody emitującej, jakości transmisji światła oraz czułości i wzmocnienia tranzystora.

Napięcie nasycenia V CEsat

Przy zastosowaniu w układach logicznych oprócz CTR ważne jest również napięcie nasycenia fototranzystora (V CEsat).



Pomiar współczynnika przenoszenia prądu CTR (po lewej) i wyznaczanie V CEsat (po prawej) (© 2018 Jos Verstraten)

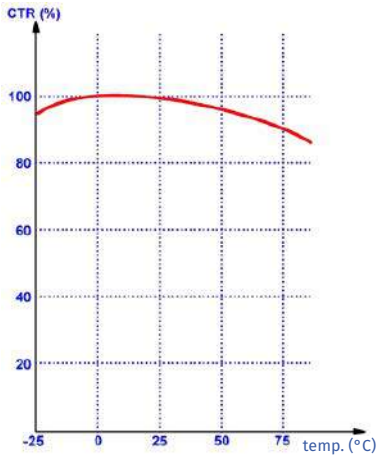
eprasa.pl b57b883d17

Liniowość

Energia promieniowania diod emitujących światło nie jest liniowo zależna do prądu. Przy większych prądach strumień świetlny rośnie bardziej niż wprost proporcjonalnie. Ponadto wraz ze wzrostem prądu rośnie również wzmocnienie fototranzystora. Współczynnik sprzężenia CTR rośnie więc w miarę wzrostu prądu wejściowym. Z reguły wzrost prądu diody z 1 mA do 10 mA powoduje dwu- lub trzykrotny wzrost CTR.

Wpływ temperatury

Zachowanie temperaturowe transoptora jest zdeterminowane przez różne charakterystyki temperaturowe diody i fototranzystora. Podczas gdy energia promieniowania diody maleje w wyższych temperaturach, to fotoprąd fotodiody lub prąd kolektora fototranzystora w rzeczywistości wzrasta. Umieszczenie diody nadajnika podczerwieni i fototranzystora w jednej obudowie tworzy element mniej lub bardziej stabilny temperaturowo, charakterystyki temperaturowe obu elementów wzajemnie się kompensują. W zakresie od 0 °C do 50 °C CTR wykazuje płaskie maksimum (1 F = 10 mA, V CE = 5 V). W wyższych temperaturach CTR maleje, a w niższych pozostaje prawie stały. Przy małych prądach (l F = 1 mA, V CE= 5 V) przeważa ujemny współczynnik temperaturowy diody, więc maksimum CTR przesuwa się wtedy w kierunku niższych temperatur. Poniższy rysunek przedstawia wykres CTR w funkcji temperatury dla normalnego zakresu pracy (10 mA, 5 V). Widać, że CTR jest prawie stały w temperaturze pokojowej.



Współczynnik przenoszenia CTR w funkcji temperatury (© 2018 Jos Verstraten)

Degradacja

Gdy dioda LED pracuje przez dłuższy czas, w wyniku starzenia się energia promieniowania zauważalnie maleje. Zjawisko to nazywane jest ***degradacją***. W przypadku transoptorów skutkuje to zmniejszeniem współczynnika przenoszenia CTR. Szczególnie w przypadku stosowania transoptorów do transmisji sygnałów na poziomie logicznym, np. jako izolacja galwaniczna pomiędzy procesorem a jego otoczeniem (karty I/O, konwertery), po pewnym czasie mogą wystąpić błędy. Możliwą do zidentyfikowania przyczyną jest często starzenie się jednego lub kilku transoptorów. Przy projektowaniu układów należy więc uwzględnić pewien stopień starzenia się. Degradacja jest przyspieszana przez duże prądy i/lub wysokie temperatury. Dlatego często wybierane są transoptory o dużym współczynniku CTR (= mały prąd wejściowy).

Można spowolnić starzenie poprzez utrzymywanie diody wejściowej wyłączonej tak często, jak to możliwe (mały cykl pracy: stosunek włączony/wyłączony) i zamontowanie transoptora w możliwie chłodnym miejscu. Można rozważyć zastosowanie liniowych transoptorów (patrz ostatni punkt tego wykładu) w krytycznych miejscach.

Czasy przełączania

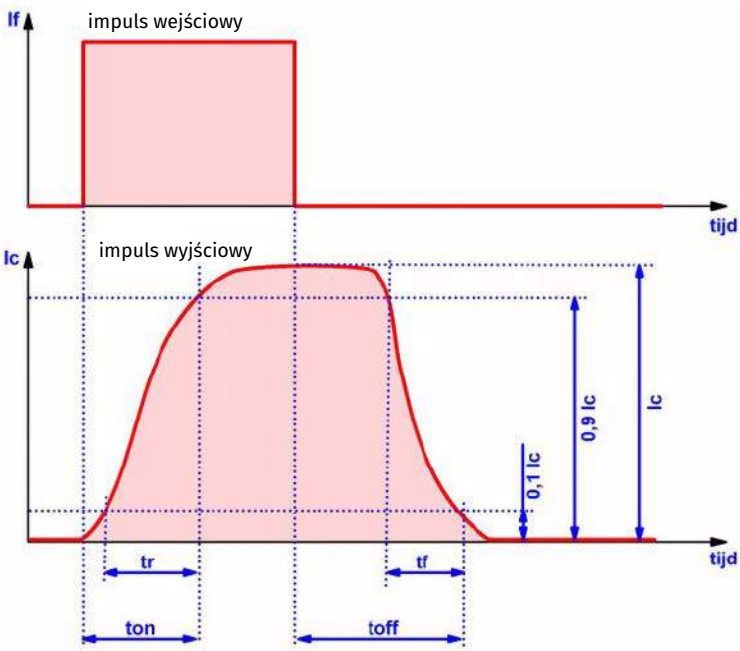
Transoptory z fototranzystorem jako detektorem mają czasy przełączania około 3 µs (t on, t off) w trybie liniowym przy RL równym 75 Ω. Definicję czasów przełączania można wyprowadzić z poniższego rysunku:

- **ton** – czas włączenia. Czas, w którym prąd kolektora IC wzrasta do 90% wartości maksymalnej po włączeniu IF .
- **tr** – czas narastania. Czas, w którym prąd kolektora IC wzrasta od 10% do 90% swojej wartości końcowej.
- **toff** – czas wyłączenia. Czas, w którym prąd kolektora IC zmniejsza się do 10% wartości maksymalnej po wyłączeniu I F .
- **tf** – czas opadania. Czas, w którym prąd kolektora IC spada z 90% do 10% wartości maksymalnej.

W przypadku nasycenia tranzystora przez przesterowanie (V CEsat > 0,4 V) następuje znacznie dłuższy czas wyłączenia (turn-off time), ponieważ gwałtownie wzrasta czas magazynowania i czas zanikania. Czasy przełączania zależą głównie od pojemności Millera C_{cb} fototranzystora i rezystancji obciążenia RL. Czasy przełączania diody LED są zauważalne dopiero przy małych wartościach RL.

Stała czasowa

W obwodzie kolektora lub emitera fototranzystora umieszcza się zwykle rezystor. Spadek napięcia na tym rezystorze jest sygnałem wyjściowym. Stałą czasową fototranzystora w transoptorze można nieco skrócić, włączając drugi tranzystor pomiędzy wyjściem a obciążeniem. Jednak uzyskanie czasu krótszego niż 2 µs nie jest możliwe, ponieważ czas przełączania diod GaAs wynosi już około 2 µs. Przy przełączaniu drugiego tranzystora razem z fototranzystorem jako darlingtonem powstaje fotoprzedwzmacniacz o dużej czułości, ale jest on znacznie powolniejszy od samego fototranzystora.



Definicja czasów przełączania transoptora (© 2018 Jos Verstraten)

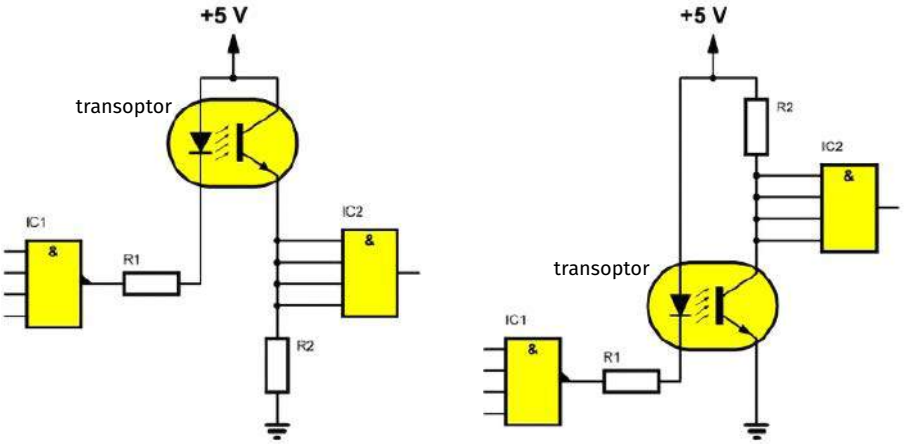
Podstawowe obwody

Sterowanie z układu logicznego TTL

Na rysunku obok przedstawiono schemat, w którym dioda LED transoptora jest sterowana z portu TTL. Działanie układu po lewej stronie jest odwracające. Aby

eprasa.pl b57b883d17

uniknąć zbyt małej rezystancji w obwodzie emitera, bramka po stronie odbiorczej musi być układem Schottky'ego (LS) o małej mocy. Po prawej stronie pokazano wysterowanie nieodwracające z bramki TTL. Ten sposób przełączania zapewnia najlepsze warunki zarówno po stronie nadawczej, jak i odbiorczej.

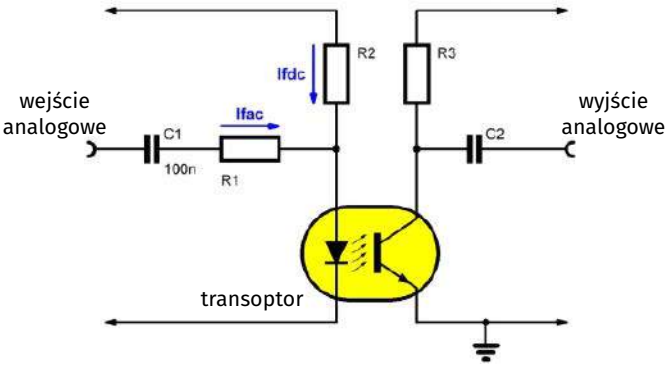


Sterowanie z TTL, odwracające (po lewej) i nieodwracające (po prawej) (© 2018 Jos Verstraten)

Transmisja sygnałów o niskiej częstotliwości

Na rysunku poniżej przedstawiono podstawowy schemat transmisji LF. Aby przesyłać sygnały o niskiej częstotliwości z jak najmniejszymi zniekształceniami, I Fac musi być wielokrotnie mniejsze od I Fdc . Wynika to z faktu, że punkt pracy wyznaczony za pomocą I Fdc musi leżeć w obszarze liniowym diody nadawczej. Charakterystyczne wartości dla tego celu to:

- I Fdc = 10 mA
- I Fac = 1 mA



Zastosowanie transoptora do przesyłania sygnałów o niskiej częstotliwości (© 2018 Jos Verstraten)

Wersje transoptorów

Wstęp

W przeszłości istniały tylko transoptory, które składały się z jednej diody LED i jednego fototranzystora. Ze względu na coraz szersze zastosowanie tych elementów we wszystkich gałęziach elektroniki, producenci wpadli na pomysł wprowadzenia na rynek kilku typów. Obecnie nie można już wymyślić aplikacji, dla której nie byłby dostępny gotowy transoptor. W kolejnych punktach omawiamy pokrótce różne wersje wraz z ich standardowymi obudowami.

LED do fototranzystorów

Na rysunku poniżej przedstawiono standardowe wersje transoptorów z fototranzystorami na wyjściu. Najprostsza wersja mieści się w obudowie DIL-4 i zawiera jedną diodę LED oraz jeden fototranzystor, którego baza nie jest dostępna. Nie jest to jednak taki problem, bo często nie używa się bazy. Są wersje w obudowie DIL-6, w których jest dostęp do bazy. Na rynku dostępna jest wersja dualna w DIL-8. Konsekwencją jest oczywiście brak miejsca na połączenia z bazami. Wersja poczwórna w obudowie DIL-16 ma jednak pewien haczyk! W niektórych wersjach anody i katody diod LED są odwrócone. Ponadto na rynku dostępne są modele, w których cztery diody są przełączane na przemian. Czyli od pinu 1 do pinu 8.

Wersje wysokonapięciowe

Transoptory LED/fototranzystorowe są też dostępne w wersji wysokonapięciowej w specjalnej obudowie. Obudowa ta posiada tylko cztery wyprowadzenia, patrz rysunek poniżej, a odległość między pinami 1, 4 i 2, 3 zależy od napięcia izolacji transoptora.

Wyjście darlingtona

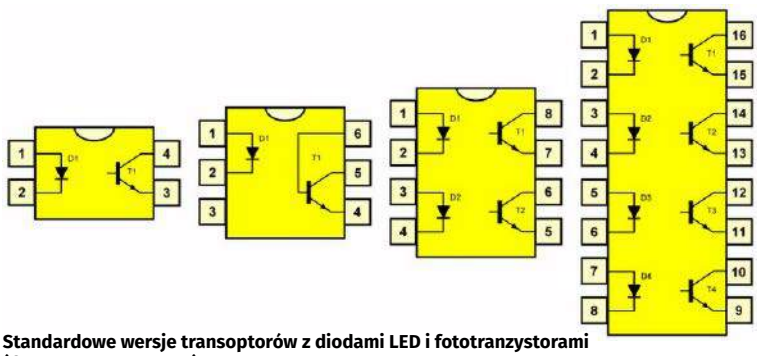
W niektórych transoptorach czułość zwiększa się przez zastąpienie tranzystora darlingtonem, czyli połączeniem dwóch tranzystorów. Podstawowy schemat przedstawiony jest na poniższym rysunku.

Transoptory z tyrystorami

Często będziesz używał transoptora do przełączania obciążenia AC napięciem DC. W przypadku tradycyjnego transoptora fototranzystorowego trzeba wtedy zainstalować dość rozbudowany obwód zewnętrzny. Dlatego na rynku pojawiły się transoptory, w których element odbiorczy jest zaprojektowany jako fototyrystor. Są to oczywiście tyrystory światłoczułe i mają tę wielką zaletę, że można do nich bezpośrednio podłączyć napięcie zmienne.

Tyrystory z triakami

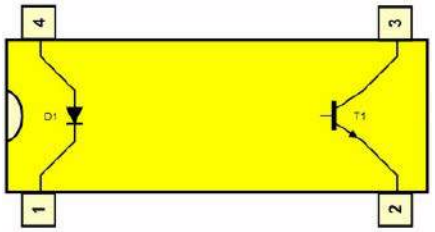
Jeszcze wygodniejsze są transoptory z fototriakiem jako elementem odbiorczym. Za pomocą takich układów można bardzo łatwo wykonać przekaźnik



Standardowe wersje transoptorów z diodami LED i fototranzystorami (© 2018 Jos Verstraten)

eprasa.pl b57b883d17

optyczny, służący do przełączania dużych obciążeń napięcia sieciowego. Prawdą jest, że wbudowany triak nie jest w stanie dostarczyć bardzo dużych prądów. Ale taki fototriak można łatwo wykorzystać jako element zapłonowy dla drugiego triaka zewnętrznego, o znacznie większej mocy.

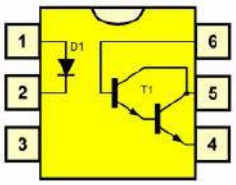


Wysokonapięciowa wersja standardowego transoptora (© 2018 Jos Verstraten)

Specjalne transoptory

Transoptory z wbudowanym przedwzmacniaczem

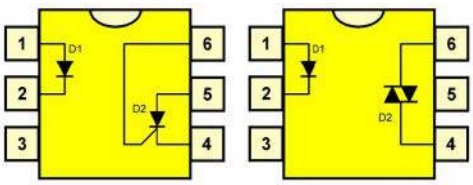
Oprócz omówionych dotychczas wersji standardowych, różni producenci wprowadzają na rynek wersje specjalne, przeznaczone do konkretnych zastosowań. Jeśli fototranzystor jest zbyt wolny dla danej aplikacji, można go zastąpić fotodiodą. Ponieważ jednak prąd dostarczany przez taki element jest bardzo mały, w transoptory wbudowuje się zwykle przedwzmacniacz. Choć w obiegu jest kilka konfiguracji, ta przedstawiona na poniższym rysunku jest jedną z najczęściej stosowanych. Fotodioda pracuje na pinach 8 i 7, więc opcjonalnie można ją włączyć w obwód zewnętrzny. Przedwzmacniacz jest zakończony tranzystorem z wyjściami open-collector i open-emitter.



Transoptor z darlingtonem (© 2018 Jos Verstraten)

Transoptory z detekcją przejścia przez zero

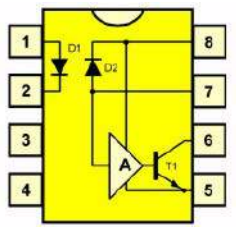
Często stosuje się transoptory do galwanicznie izolowanego przełączania napięcia sieciowego 230 V. W takich zastosowaniach można użyć specjalnych transoptorów serii MOC30xx. Składają się one z diody LED na podczerwień i fototriaka, który może przewodzić tylko wtedy, gdy napięcie sieciowe przekracza zero. Zapobiega to powstawaniu dużych prądów rozruchowych w sieci i w przełączanym obciążeniu. Ponadto opto-triak wbudowany w tym elemencie jest w stanie bezpośrednio przełączać napięcie sieciowe 230 V.



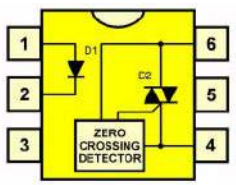
Transoptory z fototyrystorem lub triakiem jako elementem odbiorczym (© 2018 Jos Verstraten)

Fotoprzerywacze

Specjalna gałąź rodziny transoptorów zajmuje się bezkontaktowym zliczaniem obiektów lub zdarzeń. W tych niestandardowych elementach, niewidoczne dla człowieka sprzężenie optyczne w podczerwieni pomiędzy nadajnikiem a odbiornikiem nie jest ustanowione w samym elemencie, ale zewnętrznie. Takie transoptory są znane jako ***„fotoprzerywacze”***. Jak sama nazwa wskazuje, można przerwać połączenie optyczne za pomocą zewnętrznego obiektu. Dzięki temu możliwe jest liczenie obiektów zupełnie bezdotykowo lub dokonywanie pomiaru prędkości obrotowej wału. Na rysunku poniżej przedstawiono obie wersje fotoprzerywacza. W przypadku lewej wersji należy umieścić zliczany obiekt pomiędzy nadajnikiem a odbiornikiem, tak aby strumień podczerwieni pomiędzy tymi dwoma częściami został przerwany. Prawa wersja działa poprzez odbicie promieniowania podczerwonego na liczonym obiekcie. Jest oczywiste, że w ten sposób nie można zliczać wszystkich obiektów. Jeśli powierzchnia obiektu pochłania światło, ten układ nie będzie działał.



Transoptor z fotodiodą i wewnętrznym przedwzmacniaczem (© 2018 Jos Verstraten)

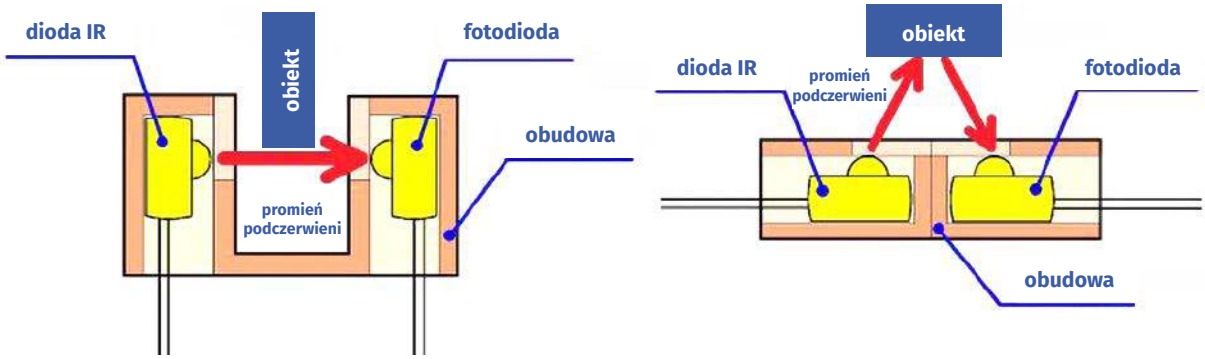


Transoptor serii MOC30xx z detekcją przejścia przez zero (© 2018 Jos Verstraten)

Transoptory liniowe

Degradacja parametrów transoptorów

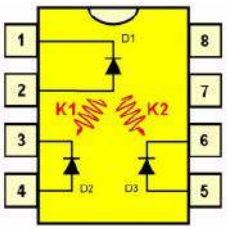
Transoptory z diodami na podczerwień wydają się idealne, ale niestety trzeba brać pod uwagę ich starzenie się. W diodach elektroluminescencyjnych zachodzą przecież procesy degradacji parametrów w zależności od temperatury pracy i czasu. Wydajność świetlna spada niezauważalnie, ale stale. Jeśli używasz diod LED w transoptorze do przesyłania sygnałów, może to spowodować poważne problemy. Przy przesyłaniu sygnałów sterujących, sygnał po stronie wtórnej po pewnym czasie nie będzie już wystarczająco duży. Problemy stają się jeszcze większe, jeśli na wejście są doprowadzane napięcia stałe dostarczane przez czujniki. Z powodu degradacji



Dwie wersje fotoprzerywaczy (© 2018 Jos Verstraten)

eprasa.pl b57b883d17

parametrów diody, kalibracja układu zostaje całkowicie utracona. Chociaż można zminimalizować degradację, doprowadzając prąd diody do jak najmniejszego poziomu.



Obwód wewnętrzny liniowego transoptora (© 2018 Jos Verstraten)

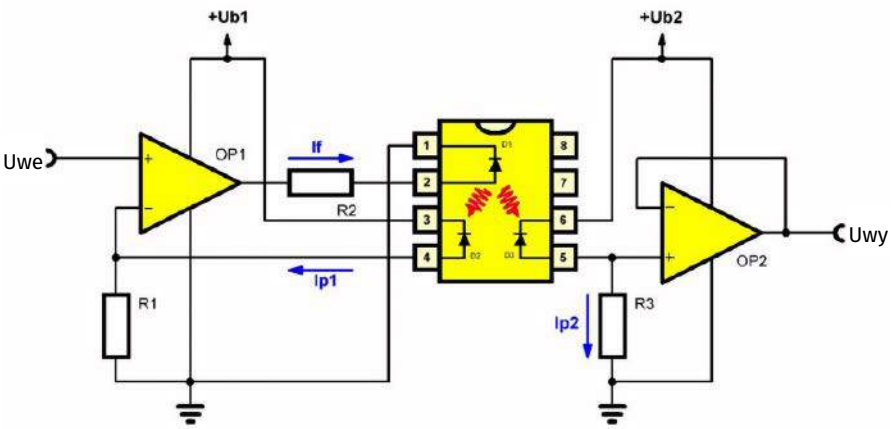
Liniowy transoptor

Problem degradacji diod LED może być rozwiązany przez tak zwane ***„liniowe transoptory”***. W tych elementach dioda LED pracująca w podczerwieni jest sprzężona optycznie z dwoma fotodiodami. Te światłoczułe detektory reagują w liniowej zależności na prąd płynący przez diodę LED. Jeden detektor przekazuje sygnał do wyjścia, drugi podaje część sygnału z powrotem do wejścia. Malejąca emisja światła diody LED jest wykrywana przez oba detektory. Pierwszy detektor będzie więc generował coraz mniejszy sygnał. Drugi detektor również to robi, ale obwód sterujący zapewnia, że prąd płynący przez diodę LED będzie się zwiększał. Zjawisko starzenia jest więc kompensowane i pierwsza fotodioda ponownie dostarczy na wyjściu wystarczający sygnał. Dodatkową zaletą transoptora liniowego jest to, że nadaje się on do sygnałów AC i DC.

Obwód wewnętrzny

Obwód wewnętrzny liniowego transoptora można zatem przedstawić w sposób pokazany na poniższym rysunku. Dwa współczynniki K1 i K2 reprezentują współczynniki sprzężenia pomiędzy diodą LED (piny 1/2) a dwoma fotodetektorami (odpowiednio piny 3/4 i 5/6).

Zasada działania Liniowy transoptor stanowi podstawę układu, ale sam projektant musi zaprojektować obwody zewnętrzne, które sprawiają, że układ działa. Niezbędne jest sprzężenie zwrotne. Na rysunku poniżej przedstawiono zasadę działania liniowego transoptora w układzie wzmacniacza. Fotodiody znajdują się w stanie nieprzewodzącym. Fotodioda sprzężenia zwrotnego wykrywa część światła podczerwonego emitowanego przez diodę LED. Element ten generuje sygnał I p1, który jest wykorzystywany do sterowania prądem przez diodę LED. Druga fotodioda dostarcza sygnał wyjściowy I p2, który jest liniowo związany z wynikowym światłem emitowanym przez diodę LED.



Podstawowy układ wokół liniowego transoptora (© 2018 Jos Verstraten)

Stabilność sprzężenia między wejściem a wyjściem jest wynikiem zastosowania starannie dobranych fotodiod o identycznych właściwościach optycznych. Układ nadaje się do użytku do szerokości pasma około 200 kHz. Charakterystyka liniowości i dryftu odpowiada wtedy charakterystyce 8-bitowego przetwornika C/A z błędem liniowości ±1 bit. Na powyższym rysunku wejście jest sterowane sygnałem Uwe. Fotodioda sprzężenia zwrotnego dostarcza prąd I p1, który przepływa przez R1. Ponieważ rezystor ten jest również podłączony do wejścia odwracającego OP1:

$$I_{p1} = \frac{U_{we}}{R_1}$$

Wielkość tego prądu jest wprost proporcjonalna do iloczynu współczynnika sprzężenia zwrotnego (K1) razy prąd diody LED, więc:

$$\frac{U_{we}}{R_1} = K_1 \cdot I_F \quad (1)$$

Op-amp będzie wysterowywał diodę LED prądem takim, jaki jest potrzebny do wyrównania napięć na obu wejściach OP1. Fotodioda wyjściowa jest podłączona do nieodwracającego wtórnika napięcia OP2. Konwersja prądu na napięcie odbywa się poprzez rezystor R3 obciążający fotodiodę. Napięcie wyjściowe wzmacniacza jest iloczynem współczynnika wzmocnienia (K2) razy prąd diody LED i obciążenie fotodiody, a więc:

$$U_{wy} = I_F \cdot K_2 \cdot R_2 \quad (2)$$

Ze wzorów 1 i 2 wynika, że całkowite wzmocnienie (Uwy/Uwe) jest równe stosunkowi iloczynu współczynnika wzmocnienia (K2) razy rezystancja obciążenia fotodiody (R3) i iloczynu współczynnika sprzężenia zwrotnego (K1) razy rezystancja wejściowa (R1):

$$\frac{U_{wy}}{U_{we}} = \frac{K_2 \cdot R_2}{K_1 \cdot R_1}$$

Całkowite wzmocnienie jest więc zupełnie niezależne od prądu płynącego przez diodę, co też było naszym zamierzeniem!

Dostępne typy

CP Clare dostarcza pojedyncze liniowe transoptory w typoszeregu LOC110/111/112 oraz typy podwójne jako LOC210/211. Texas Instruments dostarcza pojedynczy typ TIL300. ■

Jos Verstraten

eprasa.pl b57b883d17

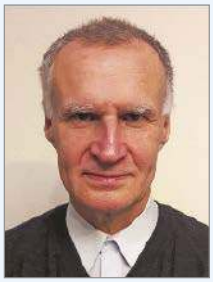
Uczmy się na cudzych błędach

Celem tej rubryki jest kształtowanie u Czytelników EdW umiejętności krytycznego czytania schematów i opisów projektów autorskich. Wszyscy jesteśmy omylni. Konstruktorzy projektów elektronicznych też. W projektach publikowanych w Internecie, ale też w artykułach drukowanych zdarzają się błędy różnej wagi, w tym też takie, które sprawiają, że układ nie może działać prawidłowo. Uczmy się wykrywać te błędy na przykładach projektów sprawdzonych w naszym redakcyjnym Pokoju Nauczycielskim.

Pamiętajmy! Nie oceniamy Autorów, tylko uczymy się na cudzych błędach.

Zapraszamy Czytelników do współpracy z naszym Pokojem Nauczycielskim. Jeśli natrafiliście w Internecie lub źródłach drukowanych na opis projektu z poważnymi Waszym zdaniem błędami, to przysyłajcie takie opisy do naszej redakcji (redakcja@elportal.pl w tytule wiadomości: Pokój Nauczycielski) wraz z Waszymi uwagami.

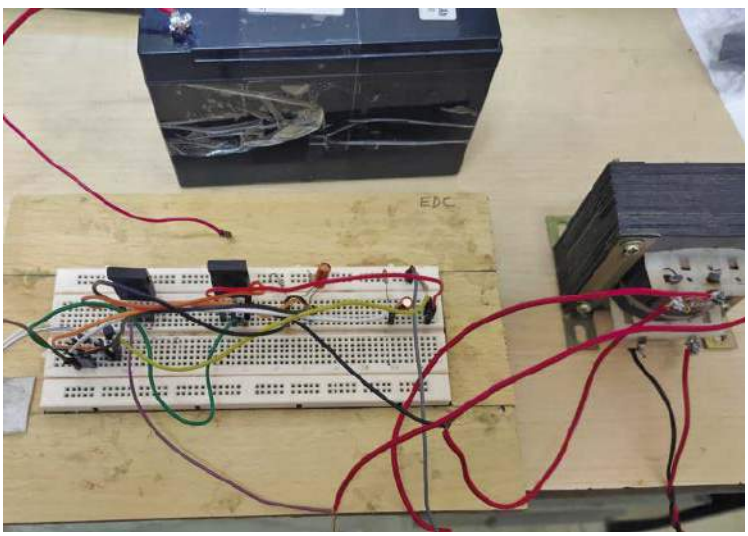
Projekt sprawdza i poprawia Karol Świerc



Mgr inż. elektronik – absolwent Wydziału Automatyki i Informatyki Politechniki Śląskiej z 1980 roku. Przez 25 lat prowadził serwis RTV. Mówi o sobie: „z elektroniką łączy mnie związek „z rozsądku”, moją pierwszą miłością była matematyka i fizyka”. Autor wielu artykułów publikowanych w EdW.

Prosty i tani inwerter podtrzymania zasilania sieciowego

Przetwornice inwertery pozwalające wygenerować napięcie zbliżone do sieciowego są powszechnie dostępne. Konstrukcje tych przetwornic są zwykle skomplikowane. Rozbudowa i komplikacja układu elektronicznego szybko rośnie wraz z mocą oraz z wymogami pozyskania sinusoidalnego przebiegu jaki mamy w sieci energetycznej 230 VAC. Komplikacja układu przekłada się na wysoką cenę. Czasem jednak wymogi co do parametrów inwertera są mocno złagodzone, na przykład gdy oczekujemy jedynie podtrzymania oświetlenia niewielkiej mocy, w razie zaniku lub awarii napięcia sieci energetycznej. Bieżący projekt jest bardzo prosty i adresowany do właśnie takiego zastosowania. Choć nie należy oczekiwać wygórowanych parametrów, dzięki prostocie koszt elementów jest niewielki i można go zmontować nawet na płytce uniwersalnej.



Rysunek 1. Prototyp autora na płytce stykowej

Na **rysunku 1** widzimy prototyp autora zmontowany na uniwersalnej płytce stykowej. Schemat ideowy mamy zaś na **rysunku 2**.

W układzie wykorzystano dwa standardowe trafa sieciowe X1 i X2. Poza tym potrzebny jest prostownik-mostek Graetza BR1, stabilizator 5-cio woltowy typu 7805 (IC1), przekaźnik ze stykami NO i NC i cewką 5V (RL1) oraz niewiele elementów dyskretnych. Kondensatory C1, C2 i C3 włączone są w obwodzie zasilania cewki przekaźnika i ich funkcją jest filtracja w celu pozyskania napięcia 5 VDC. Cały układ jest bardzo prosty, a oryginalne jest jedynie wykorzystanie transformatora X2. To trafo sieciowe z uzwojeniem wtórnym dwa razy 12 VAC. Ten „obniżający” transformator pracuje tu „w drugą stronę”. Wyjściowym jest uzwojenie pierwotne, czyli podnosi on przebieg o amplitudzie 12 V do wartości zbliżonej, jakie występuje w sieci 230 VAC (choć nie będzie to już sinusoida). Symetryczne uzwojenie wtórne 2×12 VAC pracuje w obwodzie „napędzanym” z klasycznego multiwibratora. Transformator X1 jest mniejszy i pracuje „normalnie”. Obecność napięcia na uzwojeniu wtórnym służy jedynie jako informacja o obecności napięcia sieciowego. Napięcie to należy dostosować do zastosowanego przekaźnika, który autor wybrał z cewką pięcio-woltową. Zatem X1 ma uzwojenie wtórne 9 VAC z obciążalnością jedynie 500 mA. Napięcie sieciowe należy podłączyć do złącza CON1 i tu też podłączone jest uzwojenie pierwotne transformatora X1. Uzwojenie wtórne tego trafa zasila mostek Graetza w celu pozyskania napięcia DC, które filtrowane jest kondensatorem C1. W celu dalszej stabilizacji i obniżenia napięcia do poziomu 5 VDC zastosowano stabilizator 7805. W pracy inwertera istotne jest połączenie styków przekaźnika, który przełącza między stykiem NO i NC. W czasie obecności napięcia sieciowego cewka przekaźnika jest wysterowana i styk wspólny 11 połączony jest z 14 czyli NO. Wówczas na wyjściu CON2 mamy napięcie wprost z wejścia CON1.

Gdy wystąpi zanik napięcia sieci energetycznej, zasilanie z CON2 ma być przejęte przez pracę przetwornicy czerpiącej energię z akumulatora 12 V. Styk przekaźnika powróci do pozycji „normalnie zamkniętej” NC co spowoduje, iż wyjście CON2 będzie zasilone z uzwojenia 1–2 transformatora X2. To oryginalnie uzwojenie pierwotne, teraz jest wtórnym.

eprasa.pl b57b883d17

Wykaz elementów, kupuj w sklep.avt.pl (W-wa, ul. Leszczynowa 11, tel. +48222578451, e-mail: handlowy@avt.pl):

Półprzewodniki:
IC1: LM7805 – stabilizator 5 V
D1: 1N4007 – dioda prostownicza
BR1: mostek prostowniczy 1 A
IRF1, IRF2: IRF250 – tranzystory MOSFET
T1, T2: 2N2222 – tranzystory NPN

Rezystory: (wszystkie 0,25 W, ±5%)
R1, R4: 650 Ω
R2, R3: 12 kΩ

Kondensatory:
C1: 1000 µF/50 V elektrolityczny
C2, C3: 100 nF ceramiczny
C4, C5: 2,2 µF/50 V elektrolityczny

Inne:
CON1, CON2: złącze 2-pinowe
RL1: 5 V przekaźnik
BATT1: akumulator 12 V/7 Ah
X1: transformator 230 VAC uzwojenie pierwotne, wtórne 9 VAC/500 mA
X2: transformator 230 VAC uzwojenie pierwotne, wtórne 12 V-0-12 V 5A
Płytka PCB uniwersalna
żarówka 230 V/25 W (obciążenie)
radiator na tranzystory IRF250

Oryginalne wtórne 2×12 VAC kluczowane jest teraz tranzystorami IRF250, które napędzane są z multiwibratora pracującego z dwoma tranzystorami 2N2222.

Celem układu inwertera jest podtrzymanie zasilania na złączu CON2 gdzie przewidziana jest żarówka, która ma świecić niezależnie od tego czy napięcie sieci jest obecne czy go brak.

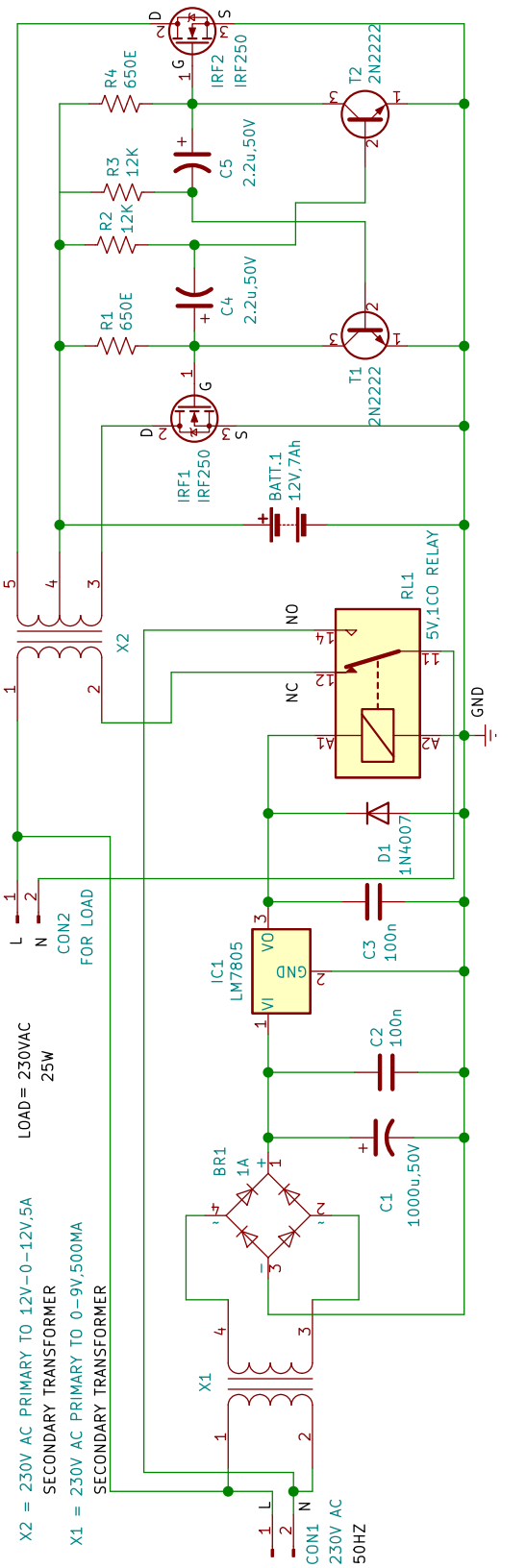
Montaż układu i jego testowanie

Układ jest na tyle prosty, że można go zmontować na płytce uniwersalnej i umieścić w odpowiednio przygotowanej obudowie. Sieć 230 VAC należy podłączyć do złącza CON1 i uzwojenia pierwotnego trafa X1. Obciążenie (żarówkę) podłącz do złącza CON2. Na **rysunku 3** jest zdjęcie układu wykonanego przez autora i zmontowanego na uniwersalnej płytce PCB. Poprawnie zmontowany układ powinien pracować zgodnie z założeniami. Z uwag montażowych należy jedynie zalecić zastosowanie grubszego przewodu w obwodzie pierwotnym (oryginalnie – wtórnym) transformatora X2. Tu płyną większe prądy. To samo dotyczy połączenia tranzystorów MOSFET oraz akumulatora BATT1. Również dla tych tranzystorów IRF1 i IRF2 należy przewidzieć radiator zależnie od tego jakiej mocy będzie obciążenie.

Uwaga od Redakcji EFY

W układzie nie przewidziano obwodu podładowania akumulatora, dlatego należy zwrócić uwagę aby był on w pełni naładowany przed użyciem inwertera. ■

Rakesh Jain



Rysunek 2. Schemat ideowy inwertera

Uwagi i poprawki

Uwaga od Redakcji „Electronics For You" jest bardzo „łagodna". Zaprezentowany układ jest prostym UPS-em. Ale brak tu nie tylko obwodu podładowywania akumulatora. Co gorsza, jest on ciągle rozładowywany, nawet w warunkach gdy napięcie sieciowe jest obecne. Przetwornica bowiem cały czas pracuje, choć „na luzie" bez obciążenia. O ile dobudowanie obwodu podładowywania akumulatora należy uznać za wskazane, to przynajmniej unieruchomienie przetwornicy gdy jej praca



Rysunek 3. Prototyp autora na płytce uniwersalnej

Ten artykuł był wcześniej opublikowany na łamach „EFY", listopad 2022 (efymag.com)

eprasa.pl b57b883d17

jest niepotrzebna należy uznać za konieczne. Można by do tego wykorzystać jeszcze jedną parę styków w przekaźniku RL1.

Bazując na schemacie ideowym należy się spodziewać, iż przy niewielkim obciążeniu proponowany tu inwerter spełni swoje zadanie. W całym artykule natomiast dziwi co innego. Mimo, że cały układ jest prosty, autor skupił się na opisie fragmentów całkiem banalnych. Ani słowa natomiast o pracy samej przetwornicy. Układ zasilania cewki przekaźnika pełni jedynie funkcję identyfikacji obecności zasilania sieciowego. Elementem wykonawczym są tu styki przekaźnika które mają podłączyć na obciążenie sieć gdy jest ona obecna i przełączyć się na inwerter tylko podczas zaniku napięcia sieci. Natomiast sprawą kluczową i mogącą budzić wątpliwości jest praca samej przetwornicy inwertera. Należy zwrócić uwagę, iż układ pracuje bez żadnego sprzężenia zwrotnego. Należy się spodziewać, iż wyjście będzie „miękkie", czyli obarczone sporą impedancją wyjściową. W przypadku niewielkiego i rezystancyjnego obciążenia powinno zdać egzamin. Ze schematu wynika, iż autor przewidział żarówkę 230 VAC o mocy 25 W. A transformator X2 ma moc uzwojenia wtórnego 2 razy 12 V × 5 A. I w takiej relacji należy uznać, iż żarówka zaświeci mniej więcej jednakowo jasno zarówno gdy zasilana jest wprost z sieci, czy z inwertera. W przypadku obciążenia rezystancyjnego, jako sprawę drugorzędną można uznać kształt napięcia, a istotna jest jedynie wartość skuteczna. Sytuacja może być odwrotna jeśli obciążenie jest nieliniowe (np. z prostownikiem Graetza odzyskującym wartość szczytową).

Przyjrzyjmy się jednak bliżej zastosowanej tu przetwornicy. Stopień wykonawczy inwertera pracuje w konfiguracji przetwornicy push-pull, gdzie odczep środkowy transformatora jest cały czas na potencjale +12 V akumulatora, zaś wyprowadzenia skrajne uzwojenia wtórnego X2 są naprzemiennie kluczowane do masy tranzystorami polowymi IRF250. Jako oscylator zastosowano tu klasyczny multiwibrator z dwoma tranzystorami T1 i T2. Układ jest symetryczny, ma pracować z wypełnieniem 50% i z częstotliwością bliską sieci, czyli 50 Hz. Częstotliwość wyznaczona jest stałą czasową kondensatora C4 i rezystora R2 oraz C5 i R3. Jeśli częstotliwość ma być 50 Hz, to czas włączenia każdego z MOSFET-ów powinien być bliski 10 ms. Nietrudno przeliczyć, iż wskazane stałe czasowe wynoszą około 26,5 milisekundy. Czy to poprawne wartości? Należy wierzyć, że autor to sprawdził, choć proste rachunki mogą budzić wątpliwości. Każda faza włączenia jednego z tranzystorów (T1 lub T2) skutkuje przeniesieniem na bazę drugiego tranzystora napięcia ujemnego o „skoku" równym temu co dzieje się na kolektorze tranzystora włączanego. Przełączenie nastąpi gdy napięcie na bazie tranzystora drugiego osiągnie poziom +0,7 V. Ponieważ obciążeniem kolektorów tranzystorów bipolarnych (T1 i T2) są MOSFET-y, można przyjąć iż „ów skok" napięcia jest bliski zasilania czyli napięcia akumulatora 12 V. Wyjaśnienie powyższe ma prowadzić do oszacowania, jaki fragment stałej czasowej C4×R2 i C5×R3 jest tu adekwatny. I należałoby się wspomóc rysunkiem-przebiegiem aby ocenić, iż czas włączenia każdej z gałęzi będzie odpowiadał stałej czasowej przemnożonej przez ln2 (logarytm naturalny z 2). A to da czas ok. 18,3 milisekundy i częstotliwość oscylatora ok. 27 Hz.

To była pierwsza przymiarka rachunku, który w takim układzie należy koniecznie przeliczyć. Wynik nie oznacza jednak, że kondensatory (i/lub rezystory) zostały źle dobrane. Skok napięcia na bazie tranzystora bipolarnego do poziomu –12 V to za dużo. Katalog podaje, iż napięcie przebicia baza-emiter dla tranzystora 2N2222 wynosi około (co najmniej) 6 V. Wyższe napięcie zapewne tranzystora nie uszkodzi, ale wprowadzi zniekształcenie w przebiegu wykładniczym którego należało oczekiwać na bazie (wyłączonego w danym czasie) tranzystora bipolarnego. Zjawisko przebicia złącza baza-emiter zaowocuje wzrostem częstotliwości względem pierwszego, najbardziej zgrubnego oszacowania. Całkiem możliwe, że przy wartościach R=12 kΩ i C=2,2 μF autor uzyskał częstotliwość oscylatora bliską 50 Hz.

W przypadku obciążenia żarówką, wyliczona (lub eksperymentalnie dobrana) częstotliwość nie jest bardzo istotna. Ale, jest kwestia gorsza i dużo gorsza!

Zmorą przetwornic o konfiguracji push-pull jest ich symetria. A ma to związek z analizą zawartą w powyższych prostych rachunkach. Nawet przy zastosowaniu jednakowych elementów (R2=R3 i C4=C5), asymetria może okazać się znacząca. Może wynikać nie tylko z tolerancji rezystancji i pojemności, ale przede wszystkim z napięcia breakdown baza-emiter niesparowanych tranzystorów. A więc, ważna jest nie tyle odchyłka częstotliwości (od spodziewanych pięćdziesięciu herców), ale niejednakowy czas włączenia kluczy IRF1 i IRF2. Nawet niewielka różnica spowoduje powstanie składowej stałej strumienia magnetycznego w rdzeniu transformatora. Składowa stała będzie narastać z taktu na takt i nieuchronnie doprowadzi do nasycenia rdzenia, który nie przeniesie już żadnej mocy. Istnieją opracowane mechanizmy (jak np. tryb current mode) ratujące przetwornicę push-pull przed taką sytuacją.

Układ zastosowany w bieżącym opracowaniu jest jednak zbyt prosty, i pogratulować jeśli autorowi przez chwilę działał. Chcąc układ „uzdrowić", nie będzie on już tak prosty i tani jak ten projekt zakłada. Do fragmentu zasilania cewki przekaźnika „przyczepić się" nie można, ale warto tu też zwrócić uwagę na jeden szczegół. Kondensator C1 na wyjściu mostka Graetza filtruje napięcie wyprostowane dwupołówkowo z wyjścia transformatora X1. Normalnie, czym większa jego pojemność tym lepiej. Tu jednak jest inaczej. Zbyt duża pojemność C1 wprowadzi znaczące opóźnienie przełączenia obciążenia na inwerter od momentu zaniku zasilania z sieci. Opóźnienie to składa się z dwóch części: opóźnienie mechaniczne przekaźnika i wprowadzone przez czas rozładowania pojemności C1. W przypadku, gdy obciążeniem jest żarówka, kwestia ta nie ma pewnie istotnego znaczenia. Ale w poprawnym UPS-ie nic nie zaszkodzi jak napięcie zasilające cewkę przekaźnika będzie lekko tętniące, a czas zaniku napięcia na wyjściu UPS-a powinien być jak najkrótszy, lub wręcz zerowy. Ten czas zerowy wymusza często, aby przetwornica inwertera pracowała cały czas, nawet gdy „nie musi". Jednak tutaj, gdy brak jest obwodu ładowania akumulatora, powinna być koniecznie unieruchomiona gdy zasilanie obciążenia przejęte jest przez napięcie sieci energetycznej.



Przypominamy, że

Prenumeratorzy EdW

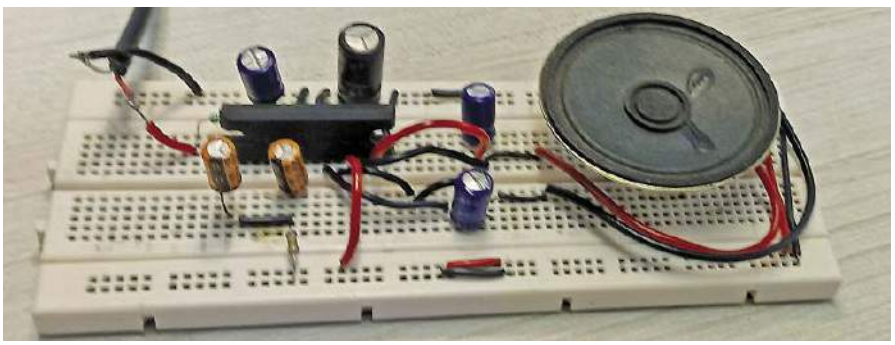
mają dostęp bezpłatny do e-wydań archiwalnych EdW (dostęp do e-wydań archiwalnych innych tytułów AVT z dużym rabatem). Tym razem otwieramy dostęp do archiwalnych e-wydań EdW bezterminowo.
Nie dotyczy wydań z ostatnich 24 miesięcy.

Wydawnictwo AVT

eprasa.pl b57b883d17

Prosty wzmacniacz audio z dwoma źródłami zasilania

Pokazany tu prosty wzmacniacz zawiera niewiele elementów i możesz zbudować go w warunkach domowych. Układ wyposażono w zasilanie bateryjne i sieciowe z myślą o wykorzystaniu w samochodzie lub w domu. Na rysunku 1 widzimy prototyp zmontowany przez autora, a na rysunku 2 schemat ideowy wzmacniacza.



Rysunek 1. Prototyp autora na uniwersalnej płytce stykowej

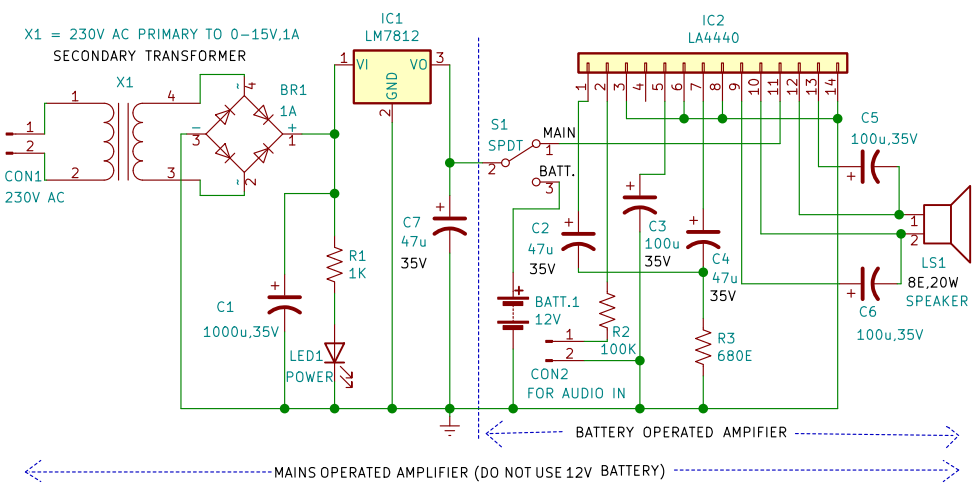
W układzie wykorzystano transformator obniżający napięcie sieciowe do poziomu kilkunastu wolt (X1), mostek prostowniczy BR1, dwunasto-woltowy stabilizator napięcia LM7812, wzmacniacz LA4440, dwudziesto-watowy głośnik i zaledwie kilka biernych elementów dyskretnych. Kondensatory C1 i C7 pracują w obwodzie zasilania pozyskanego z sieci. Pełnią funkcję filtracji zasilania nie dopuszczając do zakłóceń przedostających się po linii zasilania wzmacniacza. Wzmacniacz ten pracuje na pojedynczym napięciu +12 V. Napięcie to tworzy prosty zasilacz sieciowy bądź akumulator. Głównym elementem zasilacza sieciowego jest transformator z uzwojeniem wtórnym 15 VAC o obciążalności ok. 1 A. Napięcie tego uzwojenia prostowane jest dwupołówkowo mostkiem BR1 czterech diod w połączeniu Graetza. Składowa stała jest odzyskana i filtrowana kondensatorem C1. Tutaj napięcie jest o kilka wolt wyższe od oczekiwanego 12 V, które tworzone jest scalonym stabilizatorem typu LM7812. Na wyjściu stabilizatora także zastosowano kondensator C7 w celu dalszej filtracji zasilania. W układzie przewidziano także akumulator 12 V/7 Ah. To zasilanie pozbawione jest jakichkolwiek tętnień, więc nie wymaga żadnych dodatkowych elementów. Przełącznik S1 pozwala na wybór źródła zasilania między bateryjnym a sieciowym.

Sercem wzmacniacza jest układ scalony LA4440, który nie wymaga wielu elementów zewnętrznych i zapewnia przyzwoite parametry toru fonii. To wzmacniacz podwójny, przewidziany dla stereofonii. Jest jednak możliwa konfiguracja pracy w układzie mostkowym. Wykorzystane są wtedy dwie końcówki mocy pracujące w przeciwfazie. Pozwala to na osiągnięcie większej mocy bez podnoszenia wartości napięcia zasilania. Schemat na rysunku 2 wymaga tylko jednego toru, zatem wykorzystano ten tryb aplikacji układu scalonego LA4440. Zysk osiągniętej mocy jest pokaźny. W trybie stereo osiągana jest na wyjściu moc dwa razy 6 W. W połączeniu mostkowym katalog deklaruje 19 W. W przypadku zasilania sieciowego, mimo starannej filtracji nieuchronne są tętnienia o częstotliwości 100 Hz przydźwięku sieci. Sam układ scalony zapewnia tłumienie tętnień z linii zasilania na poziomie 46 dB. Typową wartością zasilania jest 12 V, aczkolwiek dopuszczalne jest napięcie do poziomu 18 V. Układ LA4440 wyposażono także w obwody ochronne przed uszkodzeniem w wyniku chwilowego przekroczenia górnej granicy zasilania.

Kiedy chcesz korzystać z zasilania sieciowego, przełącz switch S1 do pozycji 1–2. Jeśli korzystasz tylko z zasilania bateryjnego, elementy na lewo od pionowej linii przerywanej (na rysunku 2) są zbyteczne i można ich nie montować. W tym przypadku należy zachować połączenie między punktami 1 i 3 przełącznika S1.

Praca układu jest prosta. Jeśli podłączysz zasilanie sieciowe 230 VAC do złącza CON1 i przełączysz S1 w kierunku „AC Mains", twój wzmacniacz jest gotowy do pracy. Jednak wcześniej należy podłączyć źródło sygnału w miejsce oznaczone na schemacie CON2. Jeśli podłączone jest zasilanie i sygnał wejściowy, powinieneś usłyszeć głośny dźwięk wydobywający się z głośnika LS1. Chcąc sprawdzić pracę układu na baterii, przełącz S1 w kierunku „BATT". Teraz także po podaniu sygnału wejściowego powinieneś usłyszeć muzykę z głośnika.

Rysunki 3 i **4** pokazują wygląd płytki drukowanej PCB. Druk zaprojektowano jednostronnie i rysunek w wersji papierowej czasopisma powinien odpowiadać rzeczywistym wymiarom 1:1. Na rysunku 4 mamy ułożenie elementów na PCB.



Rysunek 2. Schemat ideowy wzmacniacza

eprasa.pl b57b883d17

Wykaz elementów, kupuj w sklep.avt.pl (W-wa, ul. Leszczynowa 11, tel. +48222578451, e-mail: handlowy@avt.pl):

Półprzewodniki:
IC1: LM7812 – stabilizator 12 V
IC2: LA4440 – wzmacniacz audio
BR1: mostek prostowniczy 1 A
LED1: dioda LED 5 mm

Rezystory: (wszystkie 0,25 W, ±5%)
R1: 1 kΩ
R2: 100 kΩ
R3: 680 Ω

Kondensatory:
C1: 1000 µF/35 V elektrolityczny
C2, C4, C7: 47 µF/35 V elektrolityczny
C3, C5, C6: 100 µF/35 V elektrolityczny

Inne:
LS1: głośnik 8 Ω/20 W
S1: przełącznik dwupozycyjny
CON1: złącze dwu-pinowe
CON2: gniazdo mono-jack
X1: transformator sieciowy 230 VAC – uzwojenie pierwotne, 15 VAC/1 A – wtórne
ponadto: radiator na LA4440 i na LM7812

Po zmontowaniu układu należy przygotować obudowę, w której umieścimy zmontowaną płytkę wraz z transformatorem i ew. również z akumulatorem. Diodę LED1 i złącze CON2 należy umieścić we frontowej części obudowy, natomiast złącze dla głośnika od tyłu. Jako CON2 najlepiej zastosować „monofoniczny jack". Można je łączyć z komputerem, telefonem lub innym źródłem sygnału fonii. Dla układów scalonych LA4440 i LM7812 warto przewidzieć odpowiedni radiator. Przełącznik S1 także warto ulokować z przodu. Napięcie 230 VAC należy podłączyć do pierwotnego uzwojenia transformatora X1. Wyprowadzenia uzwojenia wtórnego podłącz do przygotowanego złącza na PCB. Dioda LED1 sygnalizuje obecność napięcia sieciowego. Jeśli dioda ta nie świeci, należy przełączyć S1 w pozycję zasilania bateryjnego.

Bonus

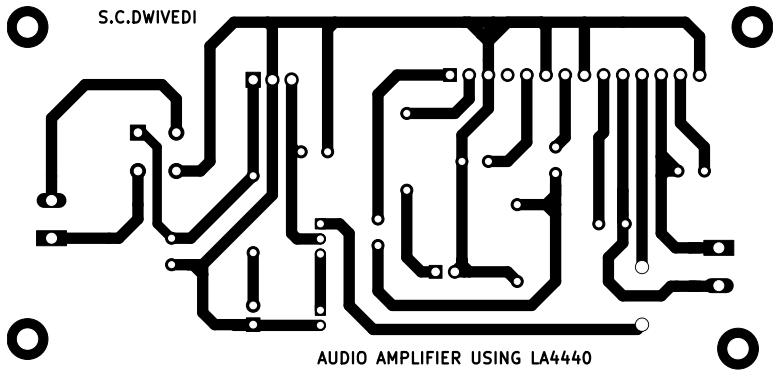
Pracę wzmacniacza można obejrzeć w internecie pod adresem: https://bit.ly/3GlHbSQ. ■

S.C. Dwivedi

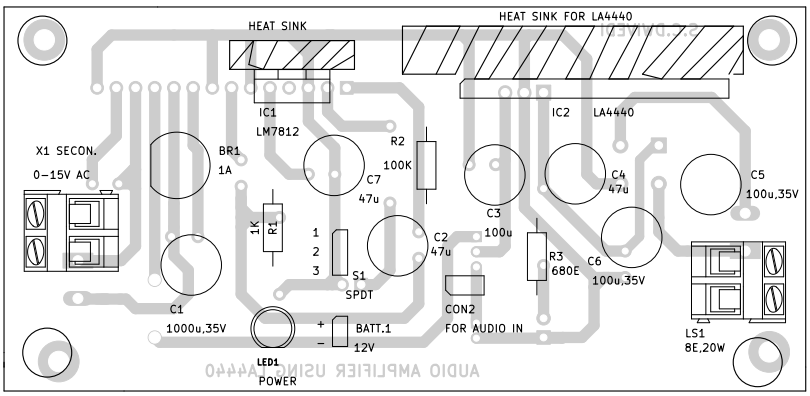
Ten artykuł był wcześniej opublikowany na łamach „EFY", grudzień 2022 (efymag.com)

Uwagi od Redakcji EdW

Na schemacie ideowym i w spisie elementów wyszczególniony jest głośnik 20-to watowy, zaś na zdjęciu jest głośnik o mocy nie więcej jak 0,5 wata. Układ zapewne działa, ale przy większej mocy prawdopodobnie zaczną się problemy. Autor oczekuje 19 W, o których mówi katalog układu scalonego LA4440 i aby to uzyskać wykorzystał połączenie „bridge" mostkowe obu końcówek mocy obecnych w strukturze tego wzmacniacza. Ta moc nie jest jednak osiągalna przy zasilaniu 12-to woltowym, jak również zasilacz nie jest wystarczająco wydajny na 19 W mocy muzycznej. Ograniczeniem jest i transformator i stabilizator LM7812, a także mostek prostowniczy BR1. Wszystkie te elementy mają specyfikację prądu do jednego ampera.



Rysunek 3. Płytka PCB naturalnych wymiarów 1:1



Rysunek 4. Schemat montażowy układu

Układ LA4440 jest już wiekowym wzmacniaczem firmy Sanyo, ale jak wiele elementów tej firmy cieszy się zasłużenie dobrą opinią. Wykorzystany mostkowy tryb pracy końcówki mocy jest jedną z ciekawszych aplikacji. Warta uwagi jest natomiast łatwość aplikacji układu do tego trybu pracy. Jedynymi zewnętrznymi elementami dla aplikacji mostkowej są praktycznie dwa kondensatory i jeden rezystor (C2, C4, R3). C3 filtruje zasilanie stopnia wstępnego wzmacniacza, a C5 i C6 to kondensatory bootstrapu dla zasilania końcowych tranzystorów w stopniu wzmacniacza klasy B. Cenną cechą konfiguracji „bridge" końcówki mocy jest możliwość pominięcia kondensatora dużej pojemności sprzęgającego głośnik, mimo że układ zasilany jest pojedynczym napięciem. Wtedy bardzo ważne jest dokładne zbalansowanie składowej stałej w obu gałęziach mostka, w którego przekątnej włączony jest głośnik. Ciekawym jest, iż katalog LA4440 mimo wszystko zaleca kondensator sprzęgający w szereg z głośnikiem co może sugerować, iż jest tu niewielki problem.

Układ LA4440 może pracować z zewnętrznymi elementami ustalającymi wzmocnienie, jednakże tu takowych brak. Brak regulacji wzmocnienia można uznać za niedopatrzenie, a wzmocnienie ok. 400-krotne może być problematyczne we współpracy z wieloma źródłami sygnału. Warto zwrócić uwagę, że wejście monofoniczne wykorzystuje nóżkę 2, która jest wejściem różnicowym jednego kanału. Ale brak tu wstępnej polaryzacji, co może być też problemem we współpracy z niektórymi źródłami sygnału. Natomiast wartość rezystora R2=100 kΩ wydaje się znacznie przesadzona (należałoby zalecić ok. 10 kΩ). Ciekawym jest też, że drugie wejście różnicowe to nóżka 6, i jest ono na masie! A zasilanie jest niesymetryczne. To ciekawa cecha układu scalonego, iż pozwala na taką konfigurację. Ważny jest też dobór rezystora R3. W konfiguracji mostkowej to na nim odkłada się napięcie sprzężenia zwrotnego kanału pierwszego (o wejściu 1–2), i na wejściu 7 wysterowywuje drugi kanał w przeciwfazie (przez C4). W efekcie na wyjściach n.10 i n.12 wystąpi składowa zmienna o przeciwnej fazie względem połowy zasilania i osiągana jest czterokrotnie większa moc przy tym samym poziomie napięcia zasilania i impedancji głośnika.

eprasa.pl b57b883d17

Patronat AVT

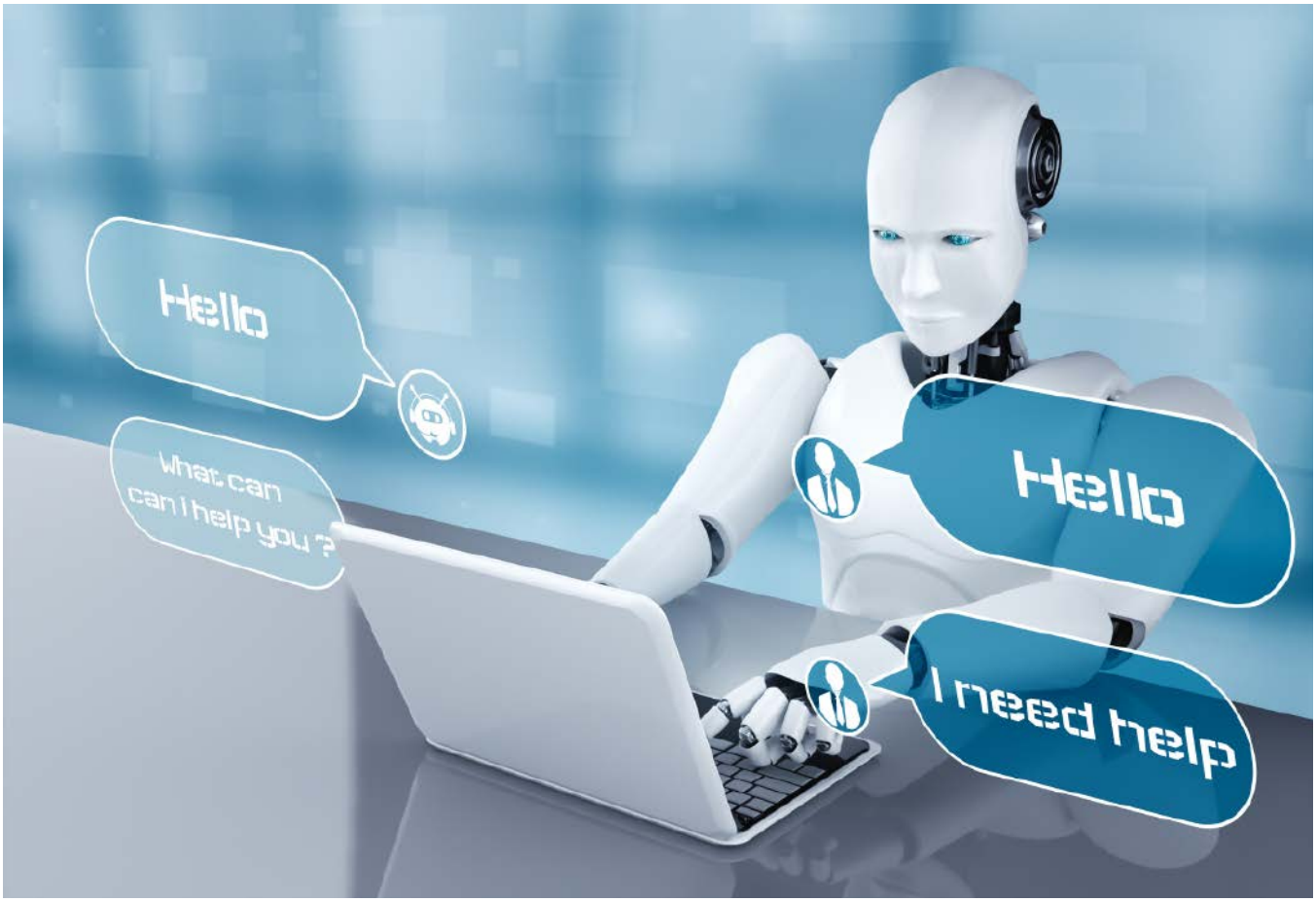
Poniżej prezentujemy listę szkół biorących udział w programie PATRONAT AVT, który jest całkowicie bezpłatny, a szkoły objęte tym patronatem korzystają z różnych benefitów, takich jak bezpłatne prenumeraty, darmowe pakiety próbne kitów AVT, itp.
Szkoły, które dopiero teraz dowiadują się o naszej akcji 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
- Szkoła Podstawowa im. Rodzimych Bohaterów II Wojny Światowej w Załakowie, 83-342 Kamienica Królewska, Załakowo 6
- Techniczne Zakłady Naukowe w Dąbrowie Górniczej, 41-300 Dąbrowa Górnicza, Zawidzkiej 10
- 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
- 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



eprasa.pl b57b883d17



Jak przekształcić ChatGPT w pełnowartościowego asystenta głosowego

ChatGPT jest już na tyle rozpowszechniony, że nie wymaga większych wyjaśnień. Zadajesz mu pytanie i uzyskujesz natychmiastową odpowiedź. Ale ta odpowiedź jest w formie tekstowej. Co zrobić, jeśli chciałbyś prowadzić normalną rozmowę? Czy jest możliwe przekształcenie lub rozbudowa ChatGPT tak, aby odpowiadał na zadane pytania jak asystent głosowy sztucznej inteligencji, np. Siri?

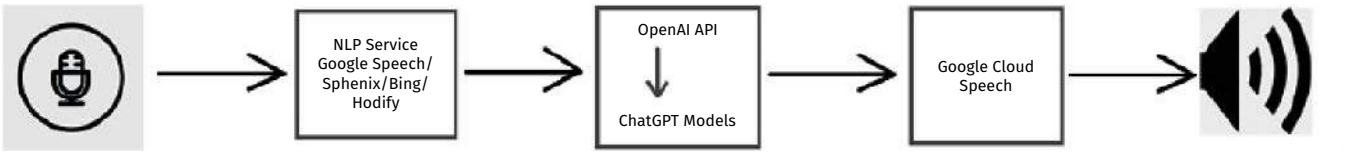
Sztuczna inteligencja staje się rzeczywistością i wchodzi do „naszego świata" szerokimi drzwiami. Nie jest tajemnicą, iż wielką zasługę w tym zakresie ma oprogramowanie ChatGPT. W świecie AI (Sztucznej Inteligencji) wyróżnia się tym, że potrafi rozpoznać kontekst konwersacji i udzielać sensownych odpowiedzi. Osoba prowadząca rozmowę z „maszyną" odnosi wrażenie, jakby po drugiej stronie był „żywy człowiek".

To jednak nie jest żywa inteligencja, a „Chatbot", który rozumie słowo pisane i udziela pisemnych odpowiedzi. Taka konwersacja jest mniej ekscytująca aniżeli prosta rozmowa. Chcąc pójść w tym kierunku, spróbujemy zaprogramować ChatGPT tak, aby stał się asystentem głosowym, który nazwiemy VoiceGPT. Pierwszą czynnością, którą musimy wykonać jest przekształcenie ludzkiego głosu do postaci pisemnej. Wykorzystamy istniejące oprogramowanie NLP (Natural Language Processisng), które potrafi rozpoznać słowo mówione. „Słowo" to stanowi dane wejściowe dla ChatGPT. W procesie konstruowania zapytania dla ChatGPT wykorzystamy darmowy i powszechnie dostępny interfejs programowania aplikacji API. Gdy ChatGPT udzieli inteligentnej odpowiedzi, ponownie wykorzystamy NLP w celu konwersji odpowiedzi pisemnej na słowną. Będą zatem potrzebne programy wysokiego poziomu. Wykorzystamy Whisper, który należy do kategorii OpenAI oraz sprawne narzędzie działające na NLP. Jako interfejs aplikacji wykorzystałem oprogramowanie Google-a Natural Language API.

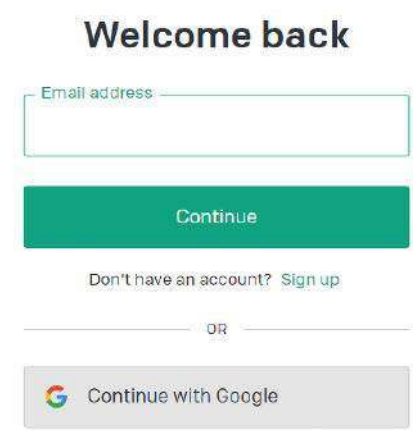
Przewodnik jak krok po kroku uzyskać VoiceGPT

Musimy rozpocząć od serwisu NLP w celu pozyskania tekstowej postaci zapytania skierowanego dla ChatGPT. Ze strony sprzętowej potrzebujemy maszyny zdolnej pracować pod kontrolą interfejsu aplikacji Open API. To oprogramowanie kieruje zapytanie skierowane do ChatGPT, jak i przekształci tekstową odpowiedź z wykorzystaniem syntetyzatora ludzkiej mowy (wykorzystując pakiety NLP). Z tym softwarem powinien poradzić sobie każdy laptop, ja jednak użyłem Raspberry Pi. Ale jak wprowadzić informację głosową do postaci rozumianej przez maszynę?

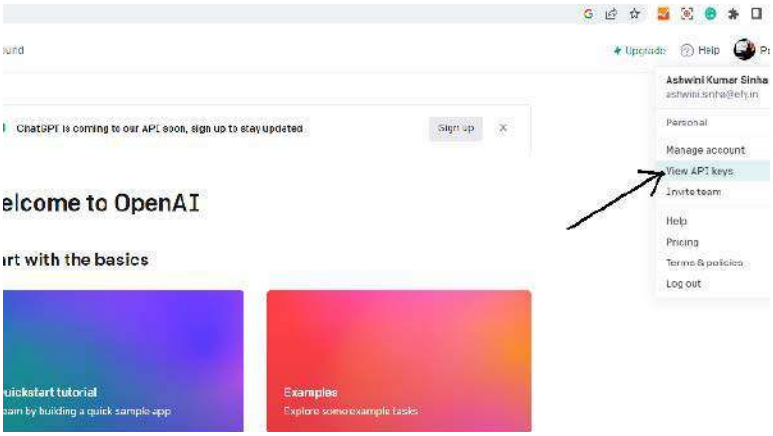
eprasa.pl b57b883d17



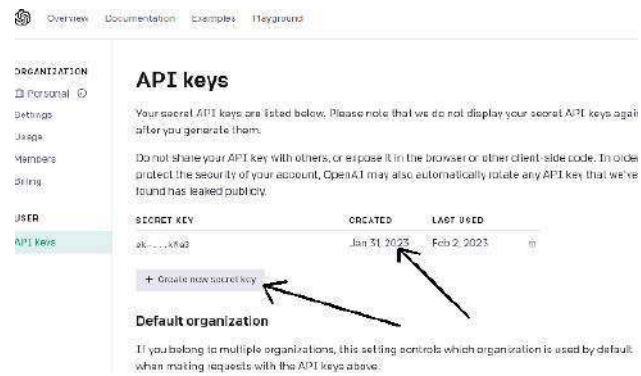
Rysunek 1. Schemat blokowy zasady działania VoiceGPT



Rysunek 2. Strona logowania ChatGPT



Rysunek 3. Strona główna menu OpenAI API



Rysunek 4. Pozyskanie klucza API dla ChatGPT

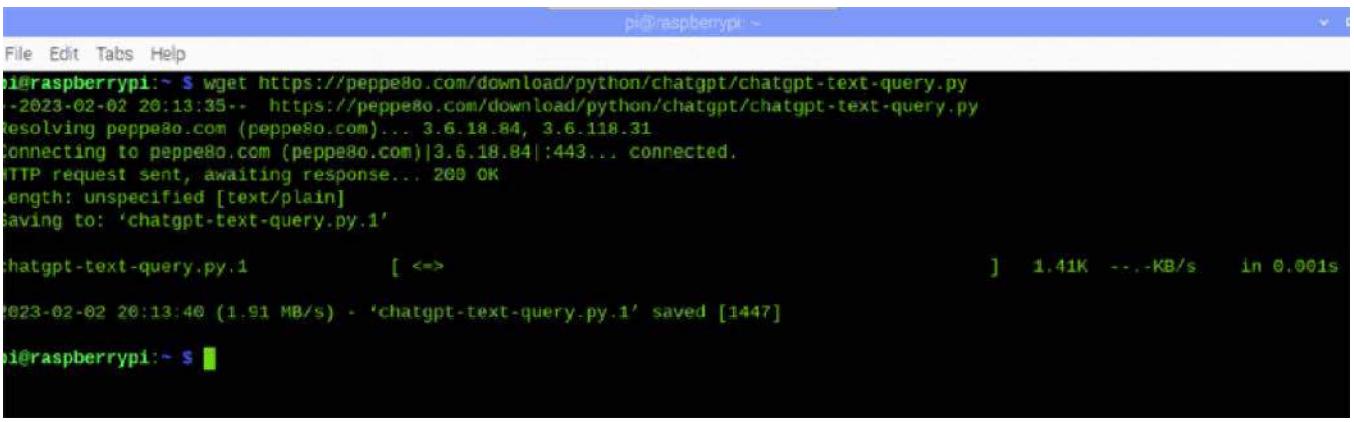
W moim przypadku użyłem mikrofonu z interfejsem USB, który potrafi pracować z komputerem Raspberry. Jeśli „maszyną" tworzącą VoiceGPT będzie laptop, taka nakładka sprzętowa nie jest potrzebna, możesz bowiem użyć mikrofonu wbudowanego zwykle w komputerze. Schemat blokowy struktury, wg której ma pracować VoiceGPT pokazano na **rysunku 1**. Na **rysunku 2** jest pierwszy krok, który musimy uczynić. Musimy utworzyć konto i zalogować się do ChatGPT. Następnie należy wygenerować klucz API, który będzie potrzebny podczas modyfikacji kodu programu ChatGPT. **Rysunek 3** pokazuje okno programu Open API z menu, w którym wygenerujesz ten klucz. Na rysunku 4 jest kolejny krok pozyskania klucza API dla ChatGPT.

Wygenerowany klucz należy skopiować i zapamiętać, gdyż będzie on dalej potrzebny w modyfikacji kodu źródłowego programu podczas tworzenia asystenta głosowego VoiceGPT.

W kolejnym kroku należy zainstalować dostępne oprogramowanie sztucznej inteligencji Open AI. Możesz to zrobić na komputerze z dowolną wersją Linuxa. Ja wykorzystałem wystarczająco wydajny Raspberry Pi. W następnym kroku trzeba doinstalować niezbędne moduły software-u w Python-ie. Można wykorzystać wspomniany wyżej program Whisper z Open AI. Można też ściągnąć inne oprogramowanie z kategorii NLP – Natural Language Processing. Ja wykorzystałem Google NLP, które będzie współpracować z ChatGPT. Poniżej podamy komendy, które pozwolą na instalację niezbędnych modułów software-u.

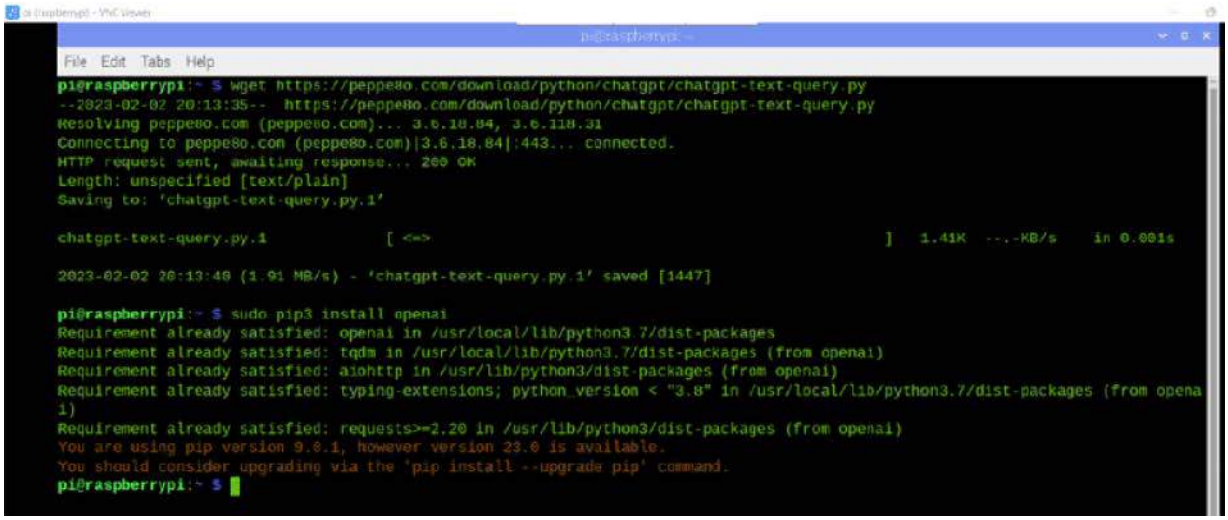
```
sudo pip3 install openai
sudo pip3 install SpeechRecognition
sudo pip3 install gTTS
```

Jeśli instalacja przebiegła pomyślnie, możesz wygenerować własny kontekst pod Open AI lub prowadzić prostą wymianę zdań na utworzonej



Rysunek 5. Klonowanie kodu źródłowego OpenAI ChatGPT

eprasa.pl b57b883d17

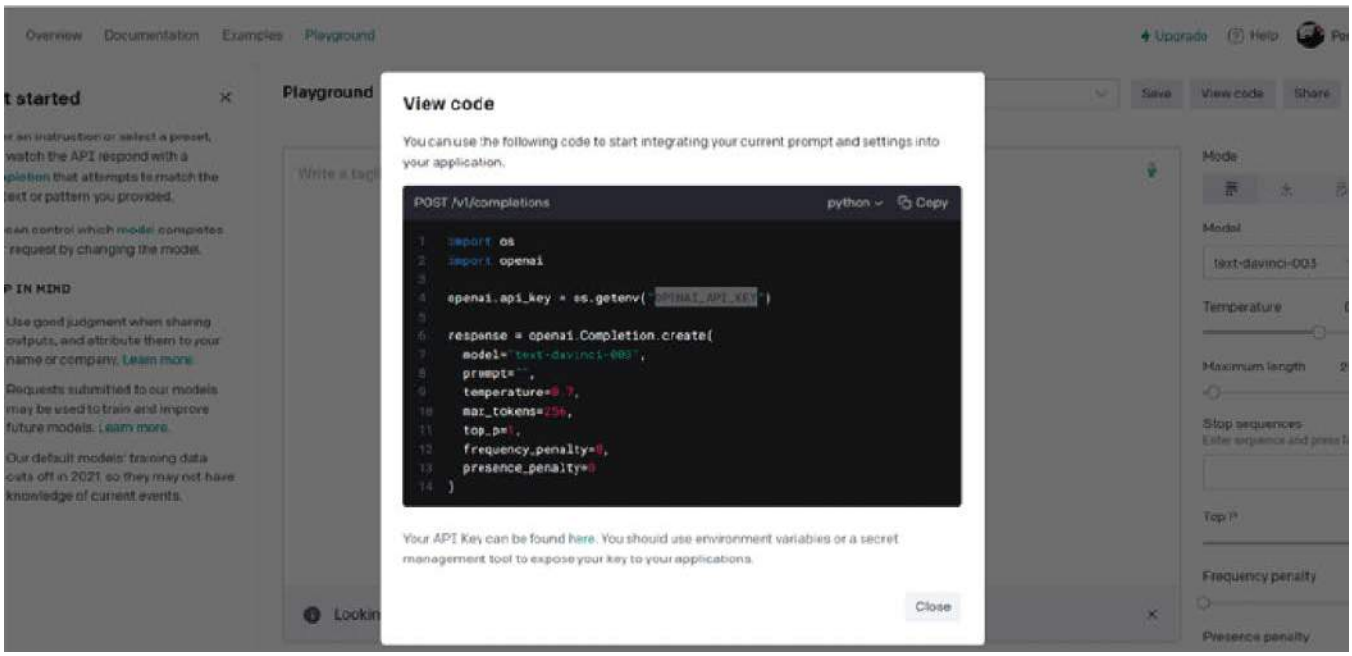


Rysunek 6. Ustawienia ChatGPT na Raspberry Pi

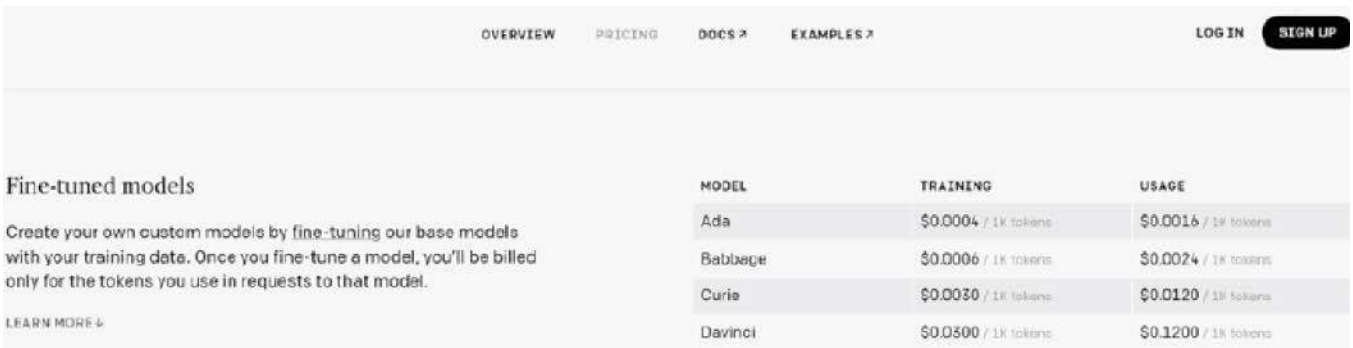
platformie sztucznej inteligencji. Na tym poziomie możesz ustawić takie parametry jak częstotliwość i temperaturę dla asystenta głosowego VoiceGPT. **Rysunki 5** i **6** pokazują jak sklonować kod źródłowy OpenAI ChatGPT i dokonać ustawień w ChatGPT na Raspberry Pi. Dalsze ustawienia widzimy na **rysunku 7**.

Programowanie ChatGPT do pracy jako asystent głosowy VoiceGPT

W pierwszej kolejności musimy zaimportować kod źródłowy modułów Python-a do pracy z OpenAI co pozwoli na eksperymenty z ChatGPT. Następnie importujemy moduły NLP oraz *pygame*, który przetworzy



Rysunek 7. Ustawienia temperatury, częstotliwości i modelu Chat na ChatGPT



Rysunek 8. Lista dostępnych modeli ChatGPT

eprasa.pl b57b883d17

Odwiedź
ELPORTAL.pl



wyjściowe pliki do postaci głosu ludzkiego wymówione w modelu NLP. W dalszej kolejności musimy ustawić model ChatGPT, w czym pomocny jest **rysunek 8**. Widać tu, iż dostępne są modele takie jak Davinci, Ada itp.

Te programy-modele nie są darmowe. Różna jest ich wydajność i cena. Lecz spokojnie, nie martw się. Ustalono kredyt 18$ USD na wstępne eksperymenty z OpenAI.

Przy pomocy listingu zamieszczonego poniżej uzyskamy funkcjonalność ChatGPT, która pozwoli na wprowadzenie zapytania i otrzymanie sensownej odpowiedzi sztucznej inteligencji.

```
import speech_recognition as sr
import math
import time
import serial
from espeak import espeak
import sys
import openai
import pygame
from gtts import gTTS
pygame.mixer.init()
#model_to_use="text-davinci-003" # most
capable
#model_to_use="text-curie-001"
#model_to_use="text-babbage-001"
model_to_use="text-ada-001" # lowest
token cost
r = sr.Recognizer()
openai.api_key="******Your Key
Here******"
def chatGPT(query):
response = openai. Completion.create(
model-model_to_use,
prompt=query,
temperature=0,
max_tokens 1000
)
return str.strip(response['choices'][0]
['text']), response['usage']['total_
tokens']
```

W głównym programie należy utworzyć pętlę *while*. Oprogramowanie NLP posłuży do przetworzenia poleceń głosowych zgodnie z wybranym modelem NLP. Program ChatGPT powinien zrozumieć zapytanie i odpowiedzieć zgodnie z poniższym listingiem.

```
def main():
print('LED is ON while button is
pressed (Ctrl-C for exit).')
while True:
with sr.Microphone() as source:
r.adjust_for_ambient_noise (source)
print(„Say something!")
audio r.listen(source)
print(„Recognizing Now....")
command=str(r.recognize_google (audio))
print(„Google Speech Recognition thinks
you said + command)
query=command
(res, usage) = chatGPT (query)
print(res)
tts gTTS(text=res, lang='en')
tts.save(„good.mp3")
pygame.mixer.music.load(„good.mp3")
pygame.mixer.music.play()
#espeak.synth(res)
if __name__ == '__main__':
main()
```

Odpowiedź będzie „pisemna", a więc użyjemy ponownie NLP w celu odzyskania odpowiedzi głosowej. Pokazany wyżej program działa w pętli, odpowiedź jest natychmiastowa robiąc wrażenie jakby konwersacja była prowadzona między dwoma osobami.

Utworzony VoiceGPT jest elastyczny pod względem wybranego modelu. Typowo będzie to Ada, Davinci lub Babbage. Serwis ten pozwala na rozpoznawanie treści słownych podobnie jak komercyjny program Sphenix.

Testowanie VoiceGPT

Dla przetestowania VoiceGPT uruchom przygotowany kod programu w Python-ie. VoiceGPT powinien rozpocząć od zachęcenia do zadania pytania celem rozpoczęcia konwersacji. Masz tu szeroką dowolność. To znaczy, możesz zapytać o co chcesz. VoiceGPT powinien rozpoznać twój głos, sens pytania przetworzyć na postać zrozumiałą przez ChatGPT, a odpowiedź powinieneś uzyskać ludzkim głosem.

Gotowe. Możesz rozmawiać z ChatGPT jak np. z asystentem Google-a Alexem lub Siri. Ciesz się konwersacją z VoiceGPT.

Uwaga od autora:

Przedstawiony proces jest pierwszą wersją VoiceGPT, którą mam zamiar rozwijać. Postępy moich eksperymentów możesz śledzić na stronie *https://www.opensourceforu.com*, gdzie umieszczam najnowszą wersję rozwijanego programu. ■

Ashwini Kumar Sinha

Ten artykuł był wcześniej opublikowany na łamach „EFY", marzec 2023 (efymag.com)

eprasa.pl b57b883d17



Serwer API z wykorzystaniem ESP8266 oraz oprogramowania MicroPythona

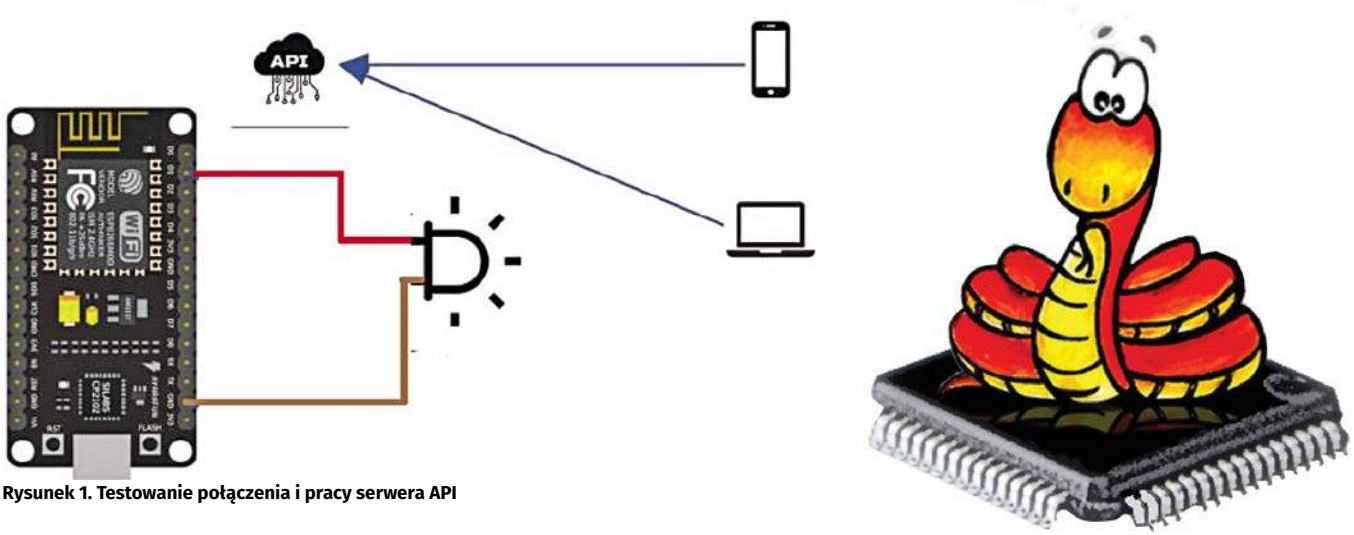
MicroPython jest językiem podobnym do Pythona 3. Jest natomiast dedykowany w szczególności do implementacji w mikrokontrolerach. MicroPython jest programem darmowym i dostępny jest wraz ze środowiskiem REPL (Read-Evaluate-Print-Loop), które w dużym stopniu ułatwia programowanie w tym języku. Można przetestować działanie programu jeszcze przed jego kompilacją i załadowaniem do pamięci mikrokontrolera. Dodatkowym, nie mniej ważnym ułatwieniem jest wsparcie społeczności programistów biegłych w tym języku.

ESP8266 jest natomiast niedrogim modułem Wi-Fi, doskonale nadającym się do projektów „Zrób to sam" chcących wykorzystać platformę Internetu rzeczy IoT. W szczególności dla początkujących programistów i konstruktorów istotna jest łatwość programowania w MicroPythonie. Jednak pewną trudnością jest oryginalny firmware płytek Wi-Fi z rodziny ESP, w tym ESP8266. Firmware ten trzeba podmienić. Bieżący projekt w głównej mierze skoncentrowany jest na software. Dlatego rozpoczniemy od przepisania do pamięci Flash mikrokontrolera MCU interpretera MicroPythona. Następnie, w tymże języku zaprogramujemy „ESP8266 board". Jedną z funkcji programu będzie sterowanie linii portu GPIO poprzez sieć Wi-Fi. W tym celu wykorzystamy programistyczne środowisko PICO framework.

Przepisanie firmware'u MicroPythona do płytki ESP

Będziemy chcieli pracować w środowisku PicoWeb pod kontrolą oprogramowania w języku MicroPythona z możliwością dostępu do linii wejścia-wyjścia GPIO. W pierwszej kolejności musimy wyczyścić pamięć Flash mikrokontrolera ESP z rezydującego tam software'u (firmware'u). W tą samą przestrzeń adresową należy

eprasa.pl b57b883d17



Rysunek 1. Testowanie połączenia i pracy serwera API

wpisać firmware Pythona w formacie .bin. To oprogramowanie jest dostępne na oficjalnej stronie pod adresem: *https://MicroPython.org/dawnload/#esp8266*.

Proces czyszczenia pamięci Flash jak i załadowania nowego firmware można przeprowadzić z użyciem narzędzi programistycznych zebranych pod nazwą esptool. W celu zainstalowania esptool, należy wpisać wiersz polecenia:

```
pip install esptool
```

Po połączeniu płytki MCU z komputerem, należy zidentyfikować, pod którym portem jest ona widziana. Jeśli używasz systemu pracującego pod Linuksem, możesz użyć poniższej komendy, która w odpowiedzi da numer portu COM:

```
dmesg / grep tty
```

W celu wyzerowania (wyczyszczenia) pamięci MCU ESP można posłużyć się poniższą komendą:

```
~/.local/bin/esptool.py –p /dev/ttyUSB0erase_flash
```

W tej składni, w polu „-p" należy wpisać numer portu odczytany komendą wcześniejszą.

Następnym krokiem będzie załadowanie firmware'u z MicroPythonem. Należy otworzyć folder zawierający docelowy plik z rozszerzeniem .bin. Należy skopiować ścieżkę i nazwę pliku. W celu wykonania operacji wpisu do pamięci Flash MCU, należy posłużyć się poniższą komendą (może zajść potrzeba zmiany nazwy pliku i/lub ścieżki dostępu):

```
~/.local/bin/esptool.py –port /dev/ttyUSB0 –baud 460800 write_flash –flash_size=detect 0 esp8266-20210202-v1.14.bin
```

Uwaga: esp8266-20210202-v1.14.bin jest oryginalną nazwą firmware'u, którą należy zastąpić nazwą użytą w twoim systemie.

Jeśli czynności wyżej wymienione przebiegną pomyślnie, płytka ESP użyta przez Ciebie jest gotowa do programowania z poziomu Pythona. Dalszą pracę ułatwi środowisko REPL. Wcześniej jednak potrzebne będzie jeszcze jedno narzędzie programistyczne: Picocom. Picocom zainstalujesz wpisując komendę:

```
sudo apt-get install picocom
```

Następnie użyj polecenia:

```
picocom /dev/ttyUSB0 –b115200
```

Możesz użyć skrótu CTL+B, co wyświetli dodatkowe informacje zawarte w chipie ESP. Z kolei naciskając CTL+D wykonasz programowy reset mikrokontrolera na płytce ESP.

Przepisanie pliku spod systemu operacyjnego komputera do mikrokontrolera, wymaga jeszcze narzędzia o nazwie adafruit-ampy. Zainstalujesz je wpisując polecenie o następującej składni:

```
pip install adafruit-ampy
pip install adafruit-ampy -upgrade
```

Uwaga: W niektórych sytuacjach może zajść potrzeba „powalczenia" jeszcze z programem Picocom. Po zaprogramowaniu pamięci Flash MicroPythonem może okazać się, że płytka ESP nie łączy się z siecią Wi-Fi (i tym samym z Internetem) wypisując jakiś „error". W takiej sytuacji pomocne będą komendy ustawień sieci, które zebrano w następnym punkcie opracowania.

Ustawienia połączenia z siecią Wi-Fi

Poprawne ustawienia nazwy, hasła itp. do sieci Wi-Fi jest niezbędne, i można je wpisać z poziomu terminala użytego do szeregowej transmisji danych programujących płytkę ESP mikrokontrolera.

Należy wpisać kolejno:

```
import network
sta_if = network.WLAN (network.STA_IF)
ap_if = network.WLAN (network.AP_IF)
sta_if.active (True)
sta_if.connect (‘<your SSID>’ , ‘<your key>’)
#Replace the SSID witch your Wi-Fi network name and key witch your network password
sta_if.isconnected()
sta_if.ifconfig()
```

Jeśli uda się połączenie MCU z Wi-Fi, możesz teraz sprawdzić adres IP przy użyciu komendy:

```
sta_if.ifconfig()
```

System powinien odpowiedzieć wynikiem (adresem) zbliżonym do poniższych:

(‘192.168.0.2’ , ‘255.255.255.0’ , ‘192.168.0.1’ , ‘8.8.8.8’)

Ustawienia PicoWeb w programie MicroPythona

W tym miejscu jesteśmy gotowi do instalacji biblioteki PicoWeb, która jest platformą programistyczną dla języka MicroPythona. Jest wiele cech wspólnych z podobnymi platformami będącymi środowiskiem programistycznym Pythona. Natomiast PicoWeb charakteryzują dwie istotne cechy:

- praca asynchroniczna, co oznacza możliwość wsparcia dla wielu różnych wywołań,
- oszczędność w użyciu dostępnej pamięci.

Instalacja PicoWeb na MCU jest możliwa z użyciem następującego polecenia:

```
$ git clone https://github.com/peterhinch/MicroPython-samples
```


eprasa.pl b57b883d17



Dodatkowe składniki PicoWeb

Aby w pełni posłużyć się platformą programowania w MicroPythonie, trzeba zainstalować jeszcze kilka składników „podległych”. Otwórz polecenie korzystając ze środowiska REPL, wpisując komendy jak niżej:

```
$ import upip
$ upip.install (‘MicroPython-uasyncio’)
$ upip.install (‘MicroPython-ulogging’)
$ upip.install (‘MicroPython-pkg_resources’)
$ upip.install (‘utemplate’)
```

Użycie skrótu Ctl+A+X spowoduje wyjście ze środowiska REPL. Teraz należy skopiować kilka plików do płytki ESP. Przejdź do folderu gdzie PicoWeb został załadowany. Sprawdź obecność plików: _init_.py i utils.py. Dla przepisania tych plików do MCU użyteczne będą narzędzia, które już zainstalowałeś – adafruil-ampy.

Krok 1: Utwórz folder PicoWeb wpisując:

```
$ ampy –port /dev/ttyUSB0 mkdir picoweb
```

Krok 2: Skopiuj pliki spod systemu lokalnego do folderu PicoWeb w MCU, wpisując kolejno polecenia:

```
$ ampy –port / dev/ttyUSB put init.py/
picoweb/_init_.py
$ ampy –port / dev/ttyUSB put utils.py/
picoweb/utils.py
```

Utworzenie punktów „API endpoints” z użyciem platformy PicoWeb

Teraz trzeba utworzyć skrypt w programie Pythona pod nazwą main.py. Zrobimy to w dwóch krokach. Pierwszym krokiem jest połączenie z lokalną dostępną siecią Wi-Fi. Następnie wygenerujemy „API endpointy”, co przejmie kontrolę nad pinami portu GPIO na płytce mikrokontrolera. Wygenerujemy także punkty dostępu AP (Access Point), co pozwoli utrzymać kontrolę nad GPIO nawet przy braku połączenia z siecią Wi-Fi. Wpisz komendę:

```
sudo nano main.py
```

I następnie skopiuj następujące dane do pliku main.py:

```
import picoweb
import network
from machine import Pin
import time

ip=[]
app = picoweb.WebApp(_name_)

#create the Access point
ap = network.WLAN(network.AP_IF)
ap.active (True)
ap.config (essid=’espAP’ , password=’espAPpassword’)
myip = ap.ifconfig()
print(myip)

#connect to the available wifi networks
station = network.WLAN(network.STA_IF)
station.active (True)
stacion.connect(„wifi-network-name” ,
„wifi-network-password”)
myip2 = station.ifconfig()
print(myip2)

def qs_parse(qs):
   parameters = {}
   ampersandSplit = qs.split(„&”)
   for element in ampersandSplit :
      equalSplit = element.split(„=”)
      parameters[equalSplit[0]] =
         equalSplit[1]
   return parameters

#create the api endpoint to control the
   pin provided as parameter on API call
@app.route(„/pin_ctl”)
def index(req, resp):
      queryString = req.qs
      parameters = qs_parse(queryString)
      print(parameters)
      x= int(parameters[‘pin’])
      pin = machine.Pin(x, machine.Pin.OUT)
      pin.value(0)
      time.sleep(0.5)
      pin.value(1)
      time.sleep(0.5)
      pin.value(0)
      time.sleep(0.5)
      pin.value(1)
      time.sleep(0.5)
      yield from picoweb.start_
      response(resp)
      yield from resp.awrite(„done”)

if __name__ == „__main__”:
      app.run(debug=True,host=”0.0.0.0”,
         port=80)
```

Aby zapisać ten kod, naciśnij Ctrl+X i następnie Y. Następnie skopiuj plik main.py do MCU używając polecenia:

```
ampy –port /dev/ttyUSB0 put main.py
```

Komunikacja z serwerem (z dowolnego miejsca) poprzez sieć

W celu przetestowania API podłącz diodę LED do wyjścia portu GPIO mikrokontrolera MCU. Zaloguj się do sieci Wi-Fi i sprawdź adres IP przypisany do urządzenia. Wpisz ten adres w dowolnej przeglądarce uzupełniając na końcu numerem portu, którym chcesz sterować (jako parametr). Polecenie to powinno mieć postać jak poniżej:

```
$ http://192.168.1.14/pin_ctl?pin=3
```

Na rysunku 1 podłączyliśmy diodę LED do pinu 10 portu GPIO. Wpisując w przeglądarce adres URL jak poniżej, sprawdzisz łączność z serwerem API oraz przetestujesz działanie układu.

```
http://192.168.1.14/pin_ctl?pin=10
```

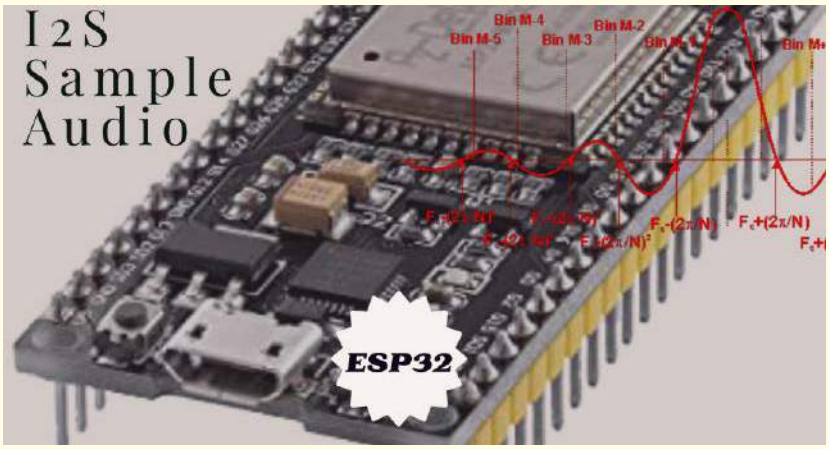
■

Joy Maitra

Ten artykuł był wcześniej opublikowany na łamach „EFY”, sierpień 2022 (efymag.com)

eprasa.pl b57b883d17

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.



Najlepszy sposób na próbkowanie dźwięku za pomocą ESP32

Artykuł opisuje trzy sposoby próbkowania dźwięku za pomocą mikrokontrolera ESP32.
1. Bezpośredni (sekwencyjny) odczyt
2. Odczyt sterowany przerwaniami
3. Odczyt oparty na I²S
Jednak najpierw słowo o samplowaniu w ogóle i twierdzeniu Nyquista.

Krok 1: Próbkowanie dźwięku za pomocą mikrokontrolera
Jeśli chcesz próbkować sygnał audio za pomocą mikrokontrolera, ważne jest, aby wiedzieć, co będziesz robić z tymi zdigitalizowanymi informacjami. Czy będziesz go używać do przesyłania dźwięku do innego urządzenia, czy też do nagrywania dźwięku, analizy FFT lub czegoś zupełnie innego? Ta informacja jest ważna, aby dokonać właściwego wyboru przy wyborze parametrów. Więcej o tym później. Załóżmy, że mamy sygnał audio o częstotliwości 10 kHz, który chcemy zdigitalizować. Sygnał jest podłączony do pinu audio mikrokontrolera i na razie zakładamy, że ten sygnał jest tylko w domenie dodatniej (tzn. nie spadnie poniżej zera).

Dokończenie artykułu na stronie: https://bit.ly/3KBmUtZ



Choinka z Arduino i pikselowymi diodami

Artykuł opisuje projekt choinki wykonanej z użyciem mikrokontrolera Arduino.
Ten projekt jest wykonany na podstawie projektu „Łapacz snów z tęczą w Arduino". Dodałem wbudowany włącznik/wyłącznik i przekształciłem projekt PCB w „zarys płytki" choinki.

Dokończenie artykułu na stronie: https://bit.ly/3Ux8M9y

Niektóre projekty aktualnie dostępne tylko dla prenumeratorów EdW w rubryce DIY PLUS na www.elportal.pl:

1. RPi – stacja pogodowa IoT
2. Niskobudżetowy monitor jakości powietrza IoT oparty o RaspberryPi 4
3. Automatyczny system ogrodniczy z NodeMCU i Blynk, ArduFarmBot 2
4. TinyML – Rozpoznawanie ruchu przy pomocy Raspberry Pi Pico
5. Wzmacniacz piezoelektryczny do gitary i skrzypiec
6. Wysokowydajny i niezawodny sterownik bipolarnego silnika krokowego
7. Sterownik silnika prądu stałego z wykorzystaniem przekaźnika i mosfetu – interfejs Arduino
8. Przedwzmacniacz do mikrofonu MEMS
9. Super prosty czuły wykrywacz metali
10. Stymulator czaszkowy Arduino (Bio-BrainTuner)
11. Izolowany obwód wykrywania napięcia 250 V AC z pojedynczym wyjściem (wejście 250 V prądu przemiennego, wyjście 5 V)
12. Generator sygnałów AD9833
13. Obserwacja charakterystyk tranzystora
14. Wyświetlacz EKG z użyciem Arduino
15. Łatwy do zbudowania robot kroczący
16. Sonarowy theremin MIDI
17. Zamek elektroniczny na kod
18. Prosty tester tranzystorów
19. Zegar binarny z użyciem Microbit
20. Przetwornik częstotliwości na napięcie (tachometr) – przetwornik częstotliwości na napięcie z czujnikiem magnetycznym o zmiennej reluktancji

Miesięcznik „**Elektronika dla Wszystkich**"
(12 numerów w roku) jest wydawany we współpracy z kilkoma redakcjami zagranicznymi

Wydawnictwo:
AVT-Korporacja Sp. z o.o.
03-197 Warszawa, ul. Leszczynowa 11
tel. 22 257 84 99, e-mail: avt@avt.pl

Wydawca:
Wiesław Marciniak

Adres redakcji:
03-197 Warszawa, ul. Leszczynowa 11
e-mail: edw@elportal.pl, www.elportal.pl

Redaktor merytoryczny
Paweł Sujko

Dział Reklamy:
Katarzyna Gugała
katarzyna.gugala@elportal.pl, tel. 22 257 84 64

Szef Pracowni Konstrukcyjnej:
Jakub Sobański
jakub.sobanski@elportal.pl

DTP, okładka, redakcja strony internetowej www.elportal.pl:
MAD Sp. z o.o.

Prenumerata:
W Wydawnictwie AVT, e-mail: prenumerata@avt.pl
tel. 22 257 84 22, (godz. 10:00–14:00)

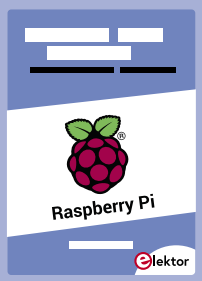
W RUCH S.A., e-mail: prenumerata@ruch.com.pl
tel. 801 800 803, 22 717 59 59, www.prenumerata.ruch.com.pl

Copyright AVT-Korporacja Sp. z o.o., Warszawa, ul. Leszczynowa 11. Projekty publikowane w „Elektronice dla Wszystkich" mogą być wykorzystywane wyłącznie do własnych potrzeb. Korzystanie z tych projektów do innych celów, zwłaszcza do działalności zarobkowej, wymaga zgody redakcji „Elektroniki dla Wszystkich". Przedruk oraz umieszczanie na stronach internetowych całości lub fragmentów publikacji zamieszczanych w „Elektronice dla Wszystkich" jest dozwolone wyłącznie po uzyskaniu pisemnej zgody redakcji. Redakcja nie odpowiada za treść reklam i ogłoszeń zamieszczanych w „Elektronice dla Wszystkich".

eprasa.pl b57b883d17



Every week that you don't subscribe to Elektor's e-zine is a week with great electronics-related articles and projects that you miss!



So, why wait any longer?

Subscribe today at **www.elektor.com/elek**

and also receive
a free
Raspberry Pi project book!

What can you expect?

Editorial
Every Friday, you'll receive the best articles and projects of the week. We cover MCU-based projects, IoT, programming, AI, and more!

Promotional
Don't miss our shop promotions, every Tuesday and Thursday we have a special promotion for you.

Partner mailing
You want to stay informed about the ongoing activities within the industry? Then this e-mail will give you the best insights. Non-regular but always Wednesdays.

elektor
design > share > earn

eprasa.pl b57b883d17